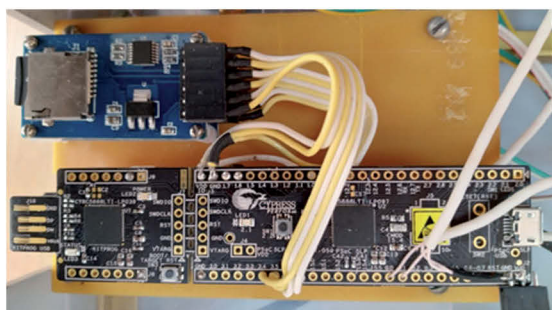
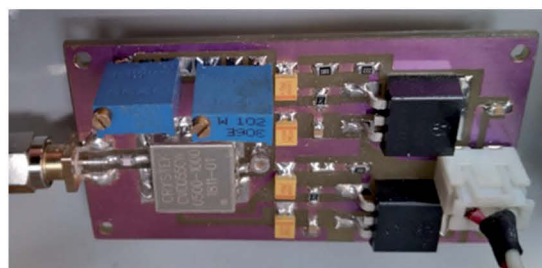


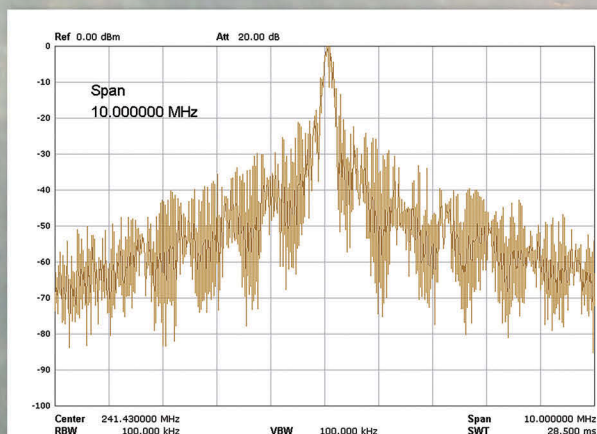
# ТЕХНОЛОГИЯ И КОНСТРУИРОВАНИЕ В ЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЕ



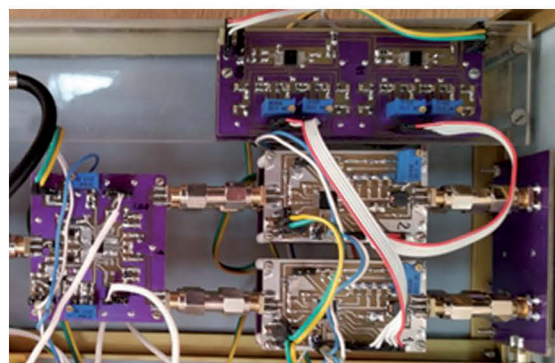
Формувач модульованих сигналів  
PSoC 5 LP



Генератор носійного коливання



Спектр одного із різновидів сигналів АМБС  
на виході макета передавального пристрою



Модулятор у зборі

До статті  
«Модулятор для здійснення амплітудної  
модуляції багатьох складових»

## 3—4 2021

ТРАВЕНЬ — СЕРПЕНЬ

# 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. Беляєв* (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

*Д. т. н. С. Г. Антощук* (м. Одеса, Україна)  
*Д. т. н. А. П. Бондарев* (м. Львів, Україна)  
*Prof. I. Vajda* (Budapest, Hungary)  
*Prof. D. Vinnikov* (Tallinn, Estonia)  
*Prof. I. Galkin* (Riga, Latvia)  
*К. т. н. Е. М. Глушеченко* (м. Київ, Україна),  
заст. головного редактора  
*К. т. н. Г. Г. Горох* (м. Мінськ, Республіка Білорусь)  
*Prof. K. Dhoska* (Tirana, Albania)  
*Д. ф.-м. н. В. В. Должигов* (м. Харків, Україна)  
*Д. т. н. А. О. Дружинін* (м. Львів, Україна)  
*Д. т. н. А. А. Єфіменко* (м. Одеса, Україна),  
заст. головного редактора  
*Д. ф.-м. н. Д. В. Корбутяк* (м. Київ, Україна)  
*Д. т. н. С. І. Круковський* (м. Львів, Україна)  
*Чл.-кор. НАНУ, д. ф.-м. н. В. С. Лисенко* (м. Київ, Україна)

*Prof. J. Martins* (Caparica, Portugal)  
*Д. т. н. І. ІІІ. Невлюдов* (м. Харків, Україна)  
*Dr. Sc. D. Nika* (Chisinau, Moldova)  
*Д. т. н. Ю. Є. Ніколаєнко* (м. Київ, Україна)  
*Prof. V. Pires* (Setúbal, Portugal)  
*Д. ф.-м. н. С. В. Плаксін* (м. Дніпро, Україна)  
*К. т. н. Прокопець В. М.* (м. Київ, Україна)  
*Prof. E. Romero-Cadaval* (Badajoz, Spain)  
*К. ф.-м. н. О. В. Рибка* (м. Харків, Україна)  
*К. т. н. П. С. Сафронов* (м. Київ, Україна)  
*Д. т. н. В. С. Ситніков* (м. Одеса, Україна)  
*К. т. н. С. А. Степенко* (м. Чернігів, Україна)  
*Dr. Sc. Z. Stević* (Belgrade, Serbia)  
*Д. х. н. В. М. Томашик* (м. Київ, Україна)  
*К. т. н. В. Є. Трофімов* (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, О. О. Алексєєва,  
М. Г. Глава, Н. М. Колганова, Є. І. Корецька.*

**ТЕХНОЛОГИЯ  
И  
КОНСТРУИРОВАНИЕ  
В  
ЭЛЕКТРОННОЙ  
АППАРАТУРЕ**

НАУКОВО-ТЕХНІЧНИЙ ЖУРНАЛ

2021 № 3–4

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

Схвалено до друку  
Вченою радою  
Державного університету  
«Одеська політехніка»  
(Протокол № 1 від 31.08 2021 р.)  
Відп. за випуск: О. А. Тихонова

**ЗАСНОВНИКИ**

Інститут фізики напівпровідників  
ім. В. Є. Лашкарьова НАН України;  
Науково-виробниче підприємство  
«Сатурн»;  
Державний університет  
«Одеська політехніка»;  
Видавництво «Політехперіодика»

Свідоцтво про реєстрацію  
№ КВ 21788-11688ПП  
від 21.12.2015 р.

**ЗМІСТ**

**Електронні засоби: дослідження, розробки**

Фотоприймальний пристрій, стійкий до фонові засвітці, з роз-  
ширеним динамічним діапазоном входних сигналів. *Лінка В. М.,*  
*Рюхтін В. В., Добровольський Ю. Г.* ..... 3

Пристрій для дослідження температурної сталості характеристик  
перетворювачів напруги в частоту. *Завадський В. А., Харченко Р. Ю.,*  
*Дранчук С. М., Цацко В. І.* ..... 9

**НВЧ-техніка**

Синхронізація генераторів на ЛПД імпульсної та безперервної  
дії у мм-діапазоні довжини хвиль. Частина 2. Стабілізація НВЧ-  
параметрів синхронізованих генераторів. *Карушкін М. Ф.* ..... 17

**Системи передавання та обробки сигналів**

Модулятор для здійснення амплітудної модуляції багатьох складо-  
вих. *Горбатий І. В., Карп Ю. С., Цимбалюк І. Р.* ..... 30

**Сенсоелектроніка**

Квазісинхронна термокомпенсація в іонометрії із застосуван-  
ням ІСПТ. Частина 1. Теорія та моделювання. *Павлюченко О. С.,*  
*Кукла О. Л.* ..... 36

**Метрологія. Стандартизація**

Оцінка метрологічних характеристик методу спектрального аналізу  
для визначення морфології еритроцитів. *Сокол Є. І., Колісник К. В.,*  
*Бернадська Т. В.* ..... 45

**Технологічні процеси та обладнання**

Покращення параметрів планарного імпульсного діода при  
використанні гетерування. *Литвиненко В. М., Баганов Є. О.,*  
*Вікулін І. М., Горбачов В. Е.* ..... 50

**Забезпечення теплових режимів**

Застосування шару на основі матеріалів з фазовим переходом «ме-  
тал — напівпровідник» для електротеплового захисту сонячних  
елементів. *Тонкошкур О. С., Іванченко О. В.* ..... 57

**Рецензенти номера** ..... 64

**Нові книги** ..... 8, 16

## CONTENTS

### Electronic devices: research, development

Photodetector resistant to background light noise with extended dynamic range of input signals. *Lipka V. M., Ryukhtin V. V., Dobrovolsky Yu. G.* ..... 3

Device for investigating thermal stability of characteristics of voltage-to-frequency converters. *Zavadsky V. A., Kharchenko R. Yu., Dranchuk S. M., Tsatsko V. I.* ..... 9

### Microwave engineering

Synchronization of pulsed and continuous-wave IMPATT oscillators in the millimeter wavelength range. Part 2. Stabilizing microwave parameters of synchronized generators. *Karushkin N. F.* ..... 17

### Signals transfer and processing systems

Modulator for implementation of amplitude modulation of many components. *Horbatiy I. V., Carp U. S., Tsybaliuk I. R.* ..... 30

### Sensors

Quasi-synchronous thermocompensation for ISFET-based ionometric devices. Part 1. Theory and simulation. *Pavluchenko O. S., Kukla O. L.* ..... 36

### Metrology. Standardization

Evaluation of metrological characteristics of spectral analysis method for determining erythrocyte morphology. *Sokol Ye. I., Kolisnyk K. V., Bernads'ka T. V.* ..... 45

### Production technology and equipment

Improving parameters of planar pulse diode using gettering. *Litvinenko V. M., Baganov Ye. A., Vikulin I. M., Gorbachev V. E.* ..... 50

### Thermal management

Using a layer based on materials with a metal to semiconductor phase transition for electrothermal protection of solar cells. *Tonkoshkur A. S., Ivanchenko A. V.* ..... 57

**Reviewers** ..... 64

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 Odessa Polytechnic State University, SPE «Saturn», SRC «Elektron-Carat»

Approved for publication by Odessa Polytechnic State University Academic Council (Summary Records No. 1, 31.08 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);

Odessa Polytechnic State University; Publishing house «Politehperiodika» (Odesa)

Registration certificate № KB 21788-11688IP of 21.12.2015



В. М. ЛІПКА<sup>1</sup>, к. т. н. В. В. РЮХТІН<sup>1</sup>, д. т. н. Ю. Г. ДОБРОВОЛЬСЬКИЙ<sup>2</sup>

Україна, м. Чернівці, <sup>1</sup>Центральне конструкторське бюро «Ритм»,

<sup>2</sup>Чернівецький національний університет ім. Ю. Федьковича

E-mail: volodymyrliпка9@gmail.com

## ФОТОПРИЙМАЛЬНИЙ ПРИСТРІЙ, СТІЙКИЙ ДО ФОНОВОЇ ЗАСВІТКИ, З РОЗШИРЕНИМ ДИНАМІЧНИМ ДІАПАЗОНОМ ВХІДНИХ СИГНАЛІВ

*Створено дослідний зразок фотоприймального пристрою для приймання періодичних оптичних інформаційних сигналів у відкритому оптичному каналі в умовах дії фонового випромінювання видимого світла потужністю до 15 мВт. Пристрій працює у низькочастотному діапазоні від 3 до 45 кГц включно з динамічним діапазоном, розширеним до 67 дБ при застосуванні автоматичного регулювання підсилення.*

*Ключові слова:* фотоприймальний пристрій, фонове випромінювання, динамічний діапазон.

Оптичне вимірювання є носієм величезної кількості інформації, яку досліджують та обробляють різноманітні електронні засоби, засновані на первинних перетворювачах — фотоприймачах оптичного випромінювання та електронних схемах обробки фотосигналу. На величину корисного фотосигналу впливають різноманітні завади, які відносяться до двох типів — електричного походження (шумові сигнали фотоприймача, шуми, створювані провідниками, шуми підсилювача тощо) та оптичного походження (оптичні сигнали, генеровані різноманітними фоновими джерелами, такими як Сонце, освітлювальні прилади тощо) [1]. Суттєвим серед них є оптичне випромінювання з таким спектральним діапазоном, що відчувається фотоприймачем. Така ситуація спостерігається при роботі фотоприймального пристрою (ФПП) у так званому відкритому оптичному каналі, наприклад при плануванні місцевості за допомогою лазерного теодоліта або при лазерному зондуванні атмосфери для виявлення зміни концентрації певних молекул. В процесі виконання таких задач використовуються, зокрема, лазери, які працюють в інфрачервоному діапазоні спектру.

Робота системи «лазер — ФПП» в умовах відкритого каналу призводить до того, що випромінювання з певною робочою довжиною хвилі генерує у фотоприймачі фотострум  $I_1$ , а фонове випромінювання — фотострум  $I_2$ , при цьому  $I_2$  може бути набагато більше за  $I_1$ , і в такому випадку отримати інформацію з корисного інформаційного сигналу неможливо. Це особливо суттєво у випадку періодичних монохроматичних сигналів, тому протидія таким завадам є актуальним завданням сучасної електроніки.

З наукової літератури відомо, що проблему реєстрації корисного монохроматичного потоку випромінювання в умовах фонового засвітлення частково

можна вирішувати за допомогою схем автоматичного регулювання підсилення, однак при цьому відбувається звуження динамічного діапазону ФПП. Тому ще одним актуальним завданням електроніки є пошук технічного балансу між схемно-технічними рішеннями, які забезпечують протидію фоновому випромінюванню при роботі ФПП у відкритому оптичному каналі, та збереженням й розширенням його динамічного діапазону.

Фотоприймальний пристрій УФУО4, розроблений раніше у ЦКБ «Ритм», має динамічний діапазон до 30 дБ у частотному діапазоні відбору корисного сигналу 3—45 кГц. При цьому протидія фоновій засвітці здійснюється виключно за допомогою оптичного відрізаючого світлофільтра, коли частка фонового випромінювання, що проходить скрізь фільтр, ніяким чином не компенсується. Це суттєво обмежує область застосування пристрою, примушуючи споживача використовувати прилад лише в умовах низького рівня освітленості видимим світлом, практично лише у ночі.

Метою цієї роботи було створення дослідного зразку фотоприймального пристрою з динамічним діапазоном не менше 60 дБ, який би забезпечував вимірювання потоку періодичного монохроматичного випромінювання з довжиною хвилі 1064 нм в умовах відкритого оптичного каналу при фоновому засвітленні видимим світлом потужністю до 15 мВт.

### Аналіз шляхів досягнення мети роботи

Розширення динамічного діапазону фотоприймача досягається зменшенням його шуму, зокрема, оптимізацією його конструкції та технології [2]. Шуми, створювані з'єднувальними елементами між фотоприймачем та підсилювачем, зазвичай усуваються шляхом створення такої конструкції ФПП, коли фотоприймач, підсилювач та інші елементи обробки

оптичного сигналу збираються на одній підкладці в одному корпусі [3].

Для протидії фоновому випромінненню шляхом виділення потрібного спектрального діапазону використовуються оптичні світлофільтри [4, 5]. Але світлофільтри мають загальний недолік — вони здатні пропускати частку оптичного випроміннення за межами того діапазону, який повинні виділяти [6].

Оскільки складовою частиною ФПП є фотодіод, його динамічний діапазон також має бути широким, що досягається, зокрема, зменшенням рекомбінації носіїв заряду [7, 8]. Але такі операції ускладнюють конструкцію фотодіода та технологію його виготовлення, що знову-таки веде до здороження виробу та втраті конкурентоспроможності на ринку. Сучасні фотоприймачі, в конструкціях яких як вихідний матеріал застосовують фулерен  $C_{60}$  [9] та графен [10], мають гарні характеристики, але їх надійність (час напруження) поки що залишається невеликою, а ціна достатньо високою. Для вирішення поставленого завдання також використовують модуляцію вхідного сигналу [11], що вимагає обладнувати фотоприймач детектувальним пристроєм. Як правило, перелічені вище фотодіоди працюють у закритому оптичному каналі та є лінійними у межах 100—200 дБ у всьому діапазоні чутливості до оптичного випроміннення.

Схемно-технічні рішення, які реалізуються у ФПП, також сприяють розширенню його динамічного діапазону у цілому через зменшення шуму. Зокрема, у [12] для мінімізації шуму та досягнення високої чутливості створено вимірювальний тракт керування вихідним струмом за допомогою контуру зворотного зв'язку. Тієї ж мети досягають автори [13]: за допомогою вбудованих компараторів та логічних елементів поза приймачем отримується сигнал із частотою, пропорційною рівню світла, а динамічний діапазон у закритому оптичному каналі складає 145 дБ.

Описані схемні рішення належать до схем автоматичного регулювання підсилення (АРП) [14], які широко використовуються у медичній галузі [15, 16] та системах зв'язку [17, 18]. Схеми АРП здатні регулювати коефіцієнт підсилення фотосигналу і таким чином регулювати межі динамічного діапазону ФПП. Окрім того, схеми АРП можуть відстежувати сигнал із певною частотою, пропорційною відповідному рівню оптичного сигналу [13]. Наприклад, у [19] проведено дослідження величини вихідного сигналу попереднього підсилювача в умовах фонового випроміннення з довжиною хвилі 950 нм, яке показало, що при застосуванні фотодіода у відповідному обладнанні необхідно враховувати його динамічний діапазон та частотні характеристики попереднього підсилювача, які слід розширити до значень, при яких фонове випроміннення можна вивести за межі робочої частоти системи. Саме таке рішення було обрано для подальших досліджень.

### Результати досліджень

ФПП створювався у рамках виконання науково-дослідної роботи, що проводиться в ЦКБ «Ритм» (м. Чернівці).

Первинним перетворювачем служив фотодіод з кремнію  $p$ -типу провідності, оптимізований для приймання монохроматичного випромінювання з довжиною хвилі  $\lambda = 1064$  нм (притаманна лазера на основі ітрієво-алюмінієвого гранату), потужністю до 5 мкВт, який широко застосовується у геодезії та при контролі чистоти атмосфери [20], як правило, в умовах відкритого оптичного каналу при фоновій освітленості оптичним випромінненням видимого діапазону спектру.

Було проведено оцінку величини фотоструму, який може генерувати кремнієвий фотодіод при його опроміненні сонячним світлом, яке діє як фонове випроміннення. Для фотодіода певної конструкції, виготовленого з кремнію  $p$ -типу провідності, питомий фотострум, зумовлений фоновим випромінненням, є достатньо високим — його величина сягає  $0,2$  мА/мм<sup>2</sup>. Тому для усунення такого впливу застосовувався світлофільтр зі скла ИКС7 товщиною 4 мм, що пропускає оптичне випроміннення, починаючи з довжини хвилі близько 800 і до 4800 нм. Таким чином, область спектральної чутливості фотодіода звузилася до 800—1100 нм, чого цілком достатньо для вимірювання оптичного випроміннення з  $\lambda = 1064$  нм. При цьому величина фонового фотоструму зменшилася на 60%.

Для збільшення динамічного діапазону ФПП та компенсації впливу фонового випроміннення було розроблено нову версію схеми АРП на основі мікросхеми AD633, яка наведена на **рис. 1**.

Працює запропонована схема наступним чином. Фотодіод 1 генерує фотострум, який створюється фоновим випромінненням певного частотного складу та має робочу довжину хвилі 1064 нм, яка також модулюється за певним законом. Перший каскад ФПП 2 побудовано за схемою роздільного підсилення в смузі частот з компенсацією постійного засвіт-

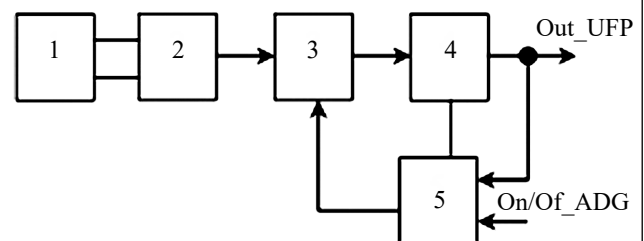


Рис. 1. Блок-схема ФПП, стійкого до немодульованого фонового випроміннення:

1 — фотодіод; 2 — перший каскад підсилювача; 3 — регулятор АРП; 4 — вихідний підсилювач ФПП; 5 — детектор АРП; Out\_UFP — напруга вихідного підсилювача; On/Of\_ADG — увімкнення/вимкнення АРП

лення. Він забезпечує попереднє підсилення фотосигналу, зумовленого робочою довжиною хвилі, та часткове відфільтровування фотосигналу, який має частотний склад, що відрізняється від частоти модуляції корисного сигналу.

Схема АРП працює наступним чином. Вихідний сигнал першого каскаду 2 подається на вхід аналогового перемножувача регулятора 3, реалізованого на мікросхемі аналогового перемножувача AD633, підсилюється вихідним підсилювачем 4 і подається на детектор 5. При досягненні порогового рівня детектор АРП формує керуючий сигнал, який подається на другий вхід аналогового перемножувача регулятора 3, зменшуючи при цьому коефіцієнт підсилення регулятора АРП.

Фотоелектричні параметри ФПП досліджувалися відповідно до методик вимірювання параметрів фотоприймачів, викладених у ГОСТ 17772-88 [21], із доповненнями, наведеними нижче.

Оскільки вольтова монохроматична чутливість  $S_{U\lambda}$  створюваного ФПП не має бути меншою, ніж у прототипу (УФУО4), вона досліджувалась у першу чергу. Контроль величини  $S_{U\lambda}$  здійснювався шляхом фокусування випромінювання випромінювача на фоточутливому елементі ФПП, і при цьому вимірювалася напруга фотосигналу  $U_{out}$ . Чутливість розраховували за формулою

$$S_{U\lambda} = U_{out} / P, \quad (1)$$

де  $P$  — потужність випромінювання (10 нВт).

Відносна похибка визначення  $S_{U\lambda}$  не перевищувала  $\pm 10\%$ .

Вимірювання проводилися, коли система АРП була вимкнена. Результати показали, що вольтова монохроматична чутливість створеного ФПП на частоті 20 кГц і довжині хвилі оптичного випромінювання 1064 нм досягає  $2,8 \cdot 10^6$  В/Вт, що не гірше ніж значення, притаманні ФПП УФУО4.

Залежність амплітуди вихідного сигналу від частоти вхідного сигналу сталої амплітуди (АЧХ), а саме — смугу пропускання ФПП ( $\Delta U$ ), отримували при варіюванні частоти випромінювання (без зміни амплітуди) по рівню  $-3$  дБ, вимірюючи селективним вольтметром амплітуду вихідного сигналу ФПП на дискретних частотах. Величину динамічного діапазона розраховували за формулою

$$\Delta U = 20 \lg(U_{fd}/U_{f0}), \quad (2)$$

де  $U_{f0}$ ,  $U_{fd}$  — амплітуди вихідного сигналу ФПП, відповідно, на частоті 10 кГц та на дискретних частотах.

Відносна похибка визначення  $\Delta U$  — у межах  $\pm 10\%$ .

АЧХ вольтової монохроматичної чутливості першого каскаду ФПП наведено на **рис. 2**. Тут видно, що смуга пропускання, виміряна по рівню  $-3$  дБ, знаходиться у діапазоні частот від 3 до 100 кГц.

Дослідження запропонованої конструкції ФПП показали (**рис. 3**), що вона забезпечує вибір корисного сигналу певної частоти модуляції у діапазоні від 3 до 45 кГц і ефективно придушує частоти, ви-

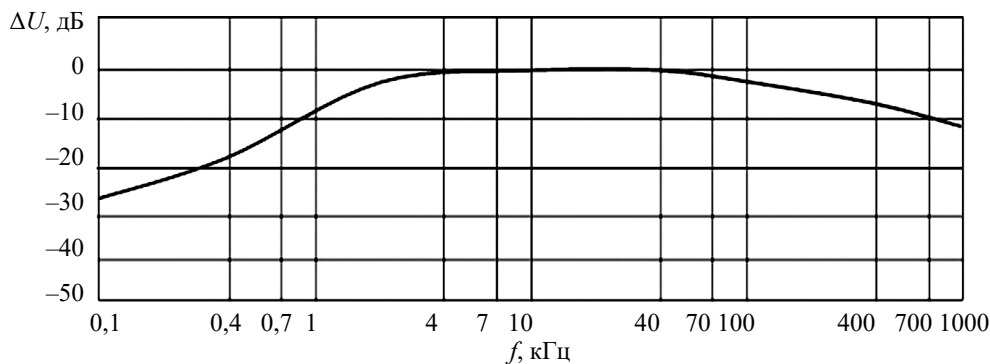


Рис. 2. АЧХ вольтової монохроматичної чутливості першого каскаду ФПП, стійкого до немодульованого фонових оптичного випромінювання

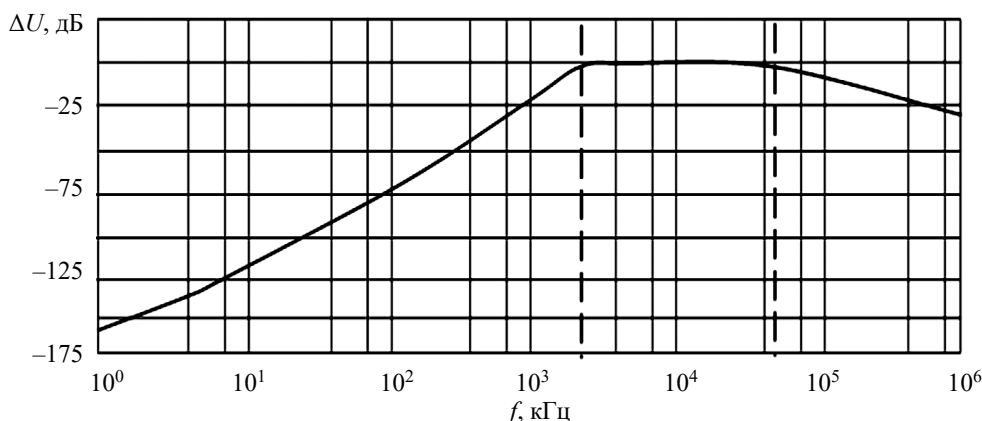


Рис. 3. АЧХ вольтової монохроматичної чутливості ФПП, стійкого до немодульованого фонових оптичного випромінювання, у цілому

кликані оптичними завадами у низькочастотному діапазоні від частоти вхідного сигналу сталої амплітуди до 3 кГц включно.

Також за допомогою відповідного селективного вольтметра досліджувалось середньоквадратичне значення власних шумів ФПП за відсутності фонового засвітлення при вимкненій системі АРП. Смула пропускання ФПП складала 42 кГц. Це значення не перевищувало 2 мВ (в смузі 1 кГц).

Вимірний струм компенсації першого каскаду ФПП становить 15 мА, що еквівалентно потужності світлових завад, що падають на поверхню фотодіода, близько 15 мВт.

Динамічний діапазон ФПП  $d_{\text{ФПП}}$  визначається як логарифм відношення максимальної амплітуди вхідного сигналу підсилювача  $U_{\text{сmax}}$ , за якої спотворення сигналу досягають гранично допустимого значення, до порогового значення чутливості підсилювача  $U_{\text{пор}}$ .

Дослідження  $d_{\text{ФПП}}$  здійснювалося збільшенням потужності випромінювання до максимально можливого вихідного сигналу ФПП без спотворення форми (обмеження амплітуди імпульсу сигналу), контролюючи його на осцилографі та вимірюючи його амплітуду  $U_{\text{сmax}}$  за осцилограмою. Умови вимірювання: довжина хвилі оптичного випромінювання 1064 нм, діапазон потужності від  $2 \cdot 10^{-8}$  до  $2 \cdot 10^{-5}$  Вт, частота модуляції 20 кГц при ввімкненому АРП.

Динамічний діапазон розраховували за формулою  $d_{\text{ФПП}} = 20 \lg(U_{\text{сmax}}/U_{\text{пор}})$ . (3)

Відносна похибка визначення  $d_{\text{ФПП}}$  лежить у межах  $\pm 15\%$ .

У цих умовах динамічний діапазон ФПП складає до 67 дБ, при вимкненому АРП — не більше 30 дБ.

Для порівняння у таблиці наведено характеристики ФПП попередньої конструкції та новоствореного.

Характеристика	ФПП УФУО4	Створений ФПП
Динамічний діапазон, дБ	30	67
Компенсація струм-фонового засвітлення, мА	0	15
Частотний діапазон відбору корисного сигналу, кГц	3 — 45	

### Висновки

Таким чином, нова версія схеми АРП, розробленої для збільшення динамічного діапазону дослідного зразка ФПП та компенсації впливу на нього фонового випромінювання видимого діапазону спектру, дозволила розширити його динамічний діапазон на 37 дБ відносно прототипу УФУО4. Конструкція нового ФПП забезпечує вибір корисного сигналу певної частоти модуляції у частотному діапазоні від 3 до 45 кГц і придушує частоти, викликані фоновим випромінюванням у низькочастотному діапазоні від по-

стійної складової до 3 кГц включно. При цьому відбувається компенсація струму до 15 мА, що еквівалентно потужності фонового випромінювання близько 15 мВт.

Подальші дослідження мають відповісти на питання щодо надійності запропонованої конструкції ФПП та оптимізації його оптичної системи.

### ВИКОРИСТАНІ ДЖЕРЕЛА

1. *Авиационные лазерные и оптико-электронные системы*. Под ред. В. М. Сидорина, Москва, ВВИА им. Н.Е. Жуковского, 2003, 321 с.
2. Рогальский А. Инфракрасные детекторы. Новосибирск, Наука, 2003, 636 с. [Rogalski A. *Infrared and Terahertz Detectors, Third Edition*. CRC Press, 2018, 1066 p.
3. Бараночников М.Л. Приемники и детекторы излучений. Справочник. Москва, 2017, 1041 с.
4. Тарасов В.В., Якушенков Ю. Г. *Инфракрасные системы «смотрящего» типа*. Москва, Логос, 2004. -342 с.
5. Молдавская Л.Д., Востоков Н.В., Гапонова Д.М. и др. Сэндвич-структура InGaAs/GaAs с квантовыми точками для инфракрасных фотоприемников. *Физика и техника полупроводников*, 2008, т. 42, вып. 1, с.101–105.
6. Колежук К.В., Комащенко В.Н., Шереметова Г.И. и др. Новое поколение приемников ультрафиолетового излучения. *Технология и конструирование в электронной аппаратуре*, 2003, № 3, с. 51–51.
7. Chunxiong Bao, Zhaolai Chen, Yanjun Fang et al. Low-noise and large-linear-dynamic-range photodetectors based on hybrid-perovskite thin-single-crystals. *Advanced Materials*, 2017, vol. 29, iss. 39. <https://doi.org/10.1002/adma.201703209>
8. Chenglong Li, Hailu Wang, Fang Wang et al. Ultrafast and broadband photodetectors based on a perovskite/organic bulk heterojunction for large-dynamic-range imaging. *Light: Science & Applications*, 2020, vol. 9, art. no. 31. <https://doi.org/10.1038/s41377-020-0264-5>
9. Fawen Guo, Zhengguo Xiao, Jinsong Huang. Fullerene photodetectors with a linear dynamic range of 90 dB enabled by a cross-linkable buffer layer. *Advanced Optical Materials*, 2013, vol. 1, iss. 4, pp. 289–294. <https://doi.org/10.1002/adom.201200071>
10. De Sanctis A., Jones G. F., Wehenkel D. J. et al. Extraordinary linear dynamic range in laser-defined functionalized graphene photodetectors. *Science Advances*, 2017, vol. 3, no. 5, e1602617. <https://doi.org/10.1126/sciadv.1602617>
11. Williams K.J., Nichols L.T., Esman R.D. Photodetector nonlinearity limitations on a high-dynamic range 3 GHz fiber optic link. *Journal of Lightwave Technology*, 1998, vol. 16, iss. 2, pp. 192–199. <https://doi.org/10.1109/50.661009>
12. Xiaojun Bi, Jian Li, Zhen Gu et al. High sensitivity and dynamic-range 25 Gbaud silicon receiver chipset with current-controlled DC adjustment path and cube-shape Ge-on-Si PD. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 2020, vol. 67, iss. 11, pp. 3991–4001. <https://doi.org/10.1109/TCSI.2020.3011292>
13. Raynor J.M., Seitz P. A linear array of photodetectors with wide dynamic range and near photon quantum-noise limit. *Sensors and Actuators A: Physical*, 1997, vol 61, iss. 1–3, pp. 327–330. [https://doi.org/10.1016/S0924-6427\(97\)01481-7](https://doi.org/10.1016/S0924-6427(97)01481-7)
14. Alegre Pérez, Juan Pablo, Celma Santiago López, Belén Calvo. *Automatic Gain Control. Techniques and Architectures for RF Receivers*. Springer-Verlag New York, 2011, 134 p. <https://www.springer.com/gp/book/9781461401667>
15. Thomas F. A., Dietz V., Schrafl-Altermatt M. Automatic gain control of neural coupling during cooperative hand movements. *Scientific Reports*, 2018, vol. 8, art. no. 5959. <https://doi.org/10.1038/s41598-018-24498-6>



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

17. Borowski H., Isoz O., Marsten Eklöf F. et al. Detecting false signals with automatic gain control. *GPS World Staff*, 2012. <https://www.gpsworld.com/detecting-false-signals-automatic-gain-control-12804/>

18. Jun Hee Jang, Hyung Jin Choi. A fast automatic gain control scheme for 3GPP LTE TDD system. 2010 *IEEE 72<sup>nd</sup> Vehicular Technology Conference - Fall*, 2010, pp. 1–10. <https://doi.org/10.1109/VETECF.2010.5594461>

19. Hodovaniouk V.M., Doktorovych I.V., Butenko V.K. et al. Silicon photodiode & preamplifier operation characteristic properties under background radiation conditions. *Semiconductor Physics Quantum Electronics & Optoelectronics*, 2005, vol. 1, iss. 1, pp. 83–86.

20. Колесник Ю.И., Кипенский А.В. *Квантовая электроника. Применение лазеров : Уч. пособие*. Харьков, 2005, 156 с.

21. ГОСТ 17772-88. Приемники излучения. Полупроводниковые фотоэлектрические и фотоприемные устройства. Методы измерения фотоэлектрических параметров и определение характеристик.

Дата надходження рукопису  
до редакції 31.03 2021 р.

DOI: 10.15222/TKEA2021.3-4.03

UDC 535.23:628.98:004.9:535-31:535.247

V. M. LIPKA<sup>1</sup>, V. V. RYUKHTIN<sup>1</sup>, Yu. G. DOBROVOLSKY<sup>2</sup>

Ukraine, Chernivtsi, <sup>1</sup>Ritm Central Design Bureau Joint-Stock Company,

<sup>2</sup>Yuriy Fedkovych Chernivtsi National University

E-mail: volodymyrripka9@gmail.com

## PHOTODETECTOR RESISTANT TO BACKGROUND LIGHT NOISE WITH EXTENDED DYNAMIC RANGE OF INPUT SIGNALS

*Measurement of periodic optical information signals in the background light noise with a photodetector with extended dynamic range is an urgent task of modern electronics and thus has become the aim of this study.*

*To increase the dynamic range of the photodetector, a new version of the automatic gain control (AGC) circuit has been developed, which consists of an AGC controller, an output photodetector amplifier and an AGC detector.*

*The authors measured the dynamic range of the photodetector when receiving optical radiation with a wavelength of 1064 nm in the power range from 2.10–8 to 2.10–5 W at a modulation frequency of 20 kHz with the AGC on. Under these conditions, the dynamic range of the photodetector was found to be up to 67 dB. If the AGC was off, the dynamic range did not exceed 30 dB.*

*Thus, the study made it possible to create a photodetector with an extended dynamic range up to 67 dB based on a new version of the AGC circuit. The design of the photodetector allowed choosing a useful signal of a particular modulation frequency in the frequency range from 3 to 45 kHz and effectively suppresses the frequencies caused by optical interference in the low frequency range from the frequency of the input signal of constant amplitude up to 3 kHz inclusive. This compensates the current up to 15 mA, which is equivalent to the power of light interference of about 15 mW.*

*Further research should address the issues of reliability of the proposed photodetector design and optimization of its optical system.*

*The photodetector can be used in geodesy and ambient air quality monitoring.*

**Keywords:** photodetector, background light noise, dynamic range.

### REFERENCES

1. *Aviatsionnyye lazernyye i optiko-elektronnyye sistemy* [Aviation Laser and Optoelectronic Systems] Ed. by V.M. Sidorin. Moscow, VVIA named after N.E. Zhukovsky, 2003, 321 p. (Rus)

2. Rogalski A. *Infrared and Terahertz Detectors, Third Edition*. CRC Press, 2018, 1066 p.

3. Baranochnikov M.L. *Priyemniki i detektory izlucheniya. Spravochnik* [Radiation Receivers and Detectors. Handbook]. Moscow, 2017, 1041 p. (Rus)

4. Tarasov V.V., Yakushenkov Yu.G. *Infrakrasnyye sistemy «smotryashchego» tipa* [Infrared Systems of the “Looking” Type]. Moscow, Logos, 2004, 342 p. (Rus)

5. Moldavskaya L.D., Vostokov N.V., Gaponova D.M. et al. [InGaAs/GaAs Sandwich Structure with Quantum Dots for Infrared Photodetectors]. *Physics and Technology of Semiconductors*, 2008, vol. 42, iss. 1, pp. 101–105. (Rus)

6. Kolezhuk K.V., Komashchenko V.N., Sheremetova G.I. et al. New generation of ultraviolet radiation receivers. *Tekhnologiya i Konstruirovaniye v Elektronnoi Apparature*, 2003, no. 3, pp. 51–51. (Ukr)

7. Chunxiong Bao, Zhaolai Chen, Yanjun Fang et al. Low-noise and large-linear-dynamic-range photodetectors based on hybrid-perovskite thin-single-crystals. *Advanced Materials*, 2017, vol. 29, iss. 39. <https://doi.org/10.1002/adma.201703209>

8. Chenglong Li, Hailu Wang, Fang Wang et al. Ultrafast and broadband photodetectors based on a perovskite/organic bulk heterojunction for large-dynamic-range imaging. *Light: Science & Applications*, 2020, vol. 9, art. no. 31. <https://doi.org/10.1038/s41377-020-0264-5>

9. Fawen Guo, Zhengguo Xiao, Jinsong Huang. Fullerene photodetectors with a linear dynamic range of 90 dB enabled by a cross-linkable buffer layer. *Advanced Optical Materials*, 2013, vol. 1, iss. 4, pp. 289–294. <https://doi.org/10.1002/adom.201200071>

10. De Sanctis A., Jones G. F., Wehenkel D. J. et al. Extraordinary linear dynamic range in laser-defined functionalized graphene photodetectors. *Science Advances*, 2017, vol. 3, no. 5, e1602617. <https://doi.org/10.1126/sciadv.1602617>

11. Williams K.J., Nichols L.T., Esman R.D. Photodetector non-linearity limitations on a high-dynamic range 3 GHz fiber optic link.

*Journal of Lightwave Technology*, 1998, vol. 16, iss. 2, pp. 192–199. <https://doi.org/10.1109/50.661009>

12. Xiaojun Bi, Jian Li, Zhen Gu et al. High sensitivity and dynamic-range 25 Gbaud silicon receiver chipset with current-controlled DC adjustment path and cube-shape Ge-on-Si PD. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 2020, vol. 67, iss. 11, pp. 3991–4001. <https://doi.org/10.1109/TCSI.2020.3011292>

13. Raynor J.M., Seitz P. A linear array of photodetectors with wide dynamic range and near photon quantum-noise limit. *Sensors and Actuators A: Physical*, 1997, vol. 61, iss. 1–3, pp. 327–330. [https://doi.org/10.1016/S0924-4247\(97\)01481-7](https://doi.org/10.1016/S0924-4247(97)01481-7)

14. Alegre Pérez, Juan Pablo, Celma Santiago López, Belén Calvo. *Automatic Gain Control. Techniques and Architectures for RF Receivers*. Springer-Verlag New York, 2011, 134 p. <https://www.springer.com/gp/book/9781461401667>

15. Thomas F. A., Dietz V., Schrafl-Altermatt M. Automatic gain control of neural coupling during cooperative hand movements. *Scientific Reports*, 2018, vol. 8, art. no. 5959. <https://doi.org/10.1038/s41598-018-24498-6>

16. Veugen L. C. E., Chalupper J., Snik Ad. F.M. et al. Matching automatic gain control across devices in bimodal cochlear implant

users. *Ear and Hear*. 2016, vol. 37, iss. 3, pp. 260–70. <https://doi.org/10.1097/AUD.0000000000000260>

17. Borowski H., Isoz O., Marsten Eklöf F. et al. Detecting false signals with automatic gain control. *GPS World Staff*, 2012. <https://www.gpsworld.com/detecting-false-signals-automatic-gain-control-12804/>

18. Jun Hee Jang, Hyung Jin Choi. A fast automatic gain control scheme for 3GPP LTE TDD system. 2010 *IEEE 72<sup>nd</sup> Vehicular Technology Conference - Fall*, 2010, pp. 1–10. <https://doi.org/10.1109/VETECF.2010.5594461>

19. Hodovaniouk V.M., Doktorovych I.V., Butenko V.K. et al. Silicon photodiode & preamplifier operation characteristic properties under background radiation conditions. *Semiconductor Physics Quantum Electronics & Optoelectronics*, 2005, vol. 1, iss. 1, pp. 83–86.

20. Kolesnik Yu. I., Kipensky A. V. *Kvantovaya elektronika. Primeneniye lazerov* [Quantum Electronics. Application of Lasers]. Kharkov, 2005, 156 p. (Ukr)

21. *State Standard 17772-88*. [Radiation Receivers. Semiconductor Photovoltaic and Photodetectors. Methods for Measuring Photovoltaic Parameters and Characterization]. (Rus)

#### Опис статті для цитування:

Ліпка В. М., Рюхтін В. В., Добровольський Ю. Г. Фотоприймальний пристрій, стійкий до фонові засвітці, з розширеним динамічним діапазоном входних сигналів. *Технологія і конструювання в електронній апаратурі*, 2021, № 3–4, с. 3–8. <http://dx.doi.org/10.15222/TKEA2021.3-4.03>

#### Cite the article as:

Lipka V. M., Ryukhtin V. V., Dobrovolsky Yu. G. Photodetector resistant to background light noise with extended dynamic range of input signals. *Tekhnologiya i Konstruirovaniye v Elektronnoi Apparature*, 2021, no. 3–4, pp. 3–8. <http://dx.doi.org/10.15222/TKEA2021.3-4.03>

#### НОВІ КНИГИ

#### НОВІ КНИГИ

**Баришніков Г. В., Гельжинський І. І., Готра З. Ю., Іванюк Х. Б., Мінаєв Б. П., Стахіра П. Й. Органічні світловипромінювальні структури. — Львів : Видавництво Львівської політехніки, 2020.**

Розглянуто теорію та принципи молекулярної люмінесценції та її застосування в органічних світловипромінювальних структурах, базові структури та принцип роботи, описано електрофлуоресцентні органічні світловипромінювальні структури синього та зеленого кольорів свічення, електрофосфоресцентні органічні світловипромінювальні структури із випромінюванням у високоенергетичній ділянці оптичного випромінювання, синього, оранжевого та червоного кольорів свічення із випромінюванням у синьо-зеленій області видимого спектра, органічні світловипромінювальні структури жовтого, оранжевого та теплого білого кольорів свічення. Наведено схематичні рішення мікроелектронного керування органічними світловипромінювальними структурами.

Монографія розрахована на фахівців, які працюють у галузі електроніки, а також може бути корисною студентам і аспірантам відповідного спрямування.



К. т. н. В. А. ЗАВАДСЬКИЙ<sup>1</sup>, к. т. н. Р. Ю. ХАРЧЕНКО<sup>1</sup>, к. т. н. С. М. ДРАНЧУК<sup>2</sup>, к. ф.-м. н. В. І. ЦАЦКО<sup>2</sup>

Україна, <sup>1</sup>Національний університет «Одеська морська академія»,

<sup>2</sup>Одеський національний морський університет

E-mail: vaaz@ukr.net

## ПРИСТРІЙ ДЛЯ ДОСЛІДЖЕННЯ ТЕМПЕРАТУРНОЇ СТАЛОСТІ ХАРАКТЕРИСТИК ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ НАПРУГИ В ЧАСТОТУ

Розроблено та реалізовано пристрій для автоматичного вимірювання вихідних характеристик перетворювачів «напруга — частота» за різних значень температури, який можна використовувати для визначення механічних напружень у корпусі судна. Експериментально досліджено роботу тензометричних датчиків суднового обладнання у поєднанні з такими перетворювачами. В запропонованій системі застосовуються тензорезистори та інтегральні перетворювачі, характеристики яких значною мірою залежать від температури.

Ключові слова: тензорезистивні датчики, напруга, частота, перетворювач, температурна сталість.

Для підвищення безпеки та ефективності роботи транспортних суден необхідно мати об'єктивну інформацію про механічні напруження у корпусі судна в будь-яких експлуатаційних режимах. На підставі цієї інформації з'являється можливість управляти судном в штормових умовах, не допускаючи перевантаження корпусу і водночас працюючи на гранично безпечному рівні. Дані про напруження у корпусі необхідні також для автоматизації вантажних операцій на суднах, оскільки рівномірність розподілу вантажу (особливо на балкерах) сприяє підвищенню безпеки мореплавання.

Сьогодні до інтегрованої системи судна входить моніторинг напружень у корпусі (hull stress monitoring), мета якого — в реальному часі забезпечувати інформацією щодо цих напружень упродовж рейсу та під час виконання вантажно-розвантажувальних робіт. За результатами моні-

рингу виробляються застереження (аларми) про наближення контрольованих параметрів до критичних значень [1], що врешті-решт сприяє зниженню експлуатаційних витрат.

Згідно з документами ІМО система моніторингу судна має містити наступне (рис. 1, а): датчики напруження у корпусі судна (палубі); акселерометри для визначення прискорень в носовій та центральній частині судна для вимірювання вертикальних прискорень; мікропроцесорний блок для обробки отриманої інформації від датчиків та передачі результатів до інтегрованої системи судна по магістральному інформаційному каналу; пристрій зберігання отриманих даних. Загалом, методи моніторингу, засновані на вимірюванні частоти вихідних сигналів з датчиків, є актуальними та досліджуються вченими [2], як і температурні залежності їхніх амплітудно-частотних характеристик [3, 4].

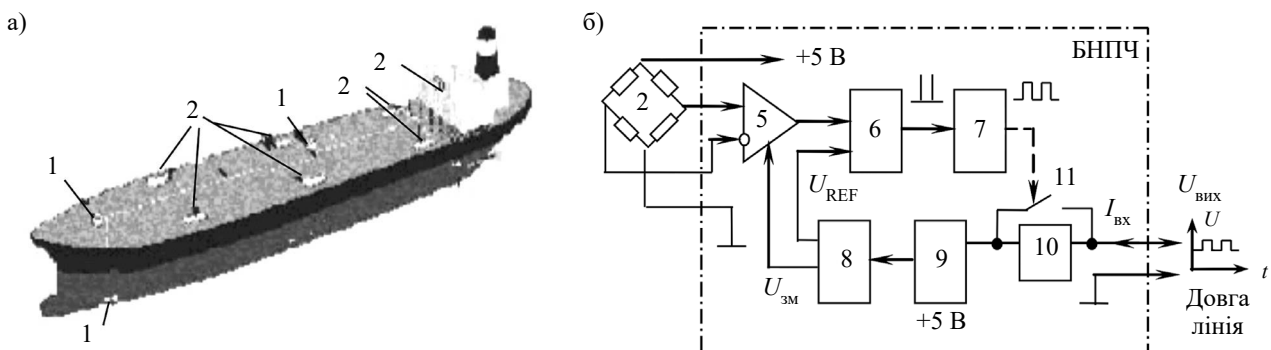


Рис. 1. Система моніторингу напружень в корпусі судна фірми "Scimar" (а) та структурна схема блоку перетворювача напруги в частоту БНПЧ (б):

1 — акселератор; 2 — тензодатчики; 3 — датчики тиску води; 4 — інтегрована система ходового мостика; 5 — інструментальний підсилювач; 6 — синхронний перетворювач частоти AD7741; 7 — двійковий дільник частоти; 8 — джерело опорної напруги; 9 — паралельний стабілізатор; 10 — стабілітрон на 5 В; 11 — електронний ключ

Традиційними датчиками механічних напружень є тензорезистори, побудовані за мостовою схемою. Недоліком тензорезисторів є великий розкид значень параметрів і характеристик та їхня залежність від зовнішніх факторів, перш за все температури [5].

Невелика потужність вихідного сигналу тензометричних датчиків ускладнює його точне вимірювання та передавання на значні відстані, що пов'язано з малою завадозахищеністю такого сигналу. Тому необхідні пристрої, які б перетворювали аналоговий сигнал датчика в більш завадозахищений сигнал іншого типу, наприклад перетворювачі напруги аналогового сигналу у частоту [6]. Вони мають такі переваги: значну точність при мінімальній кількості прецизійних елементів, низьку вартість, підвищену завадозахищеність, малу чутливість до змін напруги живлення, відсутність диференційної нелінійності [7]. Ці перетворювачі побудовані (рис. 1, б) на синхронних інтегральних перетворювачах 6 типу AD7741 та містять такі компоненти, як інструментальний підсилювач 5, частотний дільник 7 та джерело опорної напруги 8, кожний з яких впливає на температурну сталість пристрою [8].

Метою цієї роботи є розробка пристрою, який дозволяє в автоматичному режимі проводити вимірювання вихідних характеристик перетворювача напруги аналогового сигналу у частоту залежно від температури з метою підвищення температурної сталості перетворювача.

### Принцип роботи пристрою

Пропонований пристрій дозволяє вимірювати статичні параметри блоку перетворювання напруги в частоту (**БПНЧ**) залежно від температури в діапазоні від кімнатної до 70°C в автоматичному режимі з передачею отриманих даних по інтерфейсу USB до персонального комп'ютера. Подальша статистична обробка отриманих даних та побудова необхідних температурних залежностей статичних параметрів виконується у середовищі Microsoft Office Excel.

Структурну схему такого пристрою наведено на рис. 2. Він складається з таких блоків:

— термостат, в якому розташовано резистивний нагрівач потужністю 200 Вт, датчики температури (вимірювальний і регулюючий) та утримувач, в якому закріплюється досліджуваний БПНЧ;

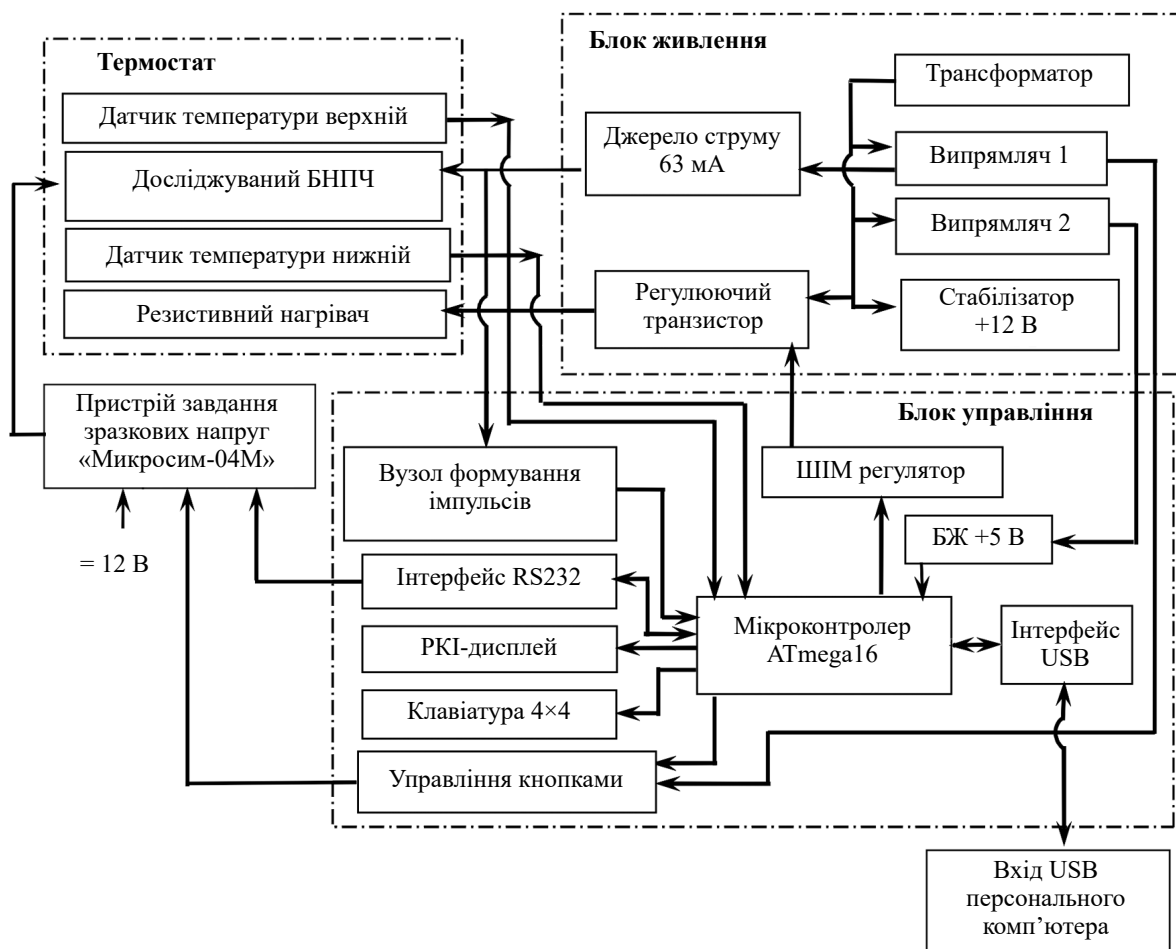


Рис. 2. Структурна схема пристрою для вимірювання статичних параметрів БПНЧ залежно від температури



— пристрій завдання зразкової напруги Микросим-04М [9], який живиться від постійної напруги 8—12 В і має інтерфейс RS232. Пристрій дозволяє отримувати робочі коефіцієнти передачі від  $-3,1000$  до  $+3,1000$  мВ/В з кроком від 0,0001 до 3,1000 мВ/В. Нелінійність вихідної напруги не перевищує 0,003%;

— мікропроцесорний блок управління, який виконує функцію автоматичного вимірювання статичних параметрів БПНЧ за різних температур і передає дані по інтерфейсу USART;

— блок живлення, який має силовий транзистор, призначений для регулювання потужності резистивного нагрівача.

Принципова схема блоку управління, виконана на основі RISC-мікроконтролера фірми Atmel типу ATmega-16 [10], містить рідкокристалічний дворядко-

вий 16-знаковий дисплей (PKI), клавіатуру 4×4, температурні датчики, інтерфейс типу RS-232, два реле, необхідні для управління кнопками пристрою завдання вхідної напруги, вузол формування вхідного сигналу від перетворювача частоти, який підключається до переривань INT0 мікроконтролера, інтерфейсу типу USB, по якому отримана інформація передається до персонального комп'ютера для подальшої обробки.

Зовнішній вигляд пристрою та термостату наведено на **рис. 3**.

Вимірювання частоти виконується методом підрахунку кількості імпульсів за певний час вимірювання, які поступають на вхід зовнішнього переривання INT0 мікроконтролера [11]. Час вимірювання визначається таймером по перериванню COMPA. Алгоритм вимірювання наведено на **рис. 4**.

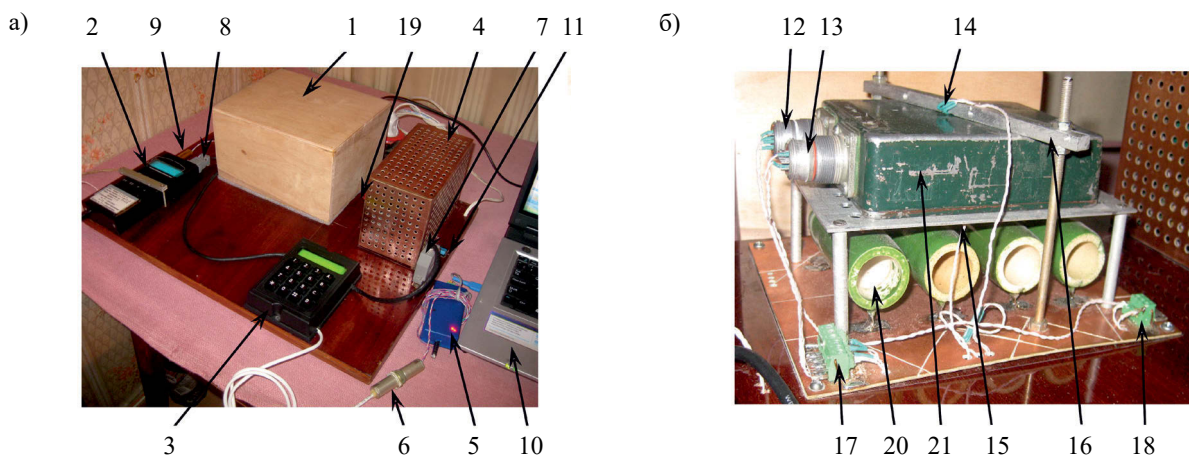


Рис. 3. Зовнішній вигляд пристрою (а) та термостату (б):

1 — кришка термостату; 2 — пристрій завдання зразкової напруги; 3 — пульт управління; 4 — блок живлення; 5 — перетворювач RS485-USB; 6 — роз'єднувач інтерфейсу RS485; 7 — роз'єднувач пульта управління; 8, 9 — роз'єднувачі інтерфейсу та вихідної напруги пристрою 2; 10 — комп'ютер; 11 — мережевий вимикач; 12, 13 — вхідний та вихідний роз'єднувачі БПНЧ; 14, 15 — верхній та нижній датчики температури; 16 — закріплювач БПНЧ; 17, 18 — роз'єднувачі вхідної напруги та вихідного струму БПНЧ; 19 — індикатор включення нагрівача; 20, 21 — БПНЧ

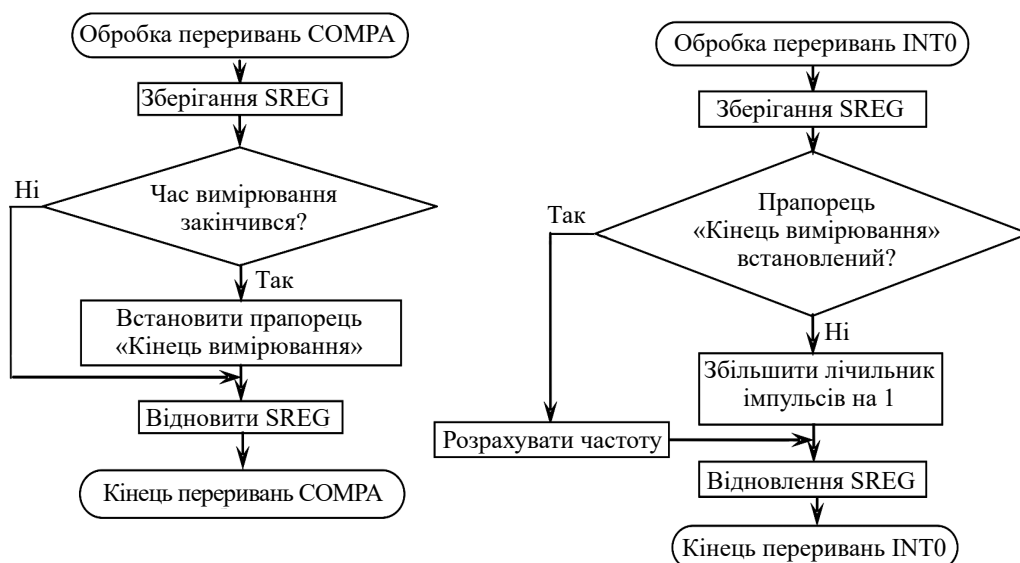


Рис. 4. Алгоритм вимірювання частоти в перериваннях INT0 та COMPA

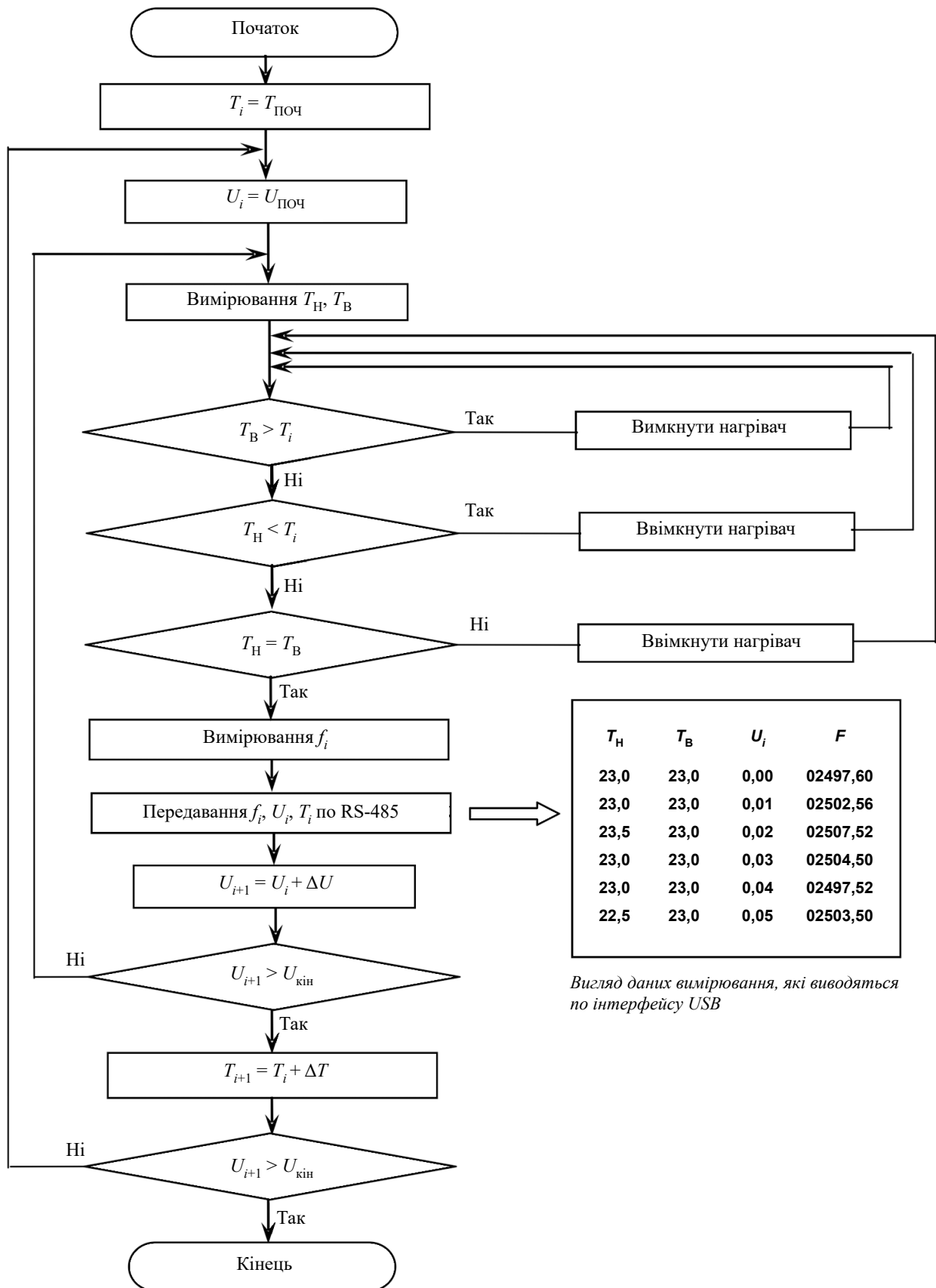


Рис. 5. Алгоритм вимірювання статичних параметрів БПНЧ в автоматичному режимі

Усі параметри пристрою встановлюються за допомогою клавіатури та виводяться на індикатор, а також можуть бути збережені у запам'ятовувальному пристрої EEPROM. Такими параметрами є початкова  $T_{\text{ПОЧ}}$  та кінцева  $T_{\text{КІН}}$  температура, інтервал її змінення  $\Delta T$ , початкове  $U_{\text{ПОЧ}}$  та кінцеве  $U_{\text{КІН}}$  значення вхідної напруги  $U$ , інтервал її змінення  $\Delta U$ , час  $T_{\text{ВИМ}}$  та кількість  $N_{\text{ВИМ}}$  вимірювань, швидкість передачі інтерфейсом.

Алгоритм роботи пристрою в режимі автоматичного вимірювання наведено на **рис. 5**. Після того як встановлено необхідну початкову вхідну напругу вказаним вище методом визначається частота на виході БПНЧ (при часі вимірювання 1 с точність досягає 0,05%), значення якої передається до персонального комп'ютера по інтерфейсу USB у текстовому форматі. Вимірювання виконуються задану кількість разів. Після цього по команді з мікроконтролера за допомогою силового транзистора вмикається на повну потужність резистивний нагрівач і починається отримання даних від верхнього ( $T_{\text{В}}$ ) та нижнього ( $T_{\text{Н}}$ ) датчиків температури по інтерфейсу SPI. Коли температура нижнього датчика досягає необхідної величини, нагрівач вмикається. Після того як значення температури з обох датчиків зрівнюються і встановлюється задана температура  $T$ , вихідна частота вимірюється певну кількість разів. Якщо температура стає нижче заданої, то резистивний нагрівач вмикається на половинну потужність до досягнення необхідної температури.

На наступному етапі за командою з мікроконтролера змінюється значення вхідної напруги  $U$  на перетворювачі, і процес вимірювання частоти повторюється.

Описаний алгоритм працює до повного виконання завдання по вимірюванню статичної характеристики БПНЧ за різних значень температури.

Основні параметри пристрою вимірювання температурної сталості БПНЧ наведено в **таблиці**.

Параметр пристрою	Значення
Інтервал вимірювання частоти	від 1,5 до 28 кГц
Точність вимірювання частоти за 5,0 с:	
— для 2,5 кГц	$\pm 4 \cdot 10^{-3} \%$
— для 25 кГц	$\pm 4 \cdot 10^{-4} \%$
Відтворюваність вимірювання частоти	близько $\pm 2 \cdot 10^{-3} \%$
Час вимірювання	від 0,1 до 9,9 с
Кількість вимірювань при $U = \text{const}$	від 1 до 99
Точність підтримки температури	$\pm 1,0 \text{ К}$
Точність вимірювання температури	$\pm 0,5 \text{ К}$

### Експериментальні результати

Розроблений пристрій був використаний для дослідження температурної сталості параметрів БПНЧ з подальшим аналізом отриманих результатів. На **рис. 6** для прикладу наведено отримані за різних температур залежності нелінійності  $\delta$  частоти вихідного сигналу пристрою від амплітуди вихідної напруги тензодатчика  $U_{\text{Д}}$ . Величина нелінійності, тобто відхилення від лінійної залежності, розраховувалася за формулою

$$\delta = \frac{f_{\text{ВИМ}} - f_{\text{ЛІН}}}{f_{\text{ЛІН}}} \cdot 100\%, \quad (1)$$

де  $f_{\text{ВИМ}}, f_{\text{ЛІН}}$  — відповідно, реально заміряна частота та частота, яка відповідає ідеальній лінійній вихідній характеристиці, за заданої вихідної напруги  $U_{\text{Д}}$  (**рис. 7**).

З наведених на **рис. 8** експериментальних даних видно, що основні параметри БПНЧ — початкова частота, коефіцієнт передачі, нелінійність вихідної характеристики — залежать від температури. При цьому коефіцієнт передачі та нелінійність розраховувалися за формулами

$$K_{\Pi} = \frac{\Delta f}{\Delta U_{\text{ВХ}}};$$

$$\delta = \frac{|\delta f_{\text{В}}| + |\Delta \delta f_{\text{Н}}|}{\Delta f} \cdot 100\%,$$

де  $\Delta f$  — величина змінення частоти перетворювача при зміні вхідної напруги на  $\Delta U_{\text{ВХ}}$ .

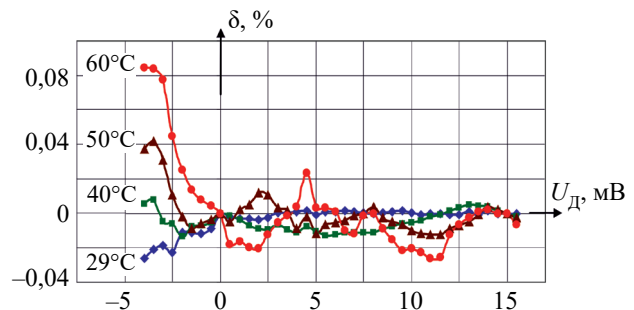


Рис. 6. Залежності нелінійності  $\delta$  частоти вихідного сигналу тензодатчика від амплітуди вихідної напруги тензодатчика  $U_{\text{Д}}$  для різних температур

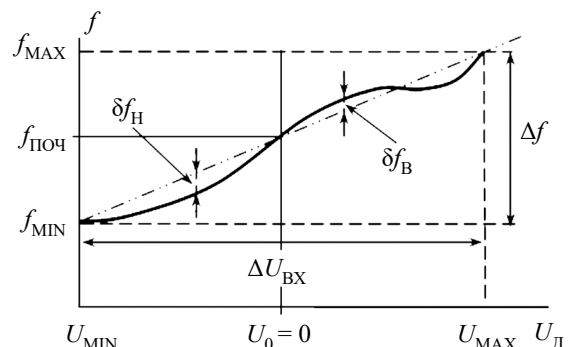


Рис. 7. Заміряна (суцільна лінія) та ідеальна лінійна (штрихпунктир) вхідна характеристика тензодатчика

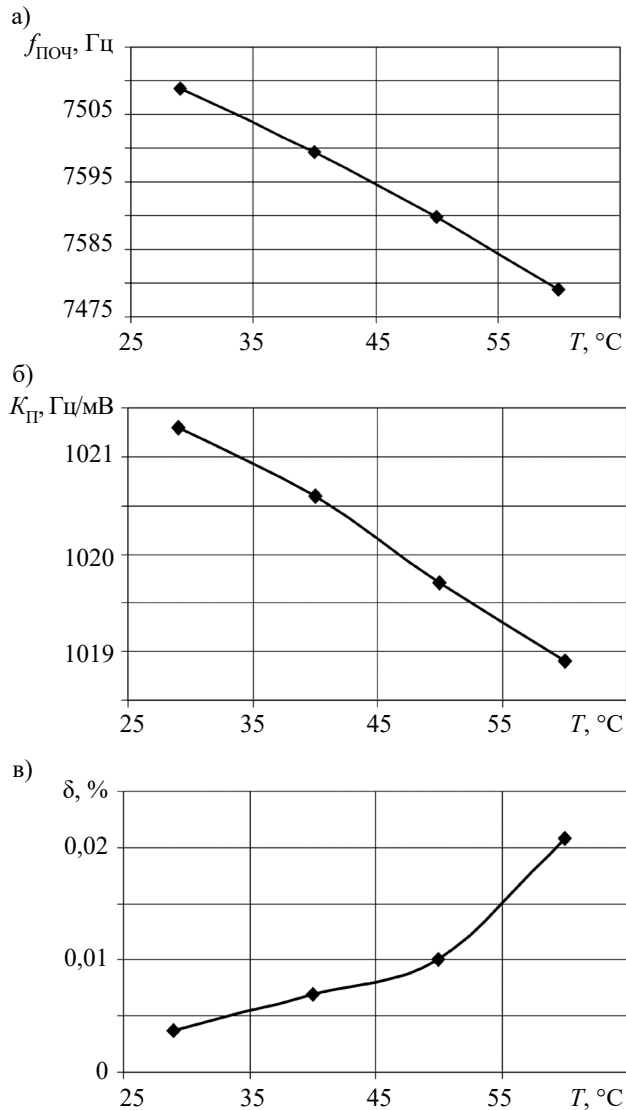


Рис. 8. Температурні залежності початкової частоти  $f_{\text{поч}}$  при  $U = 0$  (а), коефіцієнта передачі  $K_{\text{п}}$  (б) та нелінійності вихідної характеристики  $\delta$  (в) БПНЧ

Причинами цієї залежності може бути температурна несталість таких характеристик:

- коефіцієнта перетворення та вхідної напруги зміщення в інтегральній мікросхемі (ІМС) AD7741;
- опорної напруги UREF, яка використовується в ІМС AD7741 та інструментальному підсилювачі;
- коефіцієнта підсилення інструментального підсилювача ІМС AD623 (внаслідок температурної залежності опору зовнішнього резистора та вхідної напруги зміщення).

Аналіз показує, що перша причина мало впливає на температурну залежність параметрів БПНЧ, оскільки температурна несталість коефіцієнта перетворення ІМС AD7741 складає всього  $\pm 16$  ppm/K, що залежить від властивостей самої ІМС.

Опорні напруги +2,5 та +1,25 В подаються з джерела ІМС LT1004-2.5 і резисторного дільника, який

живиться від нього. Дільник виконано на резисторах з відхиленням від номінального опору  $\pm 0,1\%$  і температурним коефіцієнтом опору (ТКО)  $\pm 50$  ppm/K, а ТКО ІМС LT1004-2.5 складає  $\pm 20$  ppm/K. Таким чином, для підвищення температурної сталості опорної напруги 1,25 В необхідно використовувати більш температурно стабільні резистори.

Температурна несталість вихідної напруги зміщення інструментального підсилювача ІМС AD623 і вхідної напруги зміщення ІМС AD7741 в першу чергу впливає на температурну несталість початкової частоти перетворювача і складає, відповідно, 10 та 30 мкВ/К, що за напруги зміщення 1,25 В дає приблизно 80 ppm/K [12].

Найсуттєвішою є температурна несталість коефіцієнта підсилення ІМС AD623, яку можна зменшити підбором температурної сталості резистора, що встановлює цей коефіцієнт. Дійсно, коефіцієнт підсилення визначається як

$$G_U = 1 + R_U / R_G, \quad (2)$$

де  $R_U$  — опір внутрішнього резистора інструментального підсилювача,  $R_U = 100$  кОм.

Після диференціювання (2) за температурою та простих перетворень отримаємо формулу для визначення температурної несталості коефіцієнта підсилення інструментального підсилювача

$$\begin{aligned} \delta G_U &= \frac{1}{G_U} \cdot \frac{dG_U}{dT} \approx \left( \frac{1}{R_U} \cdot \frac{dR_U}{dT} - \frac{1}{R_G} \cdot \frac{dR_G}{dT} \right) \Big|_{G_U \gg 1} \\ &= (\delta R_U - \delta R_G) \Big|_{G_U \gg 1}, \end{aligned} \quad (3)$$

де  $\delta R_U$ ,  $\delta R_G$  — відповідно, температурна несталість опору внутрішнього та зовнішнього резисторів,  $\delta R_U \approx \pm 10$  ppm/K.

Як витікає з виразу (3), якщо внутрішній опір підсилювача має додатний ТКО, то зовнішній резистор інструментального підсилювача необхідно підбирати з відповідним додатним ТКО, тоді змінення коефіцієнта підсилення буде мінімальним. І навпаки, якщо внутрішній опір підсилювача має від'ємний ТКО, то зовнішній резистор інструментального підсилювача необхідно підбирати з відповідним від'ємним ТКО.

### Висновки

Розроблений пристрій для вимірювання температурної сталості перетворювачів напруги в частоту в автоматичному режимі дозволяє проводити аналіз впливу температури на вихідну характеристику перетворювача. Як показали дослідження, основними причинами температурної несталості таких перетворювачів є температурна несталість зовнішнього резистора, який визначає коефіцієнт підсилення інструментального підсилювача, та резистивного дільника, що задає опорну напругу +1,25 В. Зменшити вплив температури на температурну сталість перетворю-



вачів напруги в частоту можна шляхом підбору температурного коефіцієнта опору зовнішнього резистора залежно від конкретної використовуваної інтегральної схеми інструментального підсилювача, чому сприяє розроблений пристрій.

Подальші дослідження мають бути направлені на вдосконалення розробленого пристрою для проведення вимірювань за температури, нижче кімнатної, що можливо з використанням елементів Пельтьє.

#### ВИКОРИСТАНІ ДЖЕРЕЛА

1. Вагущенко Л. Л. *Интегрированные системы ходового мостика*. Одесса, Латстар, 2003, 170 с.
2. Дранчук С. М., Завадський В. А., Харченко Р. Ю. Моніторинг швидко змінних у часі процесів в суднових машинах, з подальшим аналізом результатів ISSN2221-3805. *Електротехнічні та комп'ютерні системи*, 2019, № 31(107), с. 118–127. <https://doi.org/10.15276/eltecs.31.107.2019.11>
3. Криштоп В. Г. Экспериментальное моделирование температурной зависимости амплитудно-частотной характеристики преобразователей вращательных движений на основе электрохимических преобразователей. *Электрохимия*, 2014, т. 50, № 4, с. 392–397. <https://doi.org/10.7868/s0424857014040057>
4. Ozerkin D. V., Bondarenko V. O. Using microthermostating to increase thermal stability of on-board electronics. *Herald of the Bauman*

*Moscow State Technical University. Series Instrument Engineering*, 2020, no. 3(132), pp. 18–36. <https://doi.org/10.18698/0236-3933-2020-3-18-36>

5. Жадобин Н. Е., Королев, В. В., Заставный С. В. Контроль механических напряжений и деформаций в корпусе судна. *Контроль и диагностика*, 2010, № 2, с. 38–43.
6. Single and Multichannel, Synchronous Voltage-to-Frequency Converters AD7741/7742. Datasheet. <https://www.analog.com/en/index.html> (15 May 2021)
7. Дерябин В. Преобразователи напряжение – частота. *Инженерная электроника*, 2004, № 8, с. 13–23.
8. Завадський В. А., Дранчук С. М., Чайка А. В. Аналогово-частотний перетворювач для тензометричних датчиків суднового обладнання. *Матеріали міжнародної науково-технічної конференції «Суднова електроінженерія, електроніка і автоматика»*, Україна, Одеса, 2019, с. 50–54.
9. Имитатор тензодатчика «Микросим-04М». Версия 1.20. Паспорт. Обнинск, НПП Метра, 2002, 21 с.
10. Естифеев А. В. Микроконтроллеры семейства Тіну и Mega фирмы Atmel. Москва, Додэка-XXI, 2006, 589 с.
11. Касаткин А. С. *Автоматическая обработка сигналов частотных датчиков*. Москва, Энергия, 1966, 120 с.
12. Kitchin Ch., Counts L. *A designer's guide to instrumentation amplifiers*. Analog Devices Inc., 2000, 66 p.

Дата надходження рукопису  
до редакції 08.07 2021 р.

DOI: 10.15222/TKEA2021.3-4.09  
UDC 629.5.064.5

V. A. ZAVADSKY<sup>1</sup>, R. Yu. KHARCHENKO<sup>1</sup>,  
S. M. DRANCHUK<sup>2</sup>, V. I. TSATSKO<sup>2</sup>

Ukraine, Odessa, <sup>1</sup>National University «Odessa Maritime Academy»,  
<sup>2</sup>Odessa National Maritime University  
E-mail: vaaz@ukr.net

## DEVICE FOR INVESTIGATING THERMAL STABILITY OF CHARACTERISTICS OF VOLTAGE-TO-FREQUENCY CONVERTERS

*The article presents the research results on a device for automatic measurement of the temperature stability of the output characteristics of voltage-to-frequency converters. The device can be used to measure mechanical stresses in the ship's hull.*

*The main source of information on the state of the mechanical stress on the hull of the ship is the integrated monitoring system. Monitoring methods are based on measuring the frequency of the output signals from the sensors based on strain gages, which have a wide scatter of values for parameters and characteristics and depend on external factors. A possible solution to this problem is to use a device that would convert the analog sensor signal into a more noise-immune signal of another type, for example, voltage-to-frequency converter. It is for such systems based on synchronous integrated converters that the authors have developed a device for automatic measurement of the temperature stability of the output characteristics of frequency converters.*

*Such device can measure the thermal stability of the convertor automatically, which makes it possible to analyze the effect of temperature on the output characteristics of the converter and to experimentally study the sensors in a wide range of operating temperatures (from room temperature to 70°C).*

*The study of the thermal stability of the characteristics of such sensors made it possible to confirm the quality of its electronic components and to determine which parameters need to be adjusted. The device is a set of units, one of them being a control circuit based on the ATmega-16 RISC microcontroller. This design and the developed algorithm for the device operation makes it possible to determine the output frequency with a high accuracy (with a measurement time of 1 sec, the accuracy reaches 0.05%).*

*The developed device allows finding the ways to increase the thermal stability of mechanical stress sensors based on integral converters.*

**Keywords:** strain gauges, voltage, frequency, converter, temperature stability.

## REFERENCES

1. Vagushchenko L. L. *Integrirovannyye Sistemy Khodovogo Mostika* [Integrated bridge systems]. Odessa, Latstar, 2003, 170 p. (Rus)
2. Dranchuk, S. M., Zavadsky, V. A., & Kharchenko, R. Y. (2019). Monitoring processes in ship machines that change rapidly over time, with subsequent analysis of results. *Electrical and computer systems*, 31(107), 118–127. <https://doi.org/10.15276/eltecs.31.107.2019.11> (Ukr)
3. Krishtop V.G. Experimental modeling of the temperature dependence of the transfer function of rotational motion sensors based on electrochemical transducers. *Russian Journal of Electrochemistry*, 2014, vol. 50, no. 4, pp. 350–354. <https://doi.org/10.7868/s0424857014040057> (Rus)
4. Ozerkin D. V., Bondarenko V. O. Using microthermostating to increase thermal stability of on-board electronics. *Herald of the Bauman Moscow State Technical University. Series Instrument Engineering*, 2020, no. 3(132), pp. 18–36. <https://doi.org/10.18698/0236-3933-2020-3-18-36>
5. Zhadobin N. Ye., Korolev, V. V., Zastavnyy S. V. [Control of mechanical stresses and deformations in the ship's hull] *Kontrol'. Diagnostika*, no. 2, 2010. pp. 38–43. (Rus)
6. Single and Multichannel, Synchronous Voltage-to-Frequency Converters AD7741/7742. Datasheet. <https://www.analog.com/en/index.html> (15 May 2021)
7. Deryabin V. [Voltage-frequency converters]. *Inzhenernaya Elektronika*, 2004, no. 8, pp. 13–23. (Rus)
8. Zavadsky V. A., Dranchuk S. M., Chaika A. V. Analog-frequency converter for ship equipment strain gauges. *Materials of the 9<sup>th</sup> International Scientific and Practical Conference "Ships' Electrical Engineering, Electronics and Automation"*, Ukraine, Odesa, 2019, pp. 50–54 (Ukr)
9. [Load cell simulator «Микросим-04М»] Version 1.20. Passport. Obninsk, 2002, 21 p. (Rus)
10. Yestifeyev A. V. *Mikrokontrollery Semeystva Tiny i Mega Firmy Atmel* [Atmel Tiny and Mega microcontrollers]. Moscow, Dodeka-XXI, 2006, 589 p. (Rus)
11. Kasatkin A. S. *Avtomaticheskaya Obrabotka Signalov Chastotnykh Datchikov* [Automatic processing of signals from frequency sensors]. Moscow, Energiya, 1966, 120 p. (Rus)
12. Kitchin Ch., Counts L. *A designer's guide to instrumentation amplifiers*. Analog Devices Inc., 2000, 66 p.

## Опис статті для цитування:

Завадський В. А., Харченко Р. Ю., Дранчук С. М., Цацко В. І. Пристрій для дослідження температурної сталості характеристик перетворювачів напруги в частоту. *Технологія і конструювання в електронній апаратурі*, 2021, № 3–4, с. 9–16. <http://dx.doi.org/10.15222/ТКЕА2021.3-4.09>

## Cite the article as:

Zavadsky V. A., Kharchenko R. Yu., Dranchuk S. M., Tsatsko V. I. Device for investigating thermal stability of characteristics of voltage-to-frequency converters. *Tekhnologiya i Konstruirovaniye v Elektronnoy Apparature*, 2021, no. 3–4, pp. 9–16. <http://dx.doi.org/10.15222/ТКЕА2021.3-4.09>

## НОВІ КНИГИ

## НОВІ КНИГИ

**Васильківський І. С., Фединець В. О., Юсик Я. П. Виконавчі пристрої систем автоматизації : Навчальний посібник. — Львів : Видавництво Львівської політехніки, 2020.**

Розглянуто виконавчий пристрій як одну з основних ланок системи автоматичного управління. Наведено класифікацію виконавчих пристроїв, загальні вимоги до них, їх монтажу та експлуатації, подано принципи й методи розрахунку, підбору регулюючих органів, а також виконавчих механізмів. Проаналізовано різні типи виконавчих механізмів, їхню будову та і принцип дії, статичні та динамічні характеристики. Розглянуто особливості управління різними виконавчими механізмами і додаткові пристрої, необхідні для покращення їхньої роботи.

Також здійснено класифікацію регулюючих органів, розглянуто їхні конструкції та сферу використання. Наведено основні параметри та характеристики дросельних регулюючих органів, подано приклади задач розрахунку і вибору регулюючих органів.

Навчальний посібник дасть змогу студентам опанувати теоретичними знаннями та підготуватися до практичної діяльності в галузі створення систем автоматизації. Може бути корисним викладачам, спеціалістам з автоматизації.



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 2. Стабилизация СВЧ-параметров синхронизированных генераторов

*Представлена вторая часть работы, посвященной обобщению результатов, которые достигнуты на данный момент при разработке синхронизированных генераторов на лавинно-пролетных диодах (ЛПД). В статье рассмотрены методы токовой компенсации температурных изменений проводимости кремниевых ЛПД и предварительного импульсного подогрева диода, обеспечивающие постоянство температуры в начале каждого импульса. Их использование позволяет создавать высокостабильные по частоте синхронизированные генераторы на кремниевых двухдрейфовых ЛПД с уровнем выходной мощности от 20 до 150 Вт. Приведены конструкции и параметры когерентных источников СВЧ-мощности при использовании нелинейных свойств ЛПД в режиме радиоимпульсного преобразования низкочастотного сигнала в высокочастотный с коэффициентом более 15.*

*Ключевые слова:* диапазон миллиметровых волн, синхронизация, преобразователь частоты, генератор, лавинно-пролетный диод.

Существенными особенностями мощных импульсных генераторов на лавинно-пролетных диодах (ЛПД), работающих со значительными плотностями тока питания диодов, являются приближение собственной частоты лавинного резонанса диода к рабочей частоте генератора и нестационарность теплового режима диода в пределах длительности импульса тока питания. Указанные особенности приводят к значительным изменениям импеданса полупроводниковой структуры в пределах длительности импульса и в результате — к нестабильности амплитуды и фазы выходного сигнала. Наиболее сильно нестабильность СВЧ-параметров проявляется при низкой температуре окружающей среды, в частности, в области переднего фронта импульса тока питания диода. Значительно уменьшить нестабильность СВЧ-параметров позволяет так называемый метод токовой компенсации температурных изменений проводимости ЛПД наряду с дополнительным подогревом полупроводниковой структуры, при котором начальная температура диода в области переднего фронта каждого импульса остается практически постоянной, не зависящей от температуры окружающей среды  $T_0$ .

Настоящая работа, состоящая из двух статей, посвящена обзору результатов, достигнутых на сегодняшний день в области разработки синхронизированных генераторов на лавинно-пролетных диодах. В [1] были рассмотрены электродинамические конструкции генераторов, синхронизируемых внешним

источником СВЧ-колебаний. Данная статья посвящена синхронизированным генераторам импульсного действия с выходной мощностью 20—150 Вт. Здесь приводятся результаты рассмотрения совместного действия методов токовой компенсации и дополнительного подогрева для стабилизации параметров ЛПД, а именно:

— обсуждается целесообразная схема выполнения дополнительного импульсного подогрева, отличающаяся малой инерционностью и низким энергопотреблением;

— рассматриваются достигнутые характеристики стабильности импульсных ЛПД в режиме внешней синхронизации.

#### **Стабилизация СВЧ-параметров синхронизированных генераторов импульсного действия**

Выбор в качестве активного элемента кремниевых ЛПД для создания источников мощности импульсного действия определяется тем, что при его использовании реализуются наибольшие уровни СВЧ-мощности, превышающие 30 Вт в 8-мм и 10 Вт в 3-мм диапазонах при скважности более 100 и длительности импульса СВЧ выходного сигнала не более 300 нс. Эти уровни примерно на порядок выше, чем у наиболее эффективных транзисторов НЕМТ, РНЕМТ.

Особенностью работы генераторов импульсного действия является изменение частоты в пределах

СВЧ-импульса вследствие изменения температуры, что приводит к изменению импеданса и, следовательно, к изменению фазы по отношению к синхронизирующему сигналу. В этом случае нарушаются фазовые соотношения сигналов (явление фазовой модуляции). Уменьшение фазовой модуляции или ее полное исключение (что требуется для создания когерентных передатчиков) обеспечивается путем применения токовой компенсации, т. е. при использовании импульса тока управления специальной формы, при которой исключается или существенно уменьшается изменение частоты в пределах импульса.

При разработке мощных импульсных генераторов миллиметрового диапазона длины волны необходимо учитывать ряд других особенностей:

— поскольку диод работает при токе высокой плотности ( $j_{\text{имп}} \approx 40 \text{ кА/см}^2$ ), собственная частота ЛПД (частота последовательного резонанса) приближается к рабочей частоте, что увеличивает критическую чувствительность параметров к изменениям режима электрического питания, температуры окружающей среды и параметров нагрузки [2];

— значительное увеличение омических потерь генератора, соизмеримых с величиной модуля отрицательного сопротивления полупроводниковой структуры в режиме большого сигнала.

Определение достижимых характеристик генератора требует выбора температурного режима диода в зависимости от его геометрии и параметров импульсного питания. В [3—5] определение температурных характеристик диода проводится на основе приближенного аналитического подхода. Для установления связи между подводимой мощностью  $P_0$  и рабочей температурой  $T_{pn}$  вводится понятие теплового сопротивления  $R_T$ , которое прямо пропорционально среднему перепаду температуры  $\Delta T_{\text{ср}} = T_{pn} - T_0$ , возникающему на теплоотводящей поверхности диодной структуры:

$$P_0 = \Delta T_{\text{ср}} / R_T$$

Общее тепловое сопротивление  $R_{T\Sigma}$  можно рассматривать как сумму теплового сопротивления растекания  $R_{T\Sigma}$  и продольного теплового сопротивления  $R_{T\text{пр}}$  [4]:

$$R_{T\Sigma} = R_{T\Sigma} + R_{T\text{пр}},$$

$$\text{где } R_{T\Sigma} = \frac{1}{2d_{pn}K};$$

$$R_{T\text{пр}} = \sum_i^n \frac{l_i / K_i}{\pi d_i^2 / 4};$$

$K$  — коэффициент теплопроводности материала теплоотвода;

$K_i$  — коэффициент теплопроводности  $i$ -слоя структуры ЛПД диаметром  $d_i$  и толщиной  $l_i$ .

Анализ тепловых характеристик ЛПД для среднего и переменного потока мощности, выбор конструкции импульсных ЛПД в режиме коротких импульсов выполнены в [6]. В длинном импульсном режиме работы ЛПД, когда длительность импульса равна или превышает время тепловой релаксации полупроводниковой структуры, значение  $R_T$  определяется соотношением, полученным в [7]. На **рис. 1** приведена зависимость переходного теплового сопротивления полупроводниковой кремниевой двухпролетной структуры ЛПД диаметром  $d_{pn} = 150 \text{ мкм}$  от величины скважности  $Q$  импульса тока питания при различной их длительности. Перегрев полупроводниковой структуры в пределах длительности импульса 300—400 нс составляет 250—300°C при токе питания, соответствующем режиму максимальной СВЧ-мощности.

При длительности импульсов тока питания, значительно меньших времени поперечной тепловой релаксации, и большой их скважности нагрев полупроводниковой структуры потоком средней мощности несущественен.

Разогрев полупроводниковой структуры в пределах длительности импульса тока питания диода приводит к изменениям импедансных характеристик структуры ЛПД и в результате этого — к явлениям внутриимпульсной нестационарности СВЧ-характеристик импульсных генераторов. На **рис. 2** приведены значения импеданса  $z_d$  двухпролетного ЛПД диапазона частот примерно 40 ГГц с оптимальным профилем легирования, рассчитанные для плотности тока питания  $j_0 = 18 \text{ кА/см}^2$ , при амплитуде напряжения сигнала  $U_m = 3—26 \text{ В}$  для трех значений максимальной температуры  $\theta_m$  [2]. Видно, что при  $\theta_m < 390 \text{ К}$  и напряжении на диоде  $U_m < 10 \text{ В}$  частота лавинного резонанса  $\omega_d$  становится больше рабочей

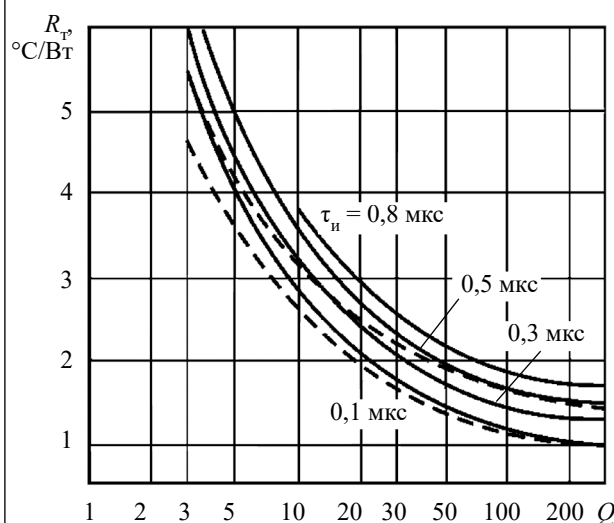


Рис. 1. Зависимость переходного теплового сопротивления ЛПД от скважности импульса тока питания при различной их длительности  $\tau_{\text{и}}$  (пунктирные линии — расчет, сплошные — эксперимент)



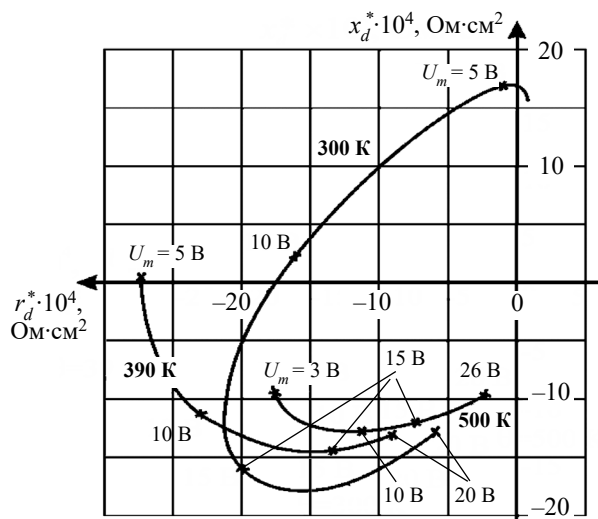


Рис. 2. Величина импеданса  $z_d = r_d + x_d$  кремниевого двухпролетного диода, рассчитанная для трех значениях температуры полупроводниковой структуры  $\theta$ : 300, 390, 500 K при различных значениях амплитуды  $U_m$  напряжения сигнала

частоты  $\omega_p$ , вследствие чего реактивное сопротивление диода изменяет свой знак и становится индуктивным; при  $\theta_m \leq 300$  K и  $U_m \leq 5$  В модуль отрицательного сопротивления уменьшается. В области больших сигналов ( $U_m > 15$  В) зависимость импеданса диода от температуры существенно снижается, однако модули отрицательного сопротивления в этой области уменьшаются до величин, соизмеримых с сопротивлением потерь в СВЧ-цепи. В связи с этим оптимизация генератора по энергетическим характеристикам приводит к необходимости максимального уменьшения сопротивления растекания диода  $r_s$ , оптимизации диаметра его структуры и применения трансформации импеданса ЛПД [2]. Фактически это те же требования, которые предъявляются к ЛПД непрерывного действия. При этом, однако, в импульсном режиме оптимальный диаметр структуры оказывается существенно зависимым от параметров импульсного режима питания.

Изменение теплового режима диода в пределах импульсного тока питания приводит к значительным изменениям импеданса полупроводниковой структуры в интервале изменения температуры окружающей среды и к нестабильности амплитуды и фазы выходного сигнала. Наиболее сильно нестабильность СВЧ-параметров проявляется при низкой температуре окружающей среды в области переднего фронта импульса.

Известный метод стабилизации СВЧ-параметров генератора, так называемый метод токовой компенсации температурных изменений проводимости ЛПД [8–10], позволяет значительно уменьшить нестабильность СВЧ-параметров. Этот метод заключается в изменении амплитуды импульсного тока во времени  $j_0(t) = \delta I(t)$ , при котором в условиях разогре-

ва полупроводниковой структуры до температуры  $\theta_0(t) = \theta_0 + \delta\theta(t)$  частота лавинного резонанса ЛПД остается неизменной. Однако при его использовании полная компенсация (особенно при низкой температуре) не достигается, и можно говорить лишь о минимизации этих изменений.

Очевидным альтернативным путем стабилизации СВЧ-параметров является введение дополнительного подогрева полупроводниковой структуры, при котором начальная температура  $\theta_0$  диода в области переднего фронта каждого импульса остается практически постоянной, не зависящей от температуры окружающей среды. При этом в пределах длительности импульса стабилизация параметров генератора достигается применением токовой компенсации. Совместное применение токовой компенсации и дополнительного подогрева обеспечивает наибольшую реализуемую стабильность параметров генератора [11, 12].

Принцип действия рассматриваемой системы стабилизации СВЧ-параметров генератора на ЛПД иллюстрируется эпюрами токов и напряжений, представленными на рис. 3. На этом рисунке приведены временные зависимости, построенные с постоян-

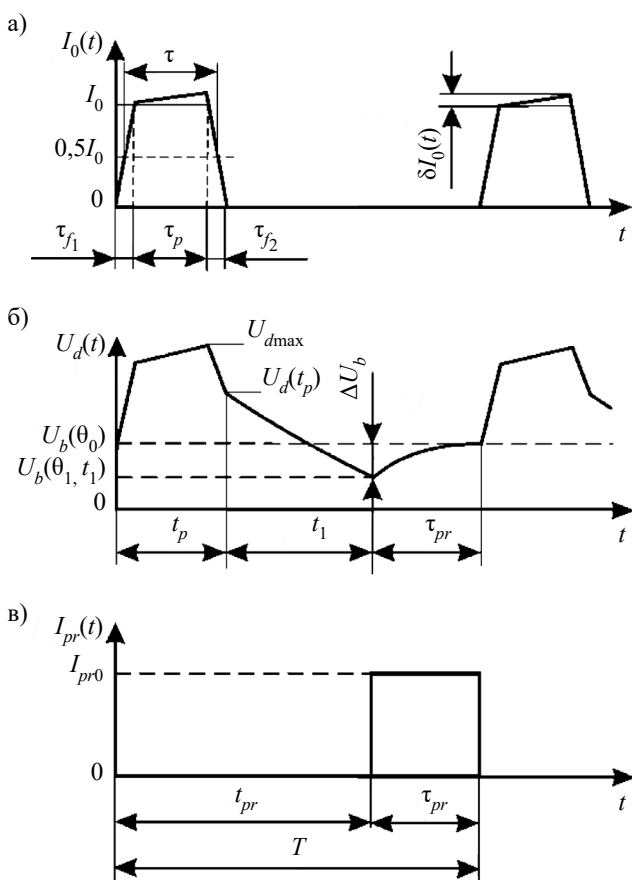


Рис. 3. Временные зависимости импульсного тока питания ЛПД (а), напряжения на диоде (б) и тока подогрева (в) для стабилизации СВЧ-параметров генератора при периодической импульсной модуляции

ным периодом повторения импульсов  $T$  и длительностью  $t_p$ . Предполагается, что температура окружающей среды, температура корпуса генератора и теплоотвода ЛПД  $\theta_k$  меньше температуры  $\theta_0$ , которую должна иметь полупроводниковая структура в начале импульса тока питания  $I_0(t) = I_0 + \delta I_0(t)$ . В пределах длительности импульса  $t_p$  ток питания изменяется в соответствии с принципом токовой компенсации, а напряжение  $U_d(t)$  на диоде — от  $U_{d0}(t) = U_b(\theta_0)$  до  $U_{d\max}(t) = U_b(\theta_0) + I_0(t) \cdot r_d + \beta U_b(\theta_0) \cdot \delta \theta_{\max}$ . После окончания импульса тока  $I_0(t)$  в момент времени  $t_p = \tau_p + \tau_{f1} + \tau_{f2}$  на диоде устанавливается напряжение  $U_d(t_p) \approx U_b(\theta_0) \cdot (1 + \beta \cdot \delta \theta_{\max})$ .

Через временной интервал  $t_1$  на диоде устанавливается температура  $\theta_1$  и соответствующее этой температуре напряжение лавинного пробоя  $U_b(t_1, \theta_1)$ , величина которого меньше величины начального напряжения  $U_b(\theta_0)$ . В этот момент времени,  $t_{pr} = t_p + t_1$ , включается ток импульсного подогрева  $I_{pr}$ , амплитуда которого пропорциональна величине  $\Delta U_b = U_b(\theta_0) - U_b(t_1, \theta_1)$ , т. е.  $I_{pr} = k \Delta U_b$ . Продолжительность импульса подогрева  $t_{pr}$  и величина  $k$  выбраны такими, чтобы в конце импульса подогрева напряжение лавинного пробоя становилось равным  $U_b(\theta_0)$ , т. е. температура полупроводника — равной заданной температуре  $\theta_0$ .

С учетом приведенных результатов могут быть определены достижимые характеристики стабильности СВЧ-параметров синхронизированных ГЛПД в полосе частот синхронной работы. Приведенные в [13] расчеты динамических и стабилизированных характеристик выполнены для ГЛПД 8-мм диапазона волн на основе волноводно-коаксиальной конструкции (рис. 4). Конструкция содержит металлодиэлектрический корпус диода и обеспечивает резонансную трансформацию импеданса диода и нагрузки при высоком КПД.

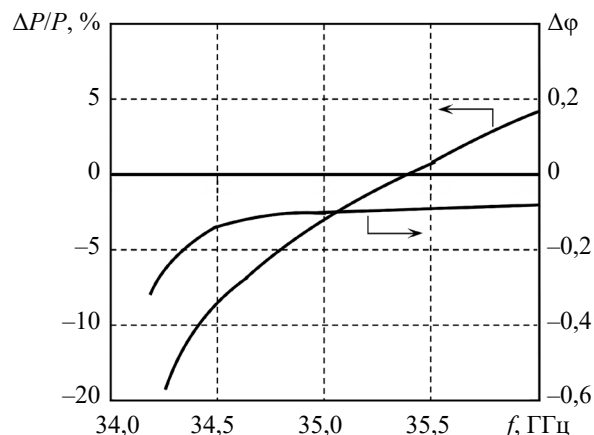


Рис. 4. Частотные зависимости нестабильности мощности  $\Delta P/P$  выходного сигнала и фазы  $\Delta \phi(f)$ , полученные при применении токовой компенсации в условиях изменения температуры в интервале 390...500 К

На рис. 4 приведены частотные зависимости нестабильности фазы  $\Delta \phi(f)$  и мощности  $\Delta P/P$  выходного сигнала при изменении температуры в интервале 390—500 К и выполнении условий токовой компенсации. В интервале температуры 500—570 К величины нестабильности фазы и мощности уменьшаются в 5—6 раз по сравнению с указаниями значениями на рис. 4. При этом полная полоса синхронизации составляет  $\Delta f_n \approx 2$  ГГц. Вблизи низкочастотной границы полосы синхронизации нестабильность СВЧ-параметров существенно возрастает, и наибольшие значения  $\Delta f$  и  $\Delta P$  достигаются там, где величина  $\theta$  минимальна. Следует отметить, что при отсутствии предварительного подогрева полупроводниковой структуры нестабильность СВЧ-параметров существенно выше.

Применение токовой компенсации температурных изменений импеданса ЛПД не устраняет полностью частотную и амплитудную внутриимпульсную модуляцию выходного сигнала генератора, но значительно ее уменьшает. Для достижения более высокой частотной стабильности можно применять стабилизирующий резонатор, при этом полоса его частот должна превышать ширину спектра импульсного сигнала. Конструкция генератора основана на включении резонатора в реактивную отражающую цепь схемы. В конструкции на рис. 5 применяется резонатор цилиндрического типа 1, возбуждаемый на волне типа  $H_{011}$  и перестраиваемый поршнем. Резонатор связан с волноводной секцией 4 щелью связи 2. Волноводно-коаксиальная секция содержит ЛПД 5 и антипаразитную нагрузку 3.

Принцип работы импульсного генератора такой же, как и у стабилизированного генератора непрерывного действия, однако в импульсном режиме имеется ряд особенностей. В режиме стабилизации частоты импульсного автогенератора из-за инерционности теплового режима возможна частотная синхронизация сигнала стабилизирующим резонатором. При недостаточно быстром нарастании тока питания возникают паразитные колебания на частотах побочных ко-

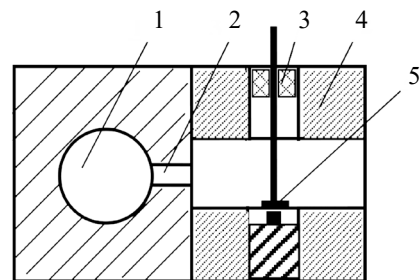


Рис. 5. Эскиз конструкции стабилизированного импульсного генератора на ЛПД:

1 — резонатор; 2 — щель связи; 3 — антипаразитная нагрузка; 4 — волноводная секция; 5 — ЛПД

лебательных контуров, образуемых неоднородностями в высокочастотной цепи генератора, и их подавление достигается уменьшением длительности фронта импульсного тока. Также можно применять на выходе генератора быстродействующий модулятор, который гасит эти колебания.

### Результаты разработок когерентных передающих устройств

Принцип построения передающих устройств основан на применении генераторов, усилителей и сумматоров мощности на ЛПД, действующих в режиме внешней синхронизации сигналом, который формируется синтезатором частоты либо высокочастотным источником частоты, обеспечивающим высокую стабильность, низкий уровень спектральной мощности фазового шума и переключение парциальных частот выходного сигнала в широком диапазоне частот (свыше 1 ГГц). Большое количество имеющихся теоретических и экспериментальных работ позволило определить основные принципы построения сумматоров мощности на полупроводниковых активных элементах. Большинство известных сумматоров мощности базируется на применении режима взаимной синхронизации отдельных источников и режима синхронизации сигналом внешнего источника. По принципу построения и характеру внешней полезной нагрузки сумматоры разделяются на два основных класса:

- системы суммирования мощностей СВЧ в пространстве;
- системы суммирования мощностей в локализованных нагрузках линий передачи.

На основе сумматоров мощностей первого класса получили широкое распространение антенные фазированные решетки, полигенераторы, излучатели, в которых отдельные источники излучения размещены на некоторой общей излучающей поверхности [14, 15]. К сумматорам мощностей независимых источников относятся, прежде всего, системы, выполненные с использованием мостовых схем, многополюсников, ответвителей, а также сумматоры, в которых отдельные активные элементы монтируются на общем теплоотводе и суммирование мощности осуществляется в общем синхронизирующем контуре в режиме внешней синхронизации [7, 16—20].

На рис. 6 представлена схема четырехзвенного передатчика 8-миллиметрового диапазона длины волны с выходной импульсной мощностью 100 Вт. Первые две ступени выполнены как однодиодные усилители с усилением 16—17 дБ на ступень, предоконечная и оконечная ступени (сумматоры мощностей) выполнены на двух ЛПД в каждой ступени. Опорная частота сигнала (ОП) формируется синтезатором частоты и подается на вход синхронизатора, размещенного в передатчике. Синхронизатор вырабатывает импульсы запуска передатчика. КПД суммирования мощностей передатчика достигает 90%. Задача эффективного суммирования решается как при установке нескольких ЛПД в единой электродинамической системе, так и при каскадном включении ЛПД. Существенное увеличение КПД суммирования достигается применением резонансной трансформации импеданса полупроводниковой структуры, созданием параллельного резонансного контура с помощью элементов металлодиэлектрического корпуса ЛПД,

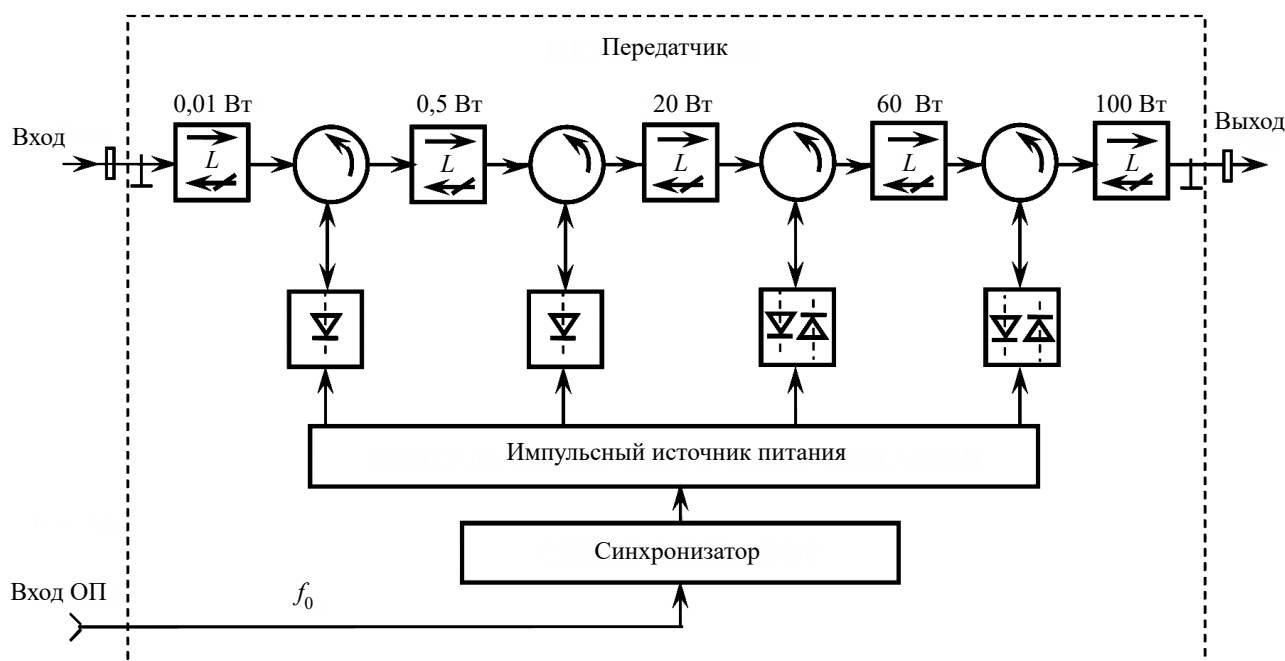


Рис. 6. Структурная схема передатчика 8-миллиметрового диапазона с выходной мощностью больше 100 Вт

применением антипаразитных нагрузок в сумматорах мощностей с минимальными величинами сопротивлений, достаточными для подавления паразитных колебаний, обеспечением согласования импедансов диода и нагрузки с учетом уровня синхронизирующего сигнала [21]. Значительное расширение полосы синхронизации достигается включением компенсирующих реактивных сопротивлений последовательно с параллельным резонансным корпусом корпусированного ЛПД при максимально достижимом снижении его добротности [22].

Высокая стабильность СВЧ-параметров достигается применением метода электронной компенсации изменения импедансов полупроводниковых структур при изменении температуры в пределах длительности импульса или в пакете импульсов, а также применением метода импульсной и непрерывной стабилизации температуры полупроводниковой структуры диода в широком интервале рабочих температур при минимальной величине потребляемой для этой цели мощности. При создании передатчиков в 8-мм диапазоне применяются кремниевые двухпролетные ЛПД с уровнем импульсной мощности свыше 25 Вт при длительности импульса 100—300 нс и минимальной скважности 200 [23].

Каскадное суммирование мощностей представляет значительный интерес в миллиметровом диапазоне, когда размещение большого числа диодов в единой электродинамической системе затруднено из-за ее малых размеров. Вследствие малого коэффициента усиления (3—4 дБ) построение синхронизированного источника с малым уровнем выходного сигнала требует введения дополнительных ступеней синхронного усиления. Такие конструкции, обеспечивающие высокий уровень выходной мощности только на основе каскадного суммирования, в большинстве случаев оказываются нецелесообразными из-за большого числа ступеней усиления. В связи с этим разработаны и находят применение другие эффективные методы суммирования мощностей диодов [24].

Суммирование мощностей диодов в мостовых и разветвленных системах сводится к сложению мощностей самостоятельных источников СВЧ-колебаний в независимых электродинамических конструкциях, удовлетворяющих требованиям обеспечения суммирования двух и более источников с максимальным КПД суммирования в широком частотном диапазоне и обеспечению развязки источников друг от друга. Указанным требованиям удовлетворяют конструкции, решающие задачу сложения мощностей двух источников. Это трехдецибелные щелевые мосты, Т-образные и кольцевые мосты. Анализ характеристик этих конструкций [25] показывает, что эффективность суммирования мало зависит от различия уровней мощности двух источников в пределах 3—5 дБ. Необходим весьма точный фазовый баланс

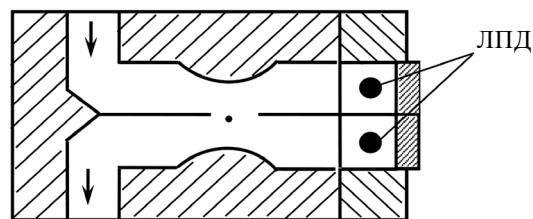


Рис. 7. Схема конструкции усилителя на ЛПД

источников в пределах до 30°. Указанные сумматоры мощностей двух источников могут быть включены в общую разветвленную систему суммирования. Системы такого типа при отсутствии потерь позволяют неограниченно увеличивать выходную мощность при увеличении числа суммируемых источников.

На рис. 7 представлена упрощенная схема конструкции усилителя импульсного действия, выполненного по схеме суммирования мощностей двух каскадов ЛПД с использованием трехдецибелного щелевого моста.

Синхронизированный усилитель работает в диапазоне частот 90—100 ГГц [26]. В рабочей полосе  $f_0 \pm 0,5$  ГГц обеспечивается уровень выходного импульса мощности не менее 30 Вт при длительности импульсов 80—100 нс и частоте повторения 50 кГц. Для работы усилителя необходимы два источника постоянного напряжения — 49 В и 7 В, входной импульсный СВЧ-сигнал мощностью 10 Вт и внешний импульсный сигнал управления TTL-уровня.

В НИИ «Орион» (г. Киев) на базе миниатюрных щелевых мостов разработан синхронизированный усилитель, содержащий 10 каскадов ГЛПД на частоте 94 ГГц с выходной мощностью в импульсе более 100 Вт, длительностью СВЧ-импульсов 75—100 нс при частоте следования не более 50 кГц [26].

В миллиметровом диапазоне находит применение метод суммирования мощностей в единой электродинамической конструкции. В такой конструкции диоды устанавливаются на независимых теплоотводящих основаниях и включаются в высокочастотную цепь так, что их мощности складываются в общую нагрузку, автоколебательный режим при этом базируется на взаимной синхронизации сильно связанных между собой диодных генераторов. На основе сумматоров такого класса достигнуты значительные уровни мощностей передающих устройств как в непрерывном, так и в импульсном режимах работы [24].

В области частот 40—41 ГГц при суммировании мощностей 12 двухпролетных кремниевых ЛПД, установленных в резонаторе прямоугольного сечения, реализовано усиление непрерывной мощности свыше 10 Вт [27]. На частоте 91 ГГц при суммировании мощностей двухпролетных кремниевых ЛПД, установленных в резонаторе прямоугольного сечения, получен уровень мощности 40 Вт при скважности  $\theta > 200$  и длительности импульса 100 нс [28].



Эффективным методом создания мощных СВЧ-устройств непрерывного и импульсного действия является суммирование мощностей диодов, установленных на общем теплоотводе. Этот метод суммирования основывается на создании мезаструктурных диодов и монтажом отдельных структур на общем теплоотводе при параллельном включении в СВЧ-цепь и цепь питания. Такой сумматор реализован путем установки полупроводниковых структур в единой радиальной линии под общей крышкой без применения отдельных проводников [29]. В рассматриваемой конструкции применена резонансная трансформация суммарного импеданса структур. Резонансный контур в конструкции создается включением практически ненагруженной радиальной линии  $D > \lambda/2$  параллельно полупроводниковым структурам входной проводимости.

Сложение мощностей отдельных диодов может быть достигнуто применением суммирующего модуля, работающего на несимметричных азимутальных гармониках и содержащего синхронизирующий резонатор [30].

Суммирующий модуль, схема которого представлена на рис. 8, состоит из медного массивного основания 1, используемого как теплоотвод, верхняя часть которого имеет в центре выступ 6 в виде цилиндра. От него в радиальных направлениях расходятся четыре перегородки 8 металлического диска 3, расположенного на диэлектрической втулке 2, которая смонтирована на основании 1, установленного в волноводе 4. Питание к полупроводниковым диодам 7 подается через проводники 5. Размеры диска определяются рабочим диапазоном частот. Размеры диэлек-

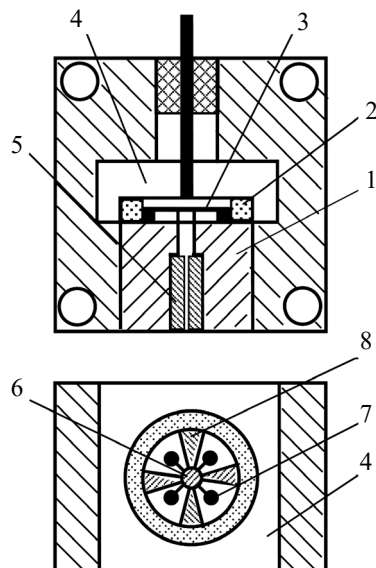


Рис. 8. Упрощенная схема конструкции сумматора мощности:

1 — медное основание; 2 — диэлектрическая втулка; 3 — металлический диск; 4 — волновод; 5 — проводники; 6 — выступ; 7 — полупроводниковые диоды; 8 — перегородки

трической втулки выбираются из требуемых условий трансформации импеданса к клеммам диода и обеспечения необходимой связи между резонатором и выходным волноводом.

В рассматриваемом модуле решается проблема паразитных типов колебаний при расширении области рабочих частот. Выступ с перегородками эффективно подавляет паразитные азимутальные гармоники и при этом не искажает электромагнитное поле рабочего колебания, поскольку для последнего электрическое поле равно нулю в местах расположения выступа и перегородок. Модуль разработан для применения в 8-мм диапазоне в режиме работы с большой длительностью импульса и малой скважностью. В модуле использованы кольцевые структуры ЛПД, позволяющие максимально реализовать свои преимущества [31]. При длительности импульса СВЧ  $\tau_n = 1$  мкс и скважности  $\theta = 4$  выходная мощность СВЧ составляет более 15 Вт, при  $\tau_n = 4$  мкс мощность СВЧ равна 10,4 Вт.

В [32] приведены результаты разработки синхронизированных малогабаритных генераторов импульсного действия с электронным переключением частоты от импульса к импульсу. В качестве задающего высокостабильного источника СВЧ-импульса применен малогабаритный синтезатор частоты 8-мм диапазона длин волн, формирующий импульсы заданной длительности с дискретным переключением частоты. Структурная схема генератора приведена на рис. 9.

Опорный генератор, синхронизированный кварцевым генератором с помощью цифровой системы фазовой автоподстройки частоты, содержит умножитель частоты и усилитель, работающие в импульсном режиме. Синтезатор формирует импульсы СВЧ с уровнем мощности 1,0—1,2 Вт со стабильностью частоты не хуже  $2 \cdot 10^{-6}$ . Переключение частоты выполняется трехразрядным двоичным кодом в уровнях TTL. Конструкция ГЛПД выполнена на базе волноводно-коаксиального Т-образного сочленения. Согласование высокочастотных нагрузок со структурой ЛПД достигается путем установки диода в параллельный контур, параметры которого определяются

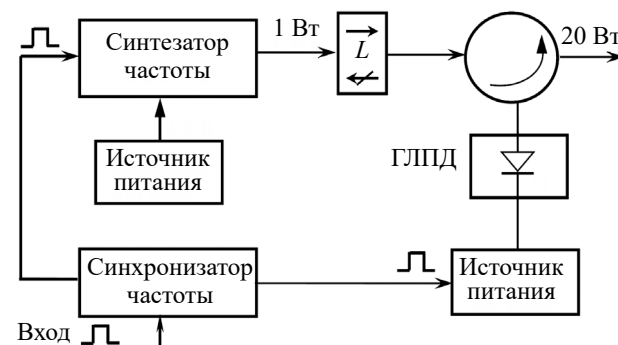


Рис. 9. Структурная схема генератора

выбором геометрических размеров диэлектрической втулки. При этом дополнительные неоднородности в волноводном канале исключаются. Запасенная энергия сосредоточена в основном в области корпусированного диода. Для расширения рабочей частоты генератора последовательно с диодом включен последовательный резонансный контур. График зависимости полосы синхронизации  $\Delta f$  и выходной импульсной мощности  $P_{\text{вых}}$  синхронизированного ГЛПД от уровня входной импульсной мощности  $P_{\text{вх}}$  задающего генератора приведена на **рис. 10**.

Один из путей создания источников СВЧ-мощности в коротковолновой части миллиметрового диапазона основан на применении свойств ЛПД в режиме эффективного преобразования частоты высокостабильного низкочастотного СВЧ-сигнала. Известно, что этот режим обеспечивает уровень мощности выходного сигнала на  $n$ -й гармонике  $P_{\text{вых}} \sim 1/n$ , что существенно превосходит достижимые характеристики умножителей частоты на диодах с накоплением заряда, для которых  $P_{\text{вых}} \sim 1/n^2$  [33, 34]. Теоретическое рассмотрение характеристик умножителя частоты на ЛПД основано на схеме включения диода в СВЧ-цепь генератора и подведении к ЛПД напряжения  $U(t) = U_0 + U_m \cdot \sin \omega t$ . В результате действия опорного напряжения с частотой  $\omega$  при достаточно большой амплитуде  $U_m$  в высокочастотной цепи в течение временных интервалов  $\tau_n$  проходят импульсы высокой частоты  $\omega_0$ , лежащие в рабочей полосе частот генератора. При определенных условиях происходит фазовая синхронизация высокочастотных колебаний  $n$ -й гармоники опорного сигнала, и в результате возникают последовательно когерентные СВЧ-сигналы с частотой  $\omega_0 = n\omega$ . Более точное представление о работе ЛПД в режиме умножения дает исследование в самосогласованном режиме. Оно проводилось в предпо-

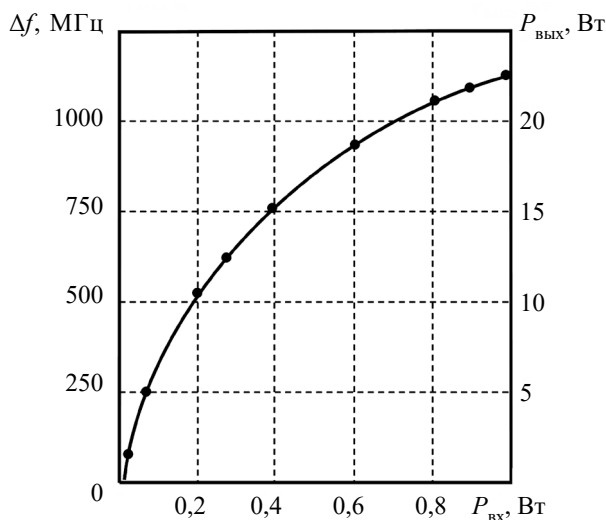


Рис. 10. Зависимость полосы синхронизации и выходной мощности синхронизированного ГЛПД от уровня входной мощности задающего генератора при длительности импульса СВЧ 300 нс

ложении, что на ЛПД подавалось напряжение смещения и заданное напряжение низкой частоты, а нагрузкой ЛПД являлся параллельный контур, настроенный на высокую частоту [35]. На **рис. 11** представлена схема конструкции умножителя, а его эквивалентная схема замещения — на **рис. 12**.

Совместное решение уравнений, описывающих процессы в ЛПД и в контуре, позволяет исследовать характер высокочастотных колебаний в нагрузке контура. Важным является вопрос о том, определяется ли частота и фаза ВЧ-колебаний только частотой и фазой низкочастотного сигнала, который предполагается высокостабильным, либо они зависят от других факторов. Как показано в [36], если фаза ВЧ-колебаний в момент появления нового импульса колебаний постоянна относительно фазы низкочастотного напряжения, то спектр колебаний не будет зависеть от частоты контура (которая может быть нестабильной), а определяется только частотой низкочастотного сигнала, что и требуется для эффективной синхронизации. Как правило, в режиме самовозбуждения ГЛПД синхронизация наблюдается только в узкой полосе. В режиме усиления на отрицательном сопротивлении ЛПД синхронизация наблюдается в достаточно широком интервале изменений низкой частоты.

Параметры умножителей частоты высокой кратности, достигнутые при разработке и исследовании

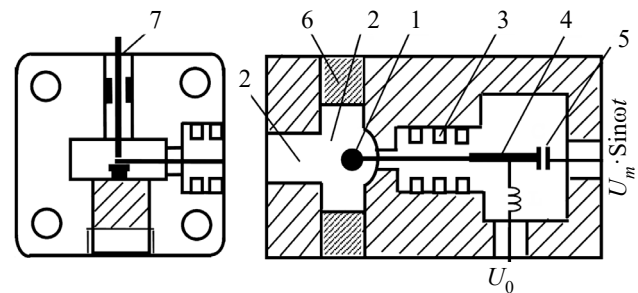


Рис. 11. Схема конструкции умножителя на ЛПД: 1 — ЛПД; 2 — волновод; 3 — фильтр радиального типа; 4 — несимметричная полосковая линия; 5 — разделительная емкость; 6 — КЗ-поршень; 7 — штырь

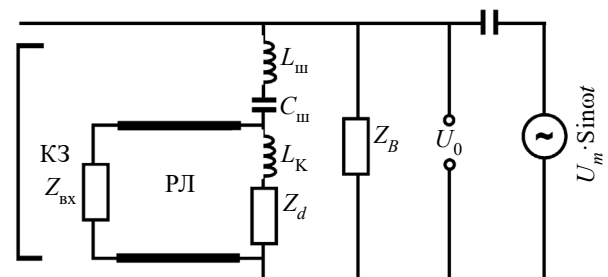


Рис. 12. Эквивалентная схема конструкции умножителя: КЗ — короткозамыкающий волноводный поршень; РЛ — радиальная линия;  $L_{\text{ш}}$  — индуктивность штыря;  $C_{\text{ш}}$  — емкость между штырем настройки и крышкой диода;  $L_{\text{к}}$  — индуктивность контактов;  $Z_{\text{д}}$  — сопротивление диода;  $Z_{\text{Б}}$  — сопротивление линии передачи

*Параметры умножителей частоты высокой кратности*

Наименование параметра	Значение параметра в диапазоне частот, ГГц:		
	75—100	90—140	110—180
Выходная мощность, мВт	10—50	10—30	10—20
Коэффициент умножения	10—15	10—15	10—20
Рабочая полоса частот, ГГц	0,5—1,0	0,5—1,0	0,5—1,0
Диапазон рабочих частот сигнала синхронизации, ГГц	5—10	5—10	5—10
Напряжение смещения на ЛПД, В/А	24/0,15	24/0,15	24/0,15

ях, приведены в **таблице**. Конструктивно умножители частоты высокой кратности в диапазоне частот 30—180 ГГц содержат ферритовые волноводные вентили и полосно-пропускающие фильтры. Волноводные вентили защищают выходной сигнал умножителя частоты от влияния нагрузки. Фильтры подавляют ближайшие гармоники в выходном сигнале умножителя на уровне не менее 40 дБ. При модуляции тока управления ЛПД происходит синхронная модуляция выходного сигнала умножителя с глубиной модуляции не менее 70 дБ при частоте модуляции до 100 МГц.

Включение ЛПД в колебательный контур с использованием радиальной линии для реализации процесса умножения частоты аналогично включению и настройке ЛПД для генерации и усиления [37].

В [38] показана возможность синхронизации мощных СВЧ-приборов (магнетронов, клистронов). Когерентное излучение таких приборов может быть реализовано с применением полупроводникового когерентного источника импульсного действия, обеспечивающего фазовую синхронизацию колебаний магнетрона на отрезке времени, равном длительности импульса полупроводникового источника. Уменьшение длительности синхронизирующего импульса и уровня его мощности достигается при введении модуляции добротности мощного СВЧ-прибора. При этом уровень мощности синхронизации уменьшается пропорционально добротности мощного прибора во второй степени. Уменьшение добротности резонансной системы мощного СВЧ-прибора позволяет уменьшить уровень импульсной мощности синхронизирующего сигнала  $P_s$  пропорционально квадрату уменьшения добротности. При этом характеристики синхронного режима не изменяются. Уменьшение требуемой мощности  $P_s$  позволяет значительно уменьшить габариты синхронизирующего источника СВЧ и блока питания. Единый гибридный комплекс твердотельного и электровакуумного прибора может стать мощным импульсным когерентным источником СВЧ-колебаний, позволяющим решить задачу построения РЛС с селекцией

движущихся целей в миллиметровом диапазоне длины волны [26, 39—44].

В НИИ «Орион» (г. Киев) разработан ряд высокостабильных генераторов импульсного действия для использования в качестве задающего генератора и в аппаратуре общего применения, и в бортовой аппаратуре в диапазоне частот 30—150 ГГц. В рабочей полосе частот генераторы обеспечивают выходную мощность 2—10 Вт при длительности импульсов 50—100 нс и частоте повторения 50 кГц. Конструктивно генераторы состоят из генераторной камеры, высокодобротного резонатора, выполненного из инвара, волноводного вентили и импульсного источника тока, температурная нестабильность частоты составляет  $10^{-5}/^{\circ}\text{C}$ . В диапазоне частот 30—180 ГГц созданы генераторы непрерывного действия с применением специальных корпусированных кремниевых двухпролетных IMPATT диодов. Выходная мощность составляет 20—50 мВт. Температурный коэффициент частоты равен  $10^{-5}/^{\circ}\text{C}$ . Уровень фазовых шумов составляет –80 дБ/Гц при отстройке от несущей не более 10 кГц. На выходе генераторов установлены волноводные полосно-пропускающие фильтры, подавляющие амплитудные шумы до уровня –180 дБ/Гц относительно несущей при отстройке частоты более 1 ГГц [26].

### Выводы

Создание когерентных синхронизированных генераторов на ЛПД обеспечивается при полном исключении фазовой модуляции, которая достигается в случае импульсного режима работы использованием импульса тока управления специальной формы. Для расширения полосы синхронизации необходимо создать колебательную систему с минимальным запасом энергии. При этом целесообразно использовать собственный резонансный контур, содержащий активный элемент, и корпус без применения дополнительных резонансных элементов в электродинамической системе. В этом случае добротность контура, содержащего активный элемент, составляет 10—15. Это позволяет реализовать рабочую полосу на уров-

не 10% при коэффициенте усиления до 10 дБ и на уровне 3% при усилении до 20 дБ.

Опыт разработки синхронизированных генераторов показал, что такие приборы необходимо конструировать совместно с блоком питания. При этом они должны быть сопряжены как по электрическим характеристикам, так и конструктивно. Выполнение этих условий обеспечивает создание эффективных когерентных источников мощности миллиметрового диапазона с использованием ЛПД.

#### ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. 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>
2. Белоусов Н.П., Новожилов В.В. Температурная зависимость динамических характеристик импульсных ЛПД. *Электронная техника. Сер.1. Электроника СВЧ*. 1987, вып. 3, с. 23–26.
3. Касаткин Л.В. Стабилизация СВЧ параметров стационарного синхронного режима импульсных генераторов на ЛПД. *Известия ВУЗов. Радиоэлектроника*. 2001, т. 44, № 3, с. 18–25.
4. Касаткин Л.В., Чайка В.Е. Полупроводниковые устройства диапазона миллиметровых волн. Севастополь. Вебер. 2006, 319 с.
5. Тагер А.С., Голант Е.М. Расчет токовой стабилизации частоты импульсных ЛПД. *Электронная техника. Серия 1. Электроника СВЧ*. 1982, вып. 11, с. 20–23.
6. Тагер А.С. К расчету тепловых характеристик полупроводниковых структур в режиме коротких импульсов. *Электронная техника. Сер. 1. СВЧ техника*. 1996, вып. 2, с. 41–47.
7. Касаткин Л.В., Рукин В.П. Мощные импульсные полупроводниковые источники миллиметрового диапазона в режиме внешней синхронизации. *Известия ВУЗов. Радиоэлектроника*. 2005, т. 48, № 6, с. 3–19.
8. Горбачев А.В. Экспериментальные исследования методов стабилизации параметров импульсных ГЛПД в интервале температур. *Твердотельные генераторы и преобразователи миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов. Сб. Науч. трудов Института радиофизики и электроники АН УССР*, Харьков. 1989, с. 33–38.
9. Белоусов Н.П., Горбачев А.В., Касаткин Л.В., Новожилов В.В. Токовая стабилизация амплитудно-частотных характеристик синхронизированных импульсных ГЛПД в интервале температур. *Электронная техника. Серия 1. Электроника СВЧ*. 1989, вып. 4, с. 10–15.
10. Eisenhort R., Robertson R. Controlled bias preheating for variable duty factor IMPATT transmitter. *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Dig.* 1985, p. 529–530.
11. Карушкин Н.Ф., Касаткин Л.В. Стабилизация СВЧ параметров импульсных ГЛПД. *Электронная техника. Серия 1. СВЧ-техника*. 2000, вып. 1 (475), с. 22–27.
12. Карушкин Н.Ф., Касаткин Л.В., Новожилов В.В., Добрянский В.С., Илинецкий В.В. *Генератор сверхвысокочастотных радиоимпульсов. А.с. СССР*, no. 1162017, 1983.
13. Kasatkin L. V., Karushkin N. F. Stabilization of RF Parameters of Injection-locked Pulsed IMPATT Oscillators. *Microwave Journal*. September 2000, pp. 172–180.
14. Воскресенский Д.И., Гостюхин В.М. Активные антенные решетки. (Обзор). *Известия ВУЗов. Радиоэлектроника*. 1983, т. 25, № 2, с. 4–17.
15. Дворников А.А., Уткин Г.М., Чуков А.М. О внешней синхронизации автоколебательной АФАР. *Известия ВУЗов. Радиофизика*. 1980, т. 23, № 5, с. 547–554.
16. Горбачев А.В., Касаткин Л.В. Каскадное суммирование мощностей в режиме внешней синхронизации. *Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ*. 1989, вып. 10, с. 22–27.
17. Карушкин Н.Ф., Касаткин Л.В. Импульсные твердотельные генераторы миллиметрового диапазона волн на ЛПД. *Известия ВУЗов. Радиоэлектроника*. 1999, № 10, с. 3–10.
18. Дворников А.А., Уткин Г.М. О сложении мощностей многих автогенераторов. *Радиоэлектроника и электроника*. 1974, № 3, с. 550–559.
19. Чуков А.М. О взаимной синхронизации линейки СВЧ автогенераторов. *Труды МЭИ*. 1981, вып. 547, с. 114–116.
20. Тараненко В.П., Коцержинский Б.А., Мачусский Е.А. Твердотельные генераторы СВЧ колебаний миллиметрового диапазона радиоволн. *Известия ВУЗов. Радиоэлектроника*. 1978, т. 21, № 10, с. 4–24.
21. Карушкин Н.Ф., Касаткин Л.В., Хитровский В.А. Опыт разработки твердотельных когерентных передающих устройств высокого уровня мощности в Ка-диапазоне. *Известия ВУЗов. Радиоэлектроника*. 2003, № 2, с. 3–8.
22. Касаткин Л.В. Широкополосные импульсные генераторы СВЧ на ЛПД в режиме внешней синхронизации. *Известия ВУЗов. Радиоэлектроника*. 2002, т. 45, № 2, с. 15–24.
23. Тарасюк В.М., Басанец В.В., Болтовец Н.С. и др. Кремниевые лавинно-пролетные диоды 8-мм диапазона для мощных импульсных однодиодных СВЧ-генераторов. *Техника и приборы СВЧ*. 2011, № 1, с. 21–23.
24. Касаткин Л.В., Чайка В.Е. *Полупроводниковые устройства диапазона миллиметровых волн*. Севастополь. Вебер. 2006, 319 с.
25. Chang R., Sun C. Millimeter-wave power combining techniques. *IEEE Transactions on MTT*. 1983, vol. 31, no. 5, pp. 91–107.
26. Государственное предприятие «Научно-исследовательский институт «Орион», Киев. Украина. URL: <http://www.orion.org.ua>.
27. Moony W., Bayuk F. Injection locking performance of 41 GHz 10 W power combining amplifier. *IEEE Transactions on MTT*. 1983, vol. 31, no. 2, p. 171–176.
28. Chang K., Ebert R. Power combining near 94 GHz. *IEEE International Solid-State Circuit Conf.* 1980. Session X: Microwave Circuits, p. 16–18.
29. Bauer T., Treger J., Claassen M. A resonant-cap power combiner for two-terminal millimeter wave devices. *IEEE Transactions on MTT*. 1997, vol. 45, no. 2, p. 146–148.
30. Карушкин Н.Ф. Источники мощности миллиметрового диапазона на лавинно-пролетных диодах с распределенными параметрами. *Известия ВУЗов. Радиоэлектроника*. 1999, т. 42, № 7, с. 47–54.
31. *Теория линий передачи сверхвысоких частот*. Перевод с англ. под ред. А.И. Шпунтова. Часть II. Сов. Радио, 1951, 280 с.
32. 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. <http://dx.doi.org/10.15222/TKEA2015.4.03>
33. Gorbachev O., Kasatkin L. Complex coaxial-waveguide transitions at millimeter-waves. *Microwave Journal*, 2001, vol. 44, p. 90–100.
34. Дворниченко В.П., Карушкин Н.Ф., Мальцев С.Б., Чайка В.Е. Работа ЛПД в режиме радиоимпульсного умножения частоты. *Электронная техника. Сер.1. Электроника СВЧ*. 1985, вып. 4 (376), с. 40–44.
35. Карушкин Н.Ф. Умножители частоты на полупроводниковых диодных структурах. *Технология и конструирование в электронной аппаратуре*. 2018, № 13, с. 22–36. <http://dx.doi.org/10.15222/TKEA2018.3.22>
36. Карушкин Н.Ф. Модули миллиметрового диапазона длин волн. *Радиофизика и электроника*, 2004, т. 9, № 1, с. 295–303.
37. Горлачев В.Е., Дворниченко В.П., Карушкин Н.Ф. *Корпус полупроводникового диода. Пат. 9375 Украины*, 1996.



38. Касаткин Л.В. Импульсные автогенераторы в режиме фазовой синхронизации импульсным когерентным сигналом (когерентные магнетроны). *Известия ВУЗов. Радиоэлектроника*, 2006, т. 49, № 4, с. 38–45.

39. Карушкин Н.Ф., Мальцев С.Б., Хитровский В.А. Твердотельные СВЧ-модули для радиотехнической аппаратуры и систем миллиметрового диапазона длин волн. *Технология и конструирование в электронной аппаратуре*. 2016, № 1, с. 3–7. <http://dx.doi.org/10.15222/TKEA2016.1.03>

40. Мележик П.Н., Муськин Ю.Н., Зуйков В.А. и др. Экспериментальная оценка характеристик когерентности приемопередающего модуля Ка-диапазона. *Техника и приборы СВЧ*. 2008, № 2, с. 19–23.

41. Сидько В.И., Хитровский В.А. Высокочастотное измерение фазовых сверхмалощумящих стабильных генераторов и синтезаторов частоты при воздействии вибрации и акустического шума.

10-я Международная Крымская конференция. *СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии*. Севастополь, Вебер, 2000, с. 540–542.

42. Карушкин Н.Ф., Звершховский И.В. Пойгина М.И. Твердотельные приборы электронной техники ММ-диапазона. *Электронная техника. Сер. I Электроника СВЧ*. 1993, вып. 5–6, с. 20–24.

43. Колосов В.В., Мясин Е.А. Шумовой радиолокатор миллиметрового диапазона. *РЭНСИТ*, 2018, т. 10, № 2, с. 235–256.

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

Дата поступления рукописи  
в редакцию 23.03 2021 г.

DOI: 10.15222/TKEA2021.3-4.17

УДК 621.314.26:621.382.64

М. Ф. КАРУШКИН

Україна, м. Київ,

Науково-дослідний інститут «Оріон»

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

## СИНХРОНІЗАЦІЯ ГЕНЕРАТОРІВ НА ЛПД ІМПУЛЬСНОЇ ТА БЕЗПЕРЕРВНОЇ ДІЇ У ММ-ДІАПАЗОНІ ДОВЖИНИ ХВИЛЬ.

### Частина 2. Стабілізація НВЧ-параметрів синхронізованих генераторів

Наведено другу частину роботи, що складається з двох статей, в яких узагальнено результати, досягнуті на цей момент при розробленні синхронізованих генераторів на лавинно-пролітних діодах (ГЛПД). У першій частині було представлено електродинамічні конструкції генераторів, які містять резонансну коливальну систему з кремнієвими лавино-пролітними діодами та синхронізуються зовнішнім джерелом НВЧ-коливань.

В цій статті наводяться методи стабілізації параметрів ГЛПД, які дозволяють створювати когерентні джерела потужності в діапазоні міліметрових хвиль. Особливістю роботи генераторів імпульсної дії є змінювання частоти в межах НВЧ-імпульсу залежно від температури, що призводить до зміни імпедансу діода, а отже й до зміни фази відносно синхронізувального сигналу. Зменшення фазової модуляції або її повне виключення (що необхідно для забезпечення когерентності передавача НВЧ) реалізується шляхом застосування струмової компенсації, тобто при використанні спеціальної форми імпульсу струму управління.

Показано доцільність введення додаткового підігріву напівпровідникової структури ЛПД, завдяки чому початкова температура ЛПД в області переднього фронту кожного імпульсу залишається практично постійною і не залежить від температури навколишнього середовища. Використання цих методів щодо кремнієвих дводрейфових ЛПД дозволило створити синхронізовані генератори з рівнем вихідної потужності від 20 до 150 Вт, які характеризуються високою стабільністю частоти та високим ступенем когерентності в режимі синхронізації зовнішнім сигналом.

В роботі наведено також конструкції та параметри когерентних джерел НВЧ-потужності короткохвильової частини діапазону міліметрових хвиль з використанням нелінійних властивостей ЛПД в режимі радіоімпульсного перетворення. Цей режим забезпечує рівень вихідної потужності сигналу на  $n$ -й гармоніці  $P_{\text{вих}} \approx 1/n$ , що істотно перевищує досягнуті характеристики помножувачів частоти з накопиченням заряду, для яких  $P_{\text{вих}} \approx 1/n^2$ . Вихідна потужність таких пристроїв досягає рівня 50–20 мВт в діапазоні частот 75–180 ГГц при коефіцієнті множення частоти 1–15.

Ключові слова: діапазон міліметрових хвиль, синхронізація, перетворювач частоти, генератор, лавинно-пролітний діод.

SYNCHRONIZATION OF PULSED AND CONTINUOUS-WAVE IMPATT  
OSCILLATORS IN THE MILLIMETER WAVELENGTH RANGE

## Part 2. Stabilizing microwave parameters of synchronized generators

*This is the second part of the two-part article, which summarizes the state-of-the-art results in the development of synchronized oscillators based on IMPATT (IMPact ionization Avalanche Transit-Time) diodes. The first part of the paper presented the electrodynamic design of oscillators, which contain a resonant oscillatory system with silicon IMPATT diodes and are synchronized by an external source of microwave oscillations.*

*The second part of the paper considers the methods for stabilizing the parameters of IMPATT oscillators, which make it possible to create coherent power sources in the millimeter wavelength range. The specifics of pulse generators lies in the change in frequency within the microwave pulse relative to the change in temperature, which leads to a change in the impedance of the diode and thus to a phase change with respect to the synchronizing signal. Phase modulation is reduced or completely eliminated (which is necessary to ensure the coherence of the microwave transmitter) by using current compensation, i.e., by using the control current pulse with a special shape.*

*The study demonstrates the expediency of introducing additional heating of the semiconductor structure of the IMPATT diode, which allows the initial temperature of the IMPATT diode in the region of the leading edge of each pulse to remain virtually constant and independent of the ambient temperature. Using these methods on silicon double-drift IMPATT diodes allowed creating synchronized oscillators with high frequency stability and an output power level from 20 to 150 W, which have a high degree of coherence in the synchronization mode with an external signal.*

*The paper also presents the designs and parameters of coherent microwave power sources in the short-wave part of the millimeter wavelength range using the nonlinear properties of the IMPATT diodes in the radio-pulse conversion mode. This mode makes it possible to provide the output power level of the signal at the  $n$ -th harmonic  $P_{out} \approx 1/n$ , which significantly exceeds the achieved characteristics of the frequency multipliers with charge accumulation, where  $P_{out} \approx 1/n^2$ . The output power of such devices is achieved at the level of 50–20 mW in the 75–180 GHz frequency range with a frequency multiplication factor of 1–15.*

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

## REFERENCES

1. 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 Elektronnoy Apparature*, 2021, no. 1–2, pp. 10–20. <http://dx.doi.org/10.15222/TKEA2021.1-2.10> (Rus)
2. Belousov N.P., Novozhilov V.V. [Temperature dependence of dynamic characteristics of pulsed IMPATT diodes]. *Electronic Equipment. Ser. 1. Microwave Electronics*. 1987, vol. 3, pp. 23–26. (Rus)
3. Kasatkin L.V. [Stabilization of microwave parameters of stationary synchronous mode of pulse IMPATT oscillators]. *Izvestia VUZov. Radioelectronics*. 2001, vol. 44, no. 3, pp. 18–25. (Rus)
4. Kasatkin L.V., Chayka V.E. *Poluprovodnikovyye ustroystva diapazona millimetrovyykh voln* [Semiconductor Devices of Millimeter Wave Range]. Sevastopol, Weber, 2006, 319 c. (Rus)
5. Tager A.S., Golant E.M. [Calculation of current stabilization of pulsed IMPATT diodes frequency]. *Electronic Engineering. Series 1. Microwave electronics*. 1982, vol. 11, pp. 20–23. (Rus)
6. Tager A.S. [To the calculation of thermal characteristics of semiconductor structures in the short pulse mode]. *Electronic Engineering. Ser. 1. Microwave Technique*. 1996, vol. 2, pp. 41–47. (Rus)
7. Kasatkin L.V., Rukin V.P. [Powerful pulsed semiconductor sources of millimeter range in external synchronization mode]. *Izvestia VUZov. Radio Electronics*, 2005, T. 48, no. 6, pp. 3–19. (Rus)
8. Gorbachev A.V. [Experimental studies of methods for stabilizing the parameters of pulsed IMPATT oscillators in the temperature range]. *Solid-State Oscillators and Transducers of Millimeter and Submillimeter Ranges. Collected Papers of the Institute of Radiophysics and Electronics of the Academy of Sciences of the UkrSSR, Kharkov*. 1989, pp. 33–38. (Rus)
9. Belousov N.P., Gorbachev A.V., Kasatkin L.V., Novozhilov V.V. [Current Stabilization of Amplitude-Frequency Characteristics of Synchronized IMPATT oscillators in the Temperature Range]. *Electronic equipment. Series 1. Microwave Electronics*. 1989, vol. 4, pp. 10–15. (Rus)
10. Eisenhort R., Robertson R. Controlled bias preheating for variable duty factor IMPATT transmitter. *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Dig.*, 1985, pp. 529–530.
11. Karushkin N.F., Kasatkin L.V. [Stabilization of microwave parameters of pulsed IMPATT oscillators]. *Electronic Technique. Series 1. Microwave Engineering*. 2000, iss. 1 (475), pp. 22–27. (Rus)
12. Karushkin N.F., Kasatkin L.V., Novozhilov V.V. et al. *Generator sverkhvysokochastotnykh radioimpul'sov* [Generator of Ultra-High Frequency Radio Pulses]. A.s. USSR, no. 1162017, 1983. (Rus)

13. Kasatkin L.V., Karushkin N.F. Stabilization of RF Parameters of Injection-locked Pulsed IMPATT Oscillators. *Microwave Journal*. September 2000, pp. 172–180.
14. Voskresensky D.I., Gostyukhin V.M. [Active antenna arrays]. (Review). *Izvestia VUZov. Radioelectronics*. 1983, vol. 25, no. 2, pp. 4–17. (Rus)
15. Dvornikov A.A., Utkin G.M., Chukov A.M. [On the external synchronization of the auto-oscillatory AFAR]. *Izvestia VUZov. Radiophysics*. 1980, vol. 23, no. 5, pp. 547–554. (Rus)
16. Gorbachev A.V., Kasatkin L.V. [Cascade power summation in external synchronization mode]. *Electronic Equipment. Ser. 1 UHF Electronics*. 1989, iss. 10, pp. 22–27. (Rus)
17. Karushkin N.F., Kasatkin L.V. [Pulsed solid-state IMPATT oscillators of millimeter wave range]. *Izvestia VUZov. Radiotekhnika*. 1999, no. 10, pp. 3–10. (Rus)
18. Dvornikov A.A., Utkin G.M. [On the addition of the powers of many auto oscillators]. *Radiotekhnika i Elektronika*. 1974, no. 3, pp. 550–559. (Rus)
19. Chukov A.M. [On mutual synchronization of microwave auto oscillators]. *MPEI Proceedings*. 1981, iss. 547, pp. 114–116. (Rus)
20. Taranenko V.P., Kotserzhinsky B.A., Machusky E.A. [Solid-state microwave oscillators of the millimeter range of radio waves]. *Izvestia VUZov. Radioelectronics*. 1978, vol. 21, no. 10, pp. 4–24. (Rus)
21. Karushkin N.F., Kasatkin L.V., Khitrovsky V.A. [Development experience of solid-state coherent transmission devices of high power level in Ka-band]. *Izvestia VUZov. Radioelectronics*. 2003, no. 2, pp. 3–8. (Rus)
22. Kasatkin L.V. [Broadband pulse microwave oscillators on LPD in the mode of external synchronization]. *Izvestia VUZov. Radioelectronics*. 2002, vol. 45, no. 2, pp. 15–24. (Rus)
23. Tarasyuk V.M., Basanets V.V., Boltovets N.S. et al. [Silicon IMPATT diodes of 8-millimeter range for powerful pulsed single diode microwave oscillators]. *Tekhnika i pribory SVCh*. 2011, no. 1, pp. 21–23. (Rus)
24. Kasatkin L.V., Chayka V.E. Poluprovodnikovyye ustroystva diapazona millimetrovyykh voln [Semiconductor Devices of Millimeter Wave Range]. Sevastopol, Weber, 2006, 319 c. (Rus)
25. Chang R., Sun C. Millimeter-wave power combining techniques. *IEEE Transactions on MTT*, 1983, vol. 31, no. 5, pp. 91–107.
26. Scientific research Institute “RI “Orion”, Kyiv, Ukraine. URL: <http://orion.org.ua/>
27. Moony W., Bayuk F. Injection locking performance of 41 GHz 10 W power combining amplifier. *IEEE Transactions on MTT*, 1983, vol. 31, no. 2, pp. 171–176.
28. Chang K., Ebert R. Power combining near 94 GHz. *IEEE International Solid-State Circuit Conf.* 1980. Session X: Microwave Circuits, pp. 16–18.
29. Bauer T., Treger J., Claassen M. A resonant-cap power combiner for two-terminal millimeter wave devices. *IEEE Transactions on MTT*. 1997, vol. 45, no. 2, pp. 146–148.
30. Karushkin N.F. [Millimeter range power sources on IMPATT diodes with distributed parameters]. *Izvestia VUZov. Radioelectronics*. 1999, vol. 42, no. 7, pp. 47–54. (Rus)
31. *Teoriya liniy peredachi sverkhvysokikh chastot* [Theory of Microwaves Transmission Lines]. Red. by A.I. Shpuntov. Part II. Sov. Radio, 1951, 280 p. (Rus)
32. Dvornichenko V.P., Karushkin N.F., Malyshko V.V., Orekhovsky V.A. [Semiconductor pulse oscillator with electronic switching of Ka-band frequency]. *Tekhnologiya i Konstruirovanie v Elektronnoi Apparature*, 2015, no. 4, pp. 3–7. <http://dx.doi.org/10.15222/TKEA2015.4.03> (Rus)
33. Gorbachev O., Kasatkin L. Complex coaxial-waveguide transitions at millimeter-waves. *Microwave Journal*, 2001, vol. 44, pp. 90–100.
34. Dvornichenko V.P., Karushkin N.F., Maltsev S.B., Chayka V.E. [Operation of IMPATT diode in radio pulse frequency multiplication mode]. *Electronic equipment. Ser.1. Microwave Electronics*. 1985, vol. 4 (376), pp. 40–44. (Rus).
35. Karushkin N.F. [Frequency multipliers on semiconductor diode structures]. *Tekhnologiya i Konstruirovanie v Elektronnoi Apparature*. 2018, no. 13, pp. 22–36. <http://dx.doi.org/10.15222/TKEA2018.3.22> (Rus)
36. Karushkin N.F. [Millimeter wave modules]. *Radiophysics and Electronics*. 2004, vol. 9, no. 1, pp. 295–303. (Rus)
37. Gorlachev V.E., Dvornichenko V.P., Karushkin N.F. [Semiconductor Diode Housing]. Pat. 9375, Ukraine, 1996. (Rus)
38. Kasatkin L.V. [Pulse self oscillators in phase synchronization mode with a pulsed coherent signal (coherent magnetrons)]. *Izvestia VUZov. Radioelectronics*. 2006, vol. 49, no. 4, pp. 38–45. (Rus)
39. Karushkin N.F., Maltsev S.B., Khitrovsky V.A. [Solid-state microwave modules for radio equipment and systems of millimeter wavelength range]. *Tekhnologiya i Konstruirovanie v Elektronnoi Apparature*. 2016, no. 1, pp. 3–7. <http://dx.doi.org/10.15222/TKEA2016.1.03> (Rus)
40. Melezhik P.N., Muskin Yu.N., Zuikov V.A. et al. [Experimental evaluation of the coherence characteristics of the Ka-band transceiver module]. *Tekhnika i Pribory SVCh*. 2008, no. 2, pp. 19–23. (Rus)
41. Sidko V.I., Khitrovsky V.A. [High-precision measurement of phase ultra-low noise stable oscillators and frequency synthesizers under the influence of vibration and acoustic noise]. *10<sup>th</sup> International Crimean Conference. Microwave Engineering and Telecommunication Technologies*. Sevastopol, Weber, 2000, pp. 540–542. (Rus)
42. Karushkin N.F., Zvershkhovskiy I.V., Poigina M.I. [Solid-state devices of millimeter electronic engineering]. *Electronic Engineering. Ser. 1. Microwave Electronics*. 1993, vol. 5–6, pp. 20–24. (Rus)
43. Kolosov V.V., Myasin E.A. [Noise radar of the millimeter range]. *RENSIT*, 2018, vol. 10, no. 2, pp. 235–256. (Rus)
44. 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).

**Описание статьи для цитирования:**

Карушкин Н. Ф. Синхронизация генераторов на ЛПД импульсного и непрерывного действия в мм-диапазоне длин волн. Часть 2. Стабилизация СВЧ-параметров синхронизированных генераторов. Технология и конструирование в электронной аппаратуре, 2021, № 3–4, с. 17–29. <http://dx.doi.org/10.15222/TKEA2021.3-4.17>

**Cite the article as:**

Karushkin N. F. Synchronization of pulsed and continuous-wave IMPATT oscillators in the millimeter wavelength range. Part 2. Stabilizing microwave parameters of synchronized generators. *Tekhnologiya i Konstruirovanie v Elektronnoi Apparature*, 2021, no. 3–4, pp. 17–29. <http://dx.doi.org/10.15222/TKEA2021.3-4.17>

Д. т. н. І. В. ГОРБАТИЙ, Ю. С. КАРП, І. Р. ЦИМБАЛЮК

Україна, Національний університет «Львівська політехніка»

E-mail: giv@polynet.lviv.ua, uskarp@gmail.com, zymbaliuk@gmail.com

## МОДУЛЯТОР ДЛЯ ЗДІЙСНЕННЯ АМПЛІТУДНОЇ МОДУЛЯЦІЇ БАГАТЬОХ СКЛАДОВИХ

*Проведено огляд принципів побудови сучасних цифрових систем безпроводового зв'язку, зокрема систем з амплітудною модуляцією багатьох складових (АМБС). Обґрунтовано доцільність створення приймально-передавальних систем з АМБС. Проведено розрахунок частотної, енергетичної та інформаційної ефективності АМБС-сигналів, проведено порівняння результатів з іншими видами цифрової модуляції. Запропоновано та розглянуто принципову схему і конструктивну реалізацію модулятора для здійснення АМБС.*

**Ключові слова:** амплітудна модуляція багатьох складових (АМБС), модулятор для здійснення АМБС, частотна ефективність, енергетична ефективність, інформаційна ефективність.

Беручи до уваги особливості роботи телекомунікаційних систем, що знаходяться зараз у широкому вжитку, можна впевнено стверджувати, що домінуючими у сучасному світі є цифрові види модуляції — як у стандарті 5G, так і Wi-Fi 6, — що використовують квадратурну амплітудну модуляцію (КАМ) високих порядків (1024+) і ортогональне частотне мультиплексування [1–4]. Утім, підвищення порядку цифрової модуляції робить задачу забезпечення задовільних значень відношення сигнал/шум все складнішою у зв'язку зі збільшенням впливу амплітудних та фазових шумів [5]. Для боротьби з такими явищами були запропоновані різні методи — використання концентричних сузір'їв КАМ високих порядків для каналів з фазовими шумами [6], унікальні комплементарні послідовності КАМ [7], використання матриць Батлера для формування КАМ [8] і запровадження диференціальних КАМ та АФМн [9]. Тому для вирішення проблем, які виникають внаслідок цього, запропоновано використовувати амплітудну модуляцію багатьох складових (АМБС) [10] — новий різновид амплітудно-фазової модуляції, що характеризується наявністю кількох гармонічних складових, які у свою чергу додають нові осі координат до сигнальних сузір'їв сигналів на приймальній стороні (наприклад, 37-АМБС з трьома складовими буде зображатися у тривимірному просторі) [11]. Можливість зсунути точку сузір'я по новій координаті полегшує задачу збільшення евклідових відстаней між точками і боротьби з адитивними та фазовими шумами.

Метою цієї роботи є розробка модулятора для здійснення амплітудної модуляції багатьох складових, який додатково дасть змогу формувати сигнали

з широкоживаними різновидами амплітудної, фазової та амплітудно-фазової маніпуляції.

### Особливості амплітудної модуляції багатьох складових

АМБС передбачає формування сигналу у вигляді суми його  $N$  гармонічних складових, що відрізняються фазами  $\varphi_n$ , утворюючи в результаті сигнал такого вигляду:

$$U_{\text{АМБС}}(t) = \sum_{n=1}^N U_0 a_n U_{Mn}(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0 + \varphi_n), \quad (1)$$

де  $U_0$ ,  $\omega_0$ ,  $\varphi_0$  — амплітуда, кутова частота й початкова фаза носійного коливання;

$U_{Mn}$  — модульовальні сигнали на входах перемножувачів у  $n$ -х підканалах модулятора [12, с. 96–100];

$a_n$  — коефіцієнти пропорційності для  $n$ -х каналів модулятора, що є параметрами модулятора.

Запропонована модуляція у більшості випадків (крім тих, коли  $N = 2$  та  $\varphi_1 - \varphi_2 = \pi/2$ ) належить до класу неортогональних амплітудно-фазових модуляцій, і багато її різновидів підлягають оптимізації, в результаті якої будується оптимальне з точки зору завадостійкості й ефективності сигнальне сузір'я. Таке сузір'я, як правило, містить лише частину сигнальних точок, отриманих при використанні всіх можливих комбінацій модульовальних сигналів [13]. Результат застосування раніше запропонованої методики оптимізації — можливість утворювати сигнальні решітки неортогональних різновидів модуляції сигналу з однаковими відстанями між сусідніми точками або усувати деякі точки сузір'я для покращення енергетичних характеристик модуляції.



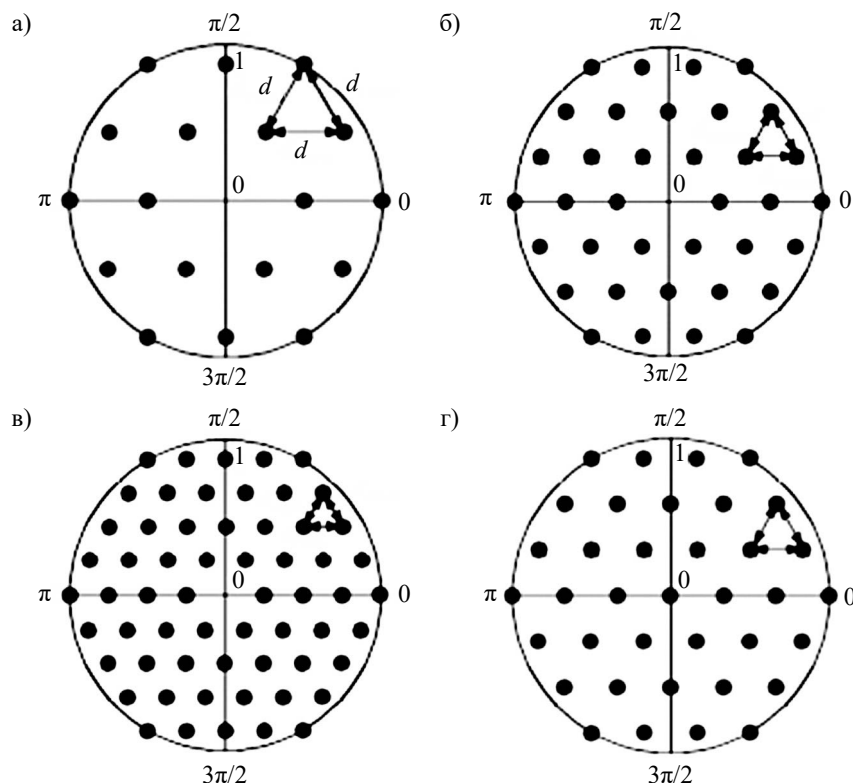


Рис. 1. Сигнальні сузір'я АМБС-сигналів з трьома складовими різних порядків:  
а — 16; б — 36; в — 60; г — 37

Відстань ( $u$  В) між сусідніми точками сигнального сузір'я АМБС (з трьома складовими) визначається виразом

$$d = U / (M_U - 1), \quad (2)$$

де  $U$  — максимально можлива амплітуда модульованого сигналу;

$M_U$  — кількість рівномірно віддалених рівнів.

Водночас ефективна кількість символів становить  $M_{\text{еф}} = 3M_U / (M_U - 1)$ . (3)

Відповідно, протягом передавання одного інформаційного символу може бути передано  $\log_2 M_{\text{еф}}$  бітів інформації.

На рис. 1 зображено кілька сузір'їв АМБС різного порядку, кожне з яких ілюструє головні принципи АМБС — однакову відстань  $d$  між сусідніми точками (див. рівнобедрені трикутники) та фіксовану кількість рівнів амплітуди для кожного виду. У 36-АМБС, для прикладу,  $U = 1$  В,  $M_U = 4$ , з чого випливає, що  $d = 0,33$  В. Слід зауважити, що сигнальну точку сузір'я 37-АМБС-сигналу з нульовими координатами можна використати лише в системах зв'язку з активною паузою.

В таблиці наведено результати розрахунку енергетичної  $\beta_{\text{мод}}$ , частотної  $\gamma_{\text{мод}}$  та інформаційної  $\eta_{\text{мод}}$  ефективності, які обчислювалися з використанням таких співвідношень:

$$\beta_{\text{мод}} = N_0 / E_6; \quad (4)$$

$$\gamma_{\text{мод}} = v_6 / \Delta F_c; \quad (5)$$

$$\eta_{\text{мод}} = \gamma_{\text{мод}} / \log_2[(\gamma_{\text{мод}} / \beta_{\text{мод}}) + 1], \quad (6)$$

де  $N_0$  — спектральна густина потужності білого шуму;

$E_6$  — енергія сигналу протягом часу передавання одного біта інформації;

$v_6$  — швидкість передавання інформації;

$\Delta F_c$  — ширина спектра сигналу.

*Енергетична, частотна та інформаційна ефективність систем зв'язку при використанні різних методів модуляції сигналу*

Вид модуляції	$\beta_{\text{мод}}$ , дБ	$\gamma_{\text{мод}}$ , дБ	$\eta_{\text{мод}}$
БАМн (антиподні сигнали)	-9,6	0	0,30
БФМн	-9,6	0	0,30
КФМн	-9,9	3,0	0,46
8-ФМн	-13,47	4,78	0,493
8-КАМ	-12,90	4,78	0,509
8-АМБС із трьома складовими*	-11,86	4,78	0,540
16-АМБС із шістьма складовими	-14,83	6,02	0,577
16-КАМ	-14,04	6,02	0,599
16-АМБС із трьома складовими*	-13,59	6,02	0,613
32-КАМ	-16,12	6,99	0,651
32-АМБС із трьома складовими*	-15,71	6,99	0,662
36-АМБС із трьома складовими	-16,26	7,14	0,665
37-АМБС із трьома складовими	-16,12	7,17	0,673

\*Зі зсувом рівнів амплітуди модульовальних сигналів

Наведені результати демонструють переваги АМБС над іншими поширеними видами модуляції за однакових потужності сигналу та ймовірності символної помилки ( $P_{\text{сим}} = 10^{-5}$ ) [11].

#### Принципова схема модулятора для здійснення АМБС

Розглянемо спочатку загальну структурну схему модулятора, на основі якої будемо створювати найвідповіднішу до поставленої задачі конструктивну реалізацію.

Кількість фазоповертачів та перемножувачів такого модулятора (**рис. 2**) дорівнює кількості  $N$  гармонічних складових. На перемножувачі подаються модульовальні сигнали, утворені із входніх двійкових даних (кожній точці сигнального сузір'я АМБС відповідає певна обрана для неї двійкова послідовність, аналогічно КАМ), та сигнали з генератора носійного коливання з фазовими зсувами, здійсненими відповідними фазоповертачами. Сигнали з виходів перемножувачів надходять до входів суматора, на виході якого формується сигнал АМБС.

Модулятор для здійснення АМБС містить  $N$  підканалів на відміну від квадратурного модулятора, що містить два підканали (синфазний і квадратурний). Модульовальні сигнали формуються у вигляді послідовності прямокутних імпульсів для кожного підканалу модулятора з тактовою частотою, що дорівнює швидкості передавання символів, та амплітудами, що відповідають входнім бітовим словам та символам, які необхідно передати.

Такий модулятор характеризується меншою кількістю рівнів амплітуди сигналів у порівнянні з квадратурним модулятором такого ж порядку, що у свою

чергу зменшує вплив внутрішніх завад на вихідний модульований сигнал та послаблює вимоги до розрядності цифро-аналогових перетворювачів, що застосовуються для формування модульовальних сигналів.

#### Конструктивна реалізація модулятора для здійснення АМБС

Аналіз принципової схеми модулятора для здійснення АМБС дозволяє зробити висновок про те, що ланки такого пристрою можна реалізувати в модульному вигляді та поєднувати їх задля збільшення порядків досліджуваних видів модуляції. Тому головні принципи, яким має відповідати сконструйований модулятор для здійснення АМБС, є такими:

- можливість переналаштування (з пріоритетом програмних способів над апаратними);
- модульність конструкції та можливість розширення.

Цим вимогам відповідає модулятор, функційну схему якого зображено на **рис. 3**.

Формувачами модульовальних сигналів тут виступають PSoC — програмовані системи на чипі. Такий вибір можна обґрунтувати наявністю в них вбудованих інтерфейсів передавання даних, таких як I2C, UART і SPI, та головною особливістю PSoC — наявністю матриці цифрових та аналогових блоків, серед яких є цифро-аналогові перетворювачі (ЦАП). У нашому випадку через один з інтерфейсів надходять дані з персонального комп'ютера у двійковому вигляді, перетворюючись в модульовальні сигнали на виході ЦАП (**рис. 4**). Формувач модульовальних сигналів містить таблиці відповідності амплітуд модульовальних сигналів для кожного підканалу модулятора входнім бітовим словам та символам, які не-

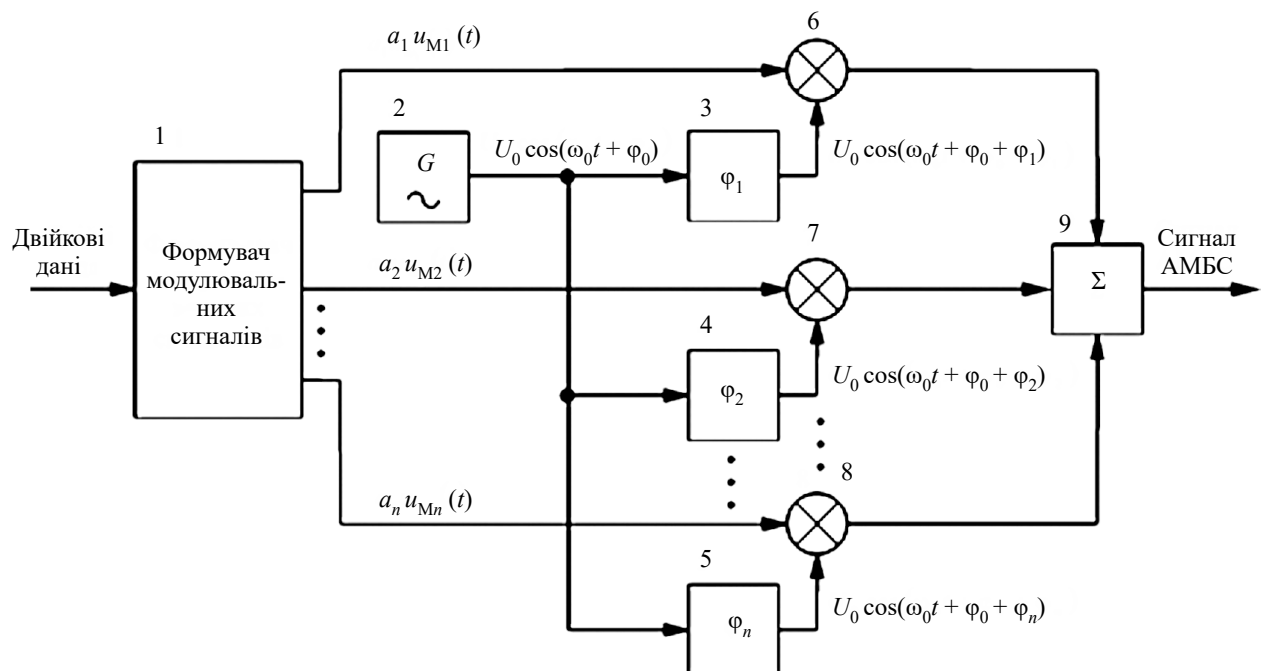


Рис. 2. Загальна структурна схема модулятора для здійснення АМБС

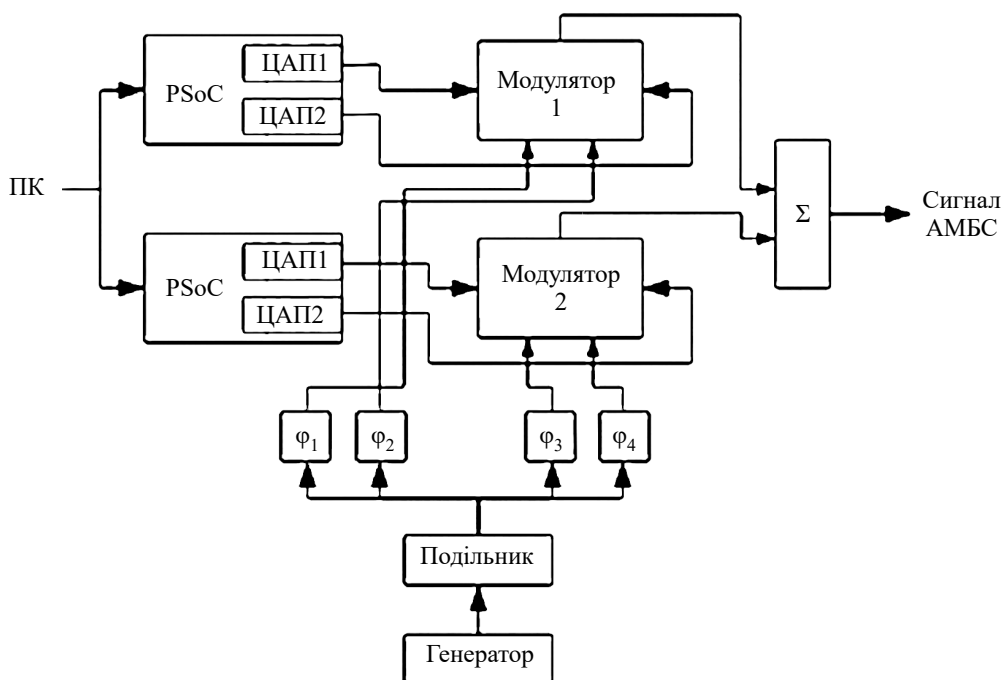


Рис. 3. Функційна схема модулятора для здійснення АМБС

обхідно передати, для усіх досліджуваних різновидів модуляції. Значення цих амплітуд для кожного каналу на кожному інформаційному такті, що дорівнює часу передавання окремого символу, передають на ЦАП свого каналу.

В процесі практичної реалізації модулятора для здійснення АМБС для формування модульованих сигналів було обрано генератори із серії CVCO55CW, призначені для застосування в системах із широкосмуговими сигналами, з можливістю зміни робочої частоти до однієї октави. Конкретно обраний CVCO55CW-0500-1000 генерує сигнали з частотами від 500 до 1000 МГц (рис. 5). Потім сигнал із генератора передається на подільник, і далі — на фазоповертачі. Фазоповертачі у пристрої виконані на базі квадратурних модуляторів. На їхні модульовальні входи протягом тривалості кожного інформаційного символу подають прямокутний імпульс певної амплітуди, величину якої задають за допомогою змінного ре-

зистора. Змінними резисторами виступають цифрові потенціометри, керовані з двох PSoC 4 через інтерфейс I2C, що дає змогу переналаштовувати пристрій під різні види АМБС та КАМ, а також АМн, ФМн, АМФн тощо.

Із виходів фазоповертачів сигнали подаються на входи перемножувачів, які є частиною однокристальних векторних модуляторів. Сигнали поступають із фазовими зсувами, необхідними для формування певного різновиду АМБС. Надалі сигнали надходять на суматор, який є завершальним елементом модулятора, оскільки вже на його виході отримують сигнал АМБС, придатний до подальшого передавання в системі зв'язку. Далі такий сигнал передають на вихідні кола передавального пристрою — підсилювач з антеною (рис. 6).

Отриманий модулятор відповідає раніше сформульованим принципам — його можна налаштовувати виключно програмним способом, а конструк-

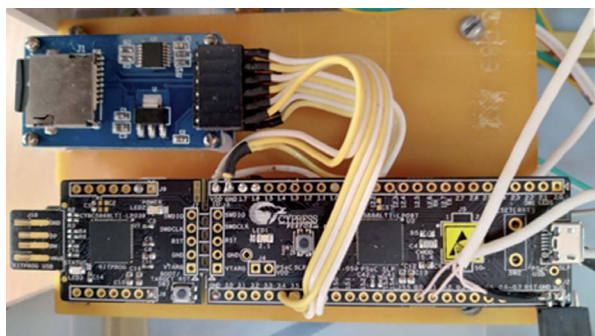


Рис. 4. Формувач модульовальних сигналів PSoC 5 LP

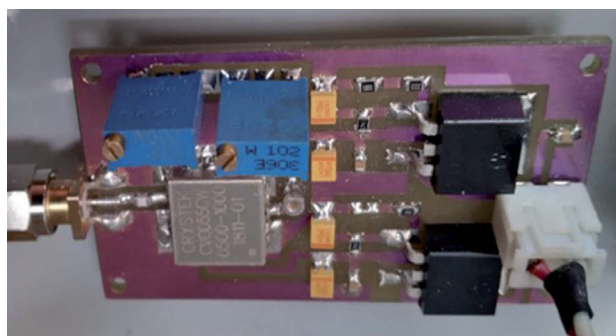


Рис. 5. Генератор носійного коливання

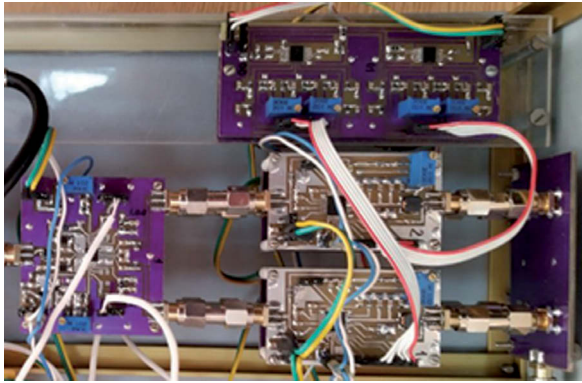


Рис. 6. Модулятор у зборі

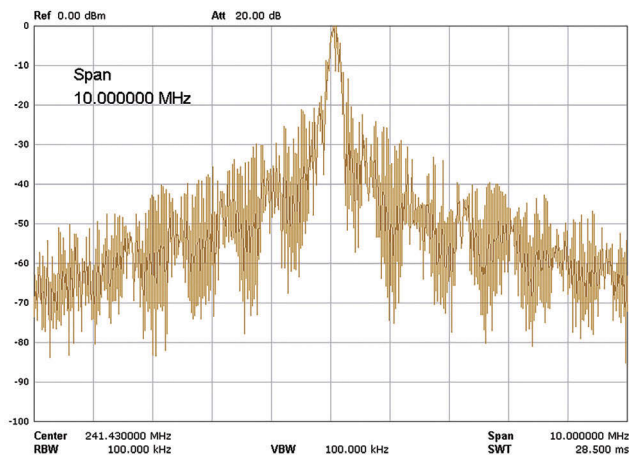


Рис. 7. Спектр одного із різновидів сигналів АМБС на виході макета передавального пристрою

ція є модульною, тобто можна паралельно до існуючих фазоповертачів та перемножувачів підключити нові й отримати модулятор АМБС вищого порядку.

Про дієздатність запропонованого пристрою свідчить спектр одного із різновидів сигналу АМБС, знятого на виході макету передавального пристрою (рис. 7), яка показує високе співвідношення сигнал/шум.

### Висновки

Таким чином, пропонується конструктивна реалізація модулятора для здійснення амплітудної модуляції багатьох складових повністю відповідає всім необхідним вимогам. Основою побудови модулятора є однокристальні елементи, що дозволяє реалізувати його в компактних форматах і використовувати в сучасних системах цифрового зв'язку, зокрема мобільного. Продемонстрована ефективність системи при передаванні сигналів АМБС менших порядків вказує на перспективність подальших досліджень

використання такого типу модуляції та застосування розширених варіантів запропонованого пристрою в сучасних системах радіозв'язку, проводових системах передавання та радіорелейних системах передавання прямої видимості.

### ВИКОРИСТАНІ ДЖЕРЕЛА

1. Kamurthi R. T., Chopra Sh. R., Gupta A. Higher order QAM schemes in 5G UPMC system. *2020 International Conference on Emerging Smart Computing and Informatics (ESCI)*. Pune, India, 2020. <https://doi.org/10.1109/ESCI48226.2020.9167619>
2. Ortega-Ortega A. L., Bravo-Torres J. F. Combining LDPC codes, M-QAM modulations, and IFDMA multiple-access to achieve 5G requirements. *2017 International Conference on Electronics, Communications and Computers (CONIELECOMP)*. Choluta, Mexico, 2017. <https://doi.org/10.1109/CONIELECOMP.2017.7891828>
3. Neelam S. G., Sahu P. R. Error performance of QAM GFDM waveform with CFO under AWGN and TWDP fading channel. *2019 National Conference on Communications (NCC)*. Bangalore, India, 2019. <https://doi.org/10.1109/NCC.2019.8732207>
4. Солодовник В. І. Алгоритм адаптивної модуляції та просторового мультиплексування у багатоантенних системах безпроводового зв'язку. *Збірник наукових праць ВІПІ*, 2018, № 3, с. 103–111.
5. Sharma S. *Digital Communications*. India, S.K. Kataria & Sons, 2013.
6. Zheng B., Deng L., Sawahashi M., Kamiya N. High-order circular QAM constellation with LDPC coding rate for phase noise channels. *20th International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC2017)*. Bali, Indonesia, 2017. <https://doi.org/10.1109/WPMC.2017.8301807>
7. Spasojevic P., Budisin S.-Z. Uniquely generated paraunitary-based complementary QAM sequences. *51st Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*. Pacific Grove, CA, USA, 2017. <https://doi.org/10.1109/ACSSC.2017.8335659>
8. Staszek K., Gruszczynski S., Wincza K. Direct N-QAM multiport modulators utilizing butler matrices. *21st International Conference on Microwave, Radar and Wireless Communications (MIKON)*, Poland, Krakow, 2016. <https://doi.org/10.1109/MIKON.2016.7492123>
9. Wei R.-Y., Wang X.-J. Differential 16-QAM and 16-APSK for uplink massive MIMO systems. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2018, vol. 7, iss. 2, pp. 170–173. <https://doi.org/10.1109/LWC.2017.2763143>
10. Горбатий І. В. Амплітудна модуляція багатьох складових. *Збірник наукових праць Інституту проблем моделювання в енергетиці ім. Г. Є. Пухова НАН України*, 2009, вип. 50, с. 186–190.
11. Gorbatyy I. V. Investigation of the technical efficiency of state-of-the-art telecommunication systems and networks with limited bandwidth and signal power. *Automatic Control and Computer Sciences*, 2014, № 1, pp. 63–75. <https://doi.org/10.3103/s0146411614010039>
12. Горбатий І. В., Бондарев А. П. *Телекомунікаційні системи та мережі. Принципи функціонування, технології та протоколи*. Україна, Вид-во НУ «Львівська політехніка», 2016.
13. Горбатий І. В., Чорний М. Б. Високоєфективна телекомунікаційна система на основі амплітудної модуляції багатьох складових. *Вісник Національного університету «Львівська політехніка». Радіотехніка та телекомунікації*. 2018, с. 23 — 28.

Дата надходження рукопису  
до редакції 06.05 2021 р.



DOI: 10.15222/TKEA2021.3-4.30  
UDC 621:[376.9+396.6]

I. V. HORBATYI, U. S. CARP, I. R. TSYMBALIUK

Ukraine, Lviv Polytechnic National University  
E-mail: giv@polynet.lviv.ua,  
uskarp@gmail.com, zymbaliuk@gmail.com

## MODULATOR FOR IMPLEMENTATION OF AMPLITUDE MODULATION OF MANY COMPONENTS

*The authors consider various anti-noise techniques in systems using digital signals, in particular QAM (quadrature amplitude modulation) signals. To increase the noise immunity of a system, it is proposed to use amplitude modulation of many components (AMMC). The advantages of this approach are demonstrated. The principles of AMMC signal formation are explained. The frequency efficiency, energy efficiency, and information efficiency of such signals are theoretically calculated. Different types of digital modulation are compared, the data being presented as a table, and a conclusion is made about a possible practical implementation of the modulator for AMMC signal formation.*

*Structural and functional diagrams of the modulator for AMMC implementation are proposed. The study formulates basic operating principles of such a device, which are used to propose a design option of the modulator. The paper describes particular aspects of creating the main units of the modulator. The authors investigate the characteristics of such a device, particularly the spectrum of the output signal.*

*The obtained research results allow drawing a conclusion that the device complies with the formulated implementation principles of the declared modulation type. A general conclusion is made that the manufactured modulator is suitable for the AMMC. The device is proposed to be used in modern digital communication systems, such as mobile communication systems.*

**Keywords:** amplitude modulation of many components (AMMC), AMMC modulator, frequency efficiency, energy efficiency, information efficiency.

### REFERENCES

1. Kamurthi R. T., Chopra Sh. R., Gupta A. Higher order QAM schemes in 5G UFMC system. *2020 International Conference on Emerging Smart Computing and Informatics (ESCI)*. Pune, India, 2020. <https://doi.org/10.1109/ESCI48226.2020.9167619>
2. Ortega-Ortega A. L., Bravo-Torres J. F. Combining LDPC codes, M-QAM modulations, and IFDMA multiple-access to achieve 5G requirements. *2017 International Conference on Electronics, Communications and Computers (CONIELECOMP)*. Cholula, Mexico, 2017. <https://doi.org/10.1109/CONIELECOMP.2017.7891828>
3. Neelam S. G., Sahu P. R. Error performance of QAM GFDM waveform with CFO under AWGN and TWDP fading channel. *2019 National Conference on Communications (NCC)*. Bangalore, India, 2019. <https://doi.org/10.1109/NCC.2019.8732207>
4. Solodovnick V. The algorithm of adaptive modulation and spatial multiplexing in multi-antenna wireless communication systems. *Collection of scientific papers of the Military Institute of Telecommunications and Informatization*, 2018, no. 3, pp. 103–111. (Ukr)
5. Sharma S. *Digital Communications*. India, S.K. Kataria & Sons, 2013.
6. Zheng B., Deng L., Sawahashi M., Kamiya N. High-order circular QAM constellation with LDPC coding rate for phase noise channels. *20th International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC2017)*. Bali, Indonesia, 2017. <https://doi.org/10.1109/WPMC.2017.8301807>
7. Spasojevic P., Budisin S-Z. Uniquely generated paraunitary-based complementary QAM sequences. *51st Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*. Pacific Grove, CA, USA, 2017. <https://doi.org/10.1109/ACSSC.2017.8335659>
8. Staszek K., Gruszczynski S., Wincza K. Direct N-QAM multiport modulators utilizing bulter matrices. *21st International Conference on Microwave, Radar and Wireless Communications (MIKON)*, Poland, Krakow, 2016. <https://doi.org/10.1109/MIKON.2016.7492123>
9. Wei R-Y., Wang X-J. Differential 16-QAM and 16-APSK for uplink massive MIMO systems. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2018, vol. 7, iss. 2, pp. 170–173. <https://doi.org/10.1109/LWC.2017.2763143>
10. Gorbatiy I. V. Amplitude modulation of many components. *Collection of scientific papers of the G.E. Pukhov Institute for Modeling in Energy Engineering*, 2009, iss. 50, pp. 186–190. (Ukr)
11. Gorbatiy I. V. Investigation of the technical efficiency of state-of-the-art telecommunication systems and networks with limited bandwidth and signal power. *Automatic Control and Computer Sciences*, 2014, № 1, pp. 63–75. <https://doi.org/10.3103/s0146411614010039>
12. Gorbatiy I. V., Bondarev A. P. *Telecommunication systems and networks. Principles of operation, technologies and protocols*. Ukraine, Lviv, Publisher House of Lviv Polytechnic National University, 2016. (Ukr)
13. Gorbatiy I. V., Chornii M. B. High efficiency telecommunication system based on amplitude modulation of many components. *Visnyk (Official Gazette) of Lviv Polytechnic National University. Radioelectronics and Telecommunications*, 2018, pp. 23–28. (Ukr)

### Опис статті для цитування:

Горбатий І. В., Карп Ю. С., Цимбалюк І. Р. Модулятор для здійснення амплітудної модуляції багатьох складових. Технологія та конструювання в електронній апаратурі, 2021, № 3–4, с. 30–35. <http://dx.doi.org/10.15222/TKEA2021.3-4.30>

### Cite the article as:

Horbatiy I. V., Carp U. S., Tsymbaliuk I. R. Modulator for implementation of amplitude modulation of many components. *Tekhnologiya i Konstruirovaniye v Elektronnoy Apparature*, 2021, no. 3–4, pp. 30–35. <http://dx.doi.org/10.15222/TKEA2021.3-4.30>

О. С. ПАВЛЮЧЕНКО, д. ф.-м. н. О. Л. КУКЛА

Україна, м. Київ, Інститут фізики напівпровідників ім. В. Є. Лашкарьова НАН України

E-mail: pavluchenko@isp.kiev.ua

## КВАЗИСИНХРОННА ТЕРМОКОМПЕНСАЦІЯ В ІОНОМЕТРІЇ ІЗ ЗАСТОСУВАННЯМ ІСПТ

## Частина 1. Теорія та моделювання

*Наведено першу частину роботи, що складається з двох частин, в якій пропонується варіант реалізації активної термокомпенсації температурної складової похибки результатів вимірювання рХ без ускладнення конструкції первинного вимірювального перетворювача. Описано структуру вимірювального перетворювача, який реалізує пропоновану концепцію, та представлено результати чисельного моделювання відповідної електричної схеми. Розглянуто можливість застосування як датчиків температури іонселективних польових транзисторів, які є первинними вимірювальними перетворювачами у складі іонометричного пристрою.*

**Ключові слова:** іонселективний польовий транзистор, іонометрія, компенсація температурної залежності, термодатчик, вимірювальний перетворювач.

Твердотільні датчики активності іонів (рХ) на основі структур «діелектрик — напівпровідник» як альтернатива скляним електродам з рідким електролітом відомі й застосовуються на практиці з середини 1970-х років [1]. Такі датчики мають ряд властивостей, що роблять їх привабливими у випадках, де застосування типових скляних електродів ускладнене, наприклад в медицині для визначення активності іонів *in vivo* [1], в промисловості для аналізу агресивних середовищ [2], в системах екологічного моніторингу [3]. Одним з перспективних напрямків використання твердотільних датчиків рХ є біосенсори [4, 5]. Однак разом з перевагами — швидкодією, мініатюрністю, хімічною інертністю, відносною механічною міцністю, можливістю масового виготовлення на наявних потужностях напівпровідникової промисловості — твердотільним датчикам рХ притаманні також певні характерні недоліки, зокрема власні шуми [6], дрейф та нестабільність характеристик [7—9], і паразитна чутливість до таких параметрів середовища, як хімічний склад, температура та освітленість [10]. Тому розробка схемотехнічних, технологічних та конструктивних методів покращення метрологічних та експлуатаційних характеристик як самих датчиків, так і вимірювальних перетворювачів (ВП) й вимірювальних пристроїв, побудованих з їх застосуванням, є актуальним напрямком дослідницької та інженерної діяльності.

## Аналіз проблеми

Проблема термокомпенсації, тобто зменшення впливу коливань температури аналізованого розчину на вихідний сигнал іонометричного датчика, є невіддільною складовою процесу проєктування іонометричних приладів, оскільки температура зале-

ність електричного потенціалу іонометричного електрода впливає безпосередньо з законів електрохімії.

Первинний ВП іонометричного аналізатора перетворює величину активності певного роду іонів в аналізованому розчині в електричний потенціал, що вимірюється відносно зануреного у той же розчин електрода порівняння (ЕП), потенціал якого вважається постійним. Ідеалізована функція перетворення іонометричного електрода визначається відомим рівнянням [11, пп. 3.6, 3.7]

$$E = E_0 - \alpha \frac{kT}{ze} \cdot pX \cdot \ln 10, \quad (1)$$

де  $E$ ,  $E_0$  — відповідно, потенціал електрода та стандартний потенціал реакції іонного обміну у вольтах;

$\alpha$  — безрозмірний коефіцієнт,  $\alpha \leq 1$ ;

$k$  — постійна Больцмана;

$T$  — абсолютна температура розчину (і, відповідно, поверхні електрода) в кельвінах;

$ze$  — заряд іонів, активність яких визначається в кулонах;

$pX$  — вимірювана активність іонів у розчині.

Слід зазначити, що величина  $E_0$  є постійною для певного матеріалу чутливого елемента датчика або іоноселективної мембрани та для певного складу розчину, а коефіцієнт  $\alpha$  враховує неідеальність буферних властивостей внутрішнього електроліту або чутливого елемента (ЧЕ) і також є постійною величиною для заданого типу (конструкції) електрода.

Рівняння (1) рівною мірою застосовне як до традиційних скляних заповнених рідиною електродів, так і до твердотільних потенціометричних, оскільки в основі принципу вимірювального перетворення в обох випадках лежать аналогічні по суті рівно-

важні реакції іонного обміну. В скляних електродах роль буфера іонів виконує розчин, який заповнює ємність електрода, а у твердотільному іонометричному датчику своєрідним буфером іонів виступає поверхня діелектрика [12]. Діелектрики з амфотерними властивостями (наприклад, оксид кремнію, нітрид кремнію, оксид алюмінію, оксид танталу та ін.) можуть бути безпосередньо застосовані як протонселективне, тобто для вимірювання рН розчинів, чутливе покриття [1, 13, 14]. Селективність твердотільних електродів до іонів інших типів досягається застосуванням мембран-іонофорів. Це в принципі дозволяє формувати іонометричні електроди з різною селективністю на основі однієї базової конструкції первинного ВП, хоча на практиці отримання надійних та довговічних мембран є непростотою технічною задачею.

З рівняння (1) видно, що флуктуація температури розчину призводить до появи мультиплікативної похибки вимірювання, викликаной варіацією іонної чутливості електрода. Якщо електродами є твердотільні напівпровідникові перетворювачі — іонселективні польові транзистори (ІСПТ), тоді виникають додаткові джерела похибки, основними з яких є температурні залежності порогової напруги та рухомості носіїв заряду в каналі ІСПТ [15]. Перша з них є адитивною, і за умови достатньої ідентичності характеристик ІСПТ робочого та референтного каналів її можна скомпенсувати застосуванням двоканальної диференційної вимірювальної схеми. Друга складова додає свій внесок, зумовлений зміною транспровідності ІСПТ зі зміною температури, до мультиплікативної похибки. Цей внесок можна легко зменшити до мізерної величини, включивши до кола витоку ІСПТ баластний резистор з порівняно низьким температурним коефіцієнтом опору. Присутність резистора створює від'ємний зворотний зв'язок за струмом витоку, і за умови  $s \gg 1/R$  (тут  $s$  — транспровідність ІСПТ,  $R$  — баластний опір) крутість передавальної характеристики первинного ВП буде визначатися переважно величиною  $R$ . Таким чином не тільки компенсується температурна нестабільність провідності каналу ІСПТ, але й суттєво покращується лінійність датчика. Ці переваги, однак, супроводжуються зменшенням чутливості, але на практиці тут можна досягти прийняттого компромісу підбором оптимального значення  $R$ . Як свідчить досвід попередніх розробок і експлуатації ІСПТ-датчиків, зменшення транспровідності до рівня одиниць мілісіменс не тягне за собою ускладнення електровимірювальної частини іономіра, тобто перетворення вихідного сигналу такого датчика не потребує високопрецизійних компонентів або складних схемотехнічних рішень.

Залишкова похибка вимірювання, пов'язана з коливаннями температури аналізованого розчину, зумовлюється, головним чином, залежністю електрод-

ного потенціалу (1) від температури. Компенсація цієї складової похибки потребує додаткових заходів.

Вихідним інформативним параметром ІСПТ-датчика є зміна сили струму в каналі ІСПТ, викликана зміною затворного потенціалу, який своєю чергою залежить від активності іонів рХ в аналізованому розчині. В диференційній вимірювальній схемі використовуються два вимірювальних канали, що працюють синхронно, один з яких є робочим, й іончутлива поверхня датчика цього каналу контактує з аналізованим розчином, а другий — референтним, він є ідентичним робочому каналу в усіх аспектах, за винятком того, що іон-чутливу поверхню датчика референтного каналу ізольовано від детектованих іонів.

Вихідний сигнал  $I_{dif}$  визначається різницею електродних потенціалів робочого ( $E_w$ ) і референтного ( $E_{ref}$ ) датчиків:  $I_{dif} \approx (1/R) \cdot E_{dif} = (E_w - E_{ref})/R$ . Оскільки датчик референтного каналу не реагує на зміну рХ, з рівняння (1) випливає вираз для залежності  $E_{dif}$  від вимірюваної величини рХ<sub>dif</sub>:

$$E_{dif} = -\alpha \frac{kT}{ze} \cdot \text{pX}_{dif} \cdot \ln 10, \quad (2)$$

який при зміні температури розчину на величину  $\Delta T$  перетворюється на

$$E'_{dif} = -\alpha \frac{k(T + \Delta T)}{ze} \cdot \text{pX}_{dif} \cdot \ln 10 = E_{dif} \cdot \left(1 + \frac{\Delta T}{T}\right). \quad (3)$$

Як видно, величини  $E'_{dif}$  й  $E_{dif}$  не дорівнюють одна одній, і відрізняються на множник  $(1 + \Delta T/T)$ . Для компенсації цього відхилення необхідно відстежувати зміну температури розчину, тобто потрібен додатковий термометричний тракт у складі аналізатора.

Всі іонометричні прилади, що випускаються серійно, обладнуються термометричним вимірювальним каналом і засобами термокомпенсації. Як правило, термометричний канал влаштовано за допомогою окремого термодатчика (інколи конструктивно поєднаного з іонометричним електродом) і відповідного окремого тракту вимірювального перетворення. Таке рішення, однак, пов'язане з низькою технічних труднощів, які доводиться долати при проектуванні аналізатора, зокрема — для ефективної термокомпенсації вихідні сигнали термометричного та іонометричного датчиків мають бути синхронізованими у часі (тобто потрібне узгодження динамічних характеристик датчиків), і крім того, необхідно забезпечити взаємну просторову близькість чутливих елементів термометричного та іонометричного датчиків в аналізованій пробі або іншим чином врахувати можливу неоднорідність температури розчину [16].

Нами пропонується варіант реалізації активної термокомпенсації температурної складової похибки вимірювання рХ без ускладнення конструкції первинного вимірювального перетворювача — ІСПТ-датчика активності іонів, зокрема без необхідності включення до нього додаткового термочутливого

елемента, і з мінімальним ускладненням структури вторинного ВП. Загальну концепцію запропонованого способу було представлено раніше у [17], наразі ж розглянемо деталі реалізації відповідного вимірювального пристрою та наведемо деякі кількісні оцінки отриманого покращення метрологічних характеристик. В цій, першій частині статті, описано структуру вимірювального перетворювача, який реалізує пропоновану концепцію, та представлено результати чисельного моделювання відповідної електричної схеми. У другій, завершальній частині, будуть обговорюватися питання практичної реалізації електровимірювальної частини ВП з врахуванням експериментально отриманих оцінок температурних залежностей характеристик реального ІСПТ-датчика.

### Активна термокомпенсація в іонометричному аналізаторі на основі ІСПТ

В літературі описано велику кількість різноманітних способів вирішення окресленої вище проблеми. При цьому, оскільки для виготовлення ІСПТ-датчиків застосовуються типові технологічні процеси мікроелектронної промисловості, зазвичай пропонується інтеграція термодатчика й інших елементів термометричного тракту на єдиному, спільному з ІСПТ, напівпровідниковому кристалі, нерідко — з виконанням на ньому ж інших компонентів схеми вторинного ВП (**ВВП**). Інтегрованим датчиком температури може бути окремо сформований на кристалі діод [18], спеціальний блок екстракції порогової напруги МОН-транзистора [19], класична схема Хілбібера [20] тощо. Після екстракції вихідного сигналу датчика температури корекція іонометричного сигналу може здійснюватися або в аналоговій частині ВВП, або чисельно після перетворення сигналів у цифровий вигляд.

Відомі також схемотехнічні, апаратні та програмно-апаратні способи термокомпенсації без прямого вимірювання температури, наприклад використання відомих температурних залежностей характеристик компонентів ВВП [15, 21, 22] або динамічна корекція струму зміщення ІСПТ для вибору оптимальної робочої точки, де температурні похибки від різних джерел взаємно компенсуються [23]. Можливі й комбіновані варіанти. Наприклад, у патенті японських авторів [24] описується пристрій, в якому напівпровідниковий діод, включений в коло витоку ІСПТ, забезпечує автоматичну компенсацію температурної залежності порогової напруги ІСПТ (усуваючи таким чином потребу в другому, референтному, транзисторі з пригніченою іонною чутливістю) і водночас використовується як термодатчик для подальшої компенсації інших складових похибки вимірювання, зумовлених впливом температури.

Для всіх згаданих способів термокомпенсації спільною є необхідність формування на одній під-

кладці разом з ІСПТ додаткових схемотехнічних елементів — самих термодатчиків, джерел стабільного струму (в тому числі керованих) для їх зміщення, операційних підсилювачів для перетворення сигналів термометричного й основного іонометричного трактів. Такий підхід хоча й дозволяє отримувати інтегральні вимірювальні перетворювачі з високими метрологічними показниками, але веде до ускладнення проектування і підготовки виробництва, бо потребує збільшення обсягу конструкторської та технологічної документації і кількості технологічних операцій, тому є практично доцільним при масовому виготовленні. У випадку ж простих дискретних ІСПТ-датчиків, які не містять інтегрованих мікроелектронних компонентів крім власне іончутливих транзисторів і не потребують застосування фотолітографії високої роздільної здатності при їх виробництві, є можливість організації термометричного каналу в складі іонометричного пристрою без залучення додаткових термодатчиків і без суттєвих змін загальної структури, що складає основу влаштування системи вимірювальних перетворювачів. Це можна здійснити, використовуючи для вимірювання температури технологічні елементи структури датчика. Зокрема, таким елементом може бути  $p$ - $n$ -перехід між стоком і підкладкою ІСПТ, до якого в штатному режимі роботи прикладена напруга зворотного зміщення.

Як і у звичайних дискретних МОН-транзисторах, вивід підкладки дискретного ІСПТ з'єднується з виводом витоку (або безпосередньо на шарі металізації в процесі виготовлення транзистора, або при його включенні в електричну схему іоніміра) для усунення впливу потенціалу підкладки на провідність каналу. Така конфігурація дозволяє використовувати один і той же ІСПТ-датчик в складі іонометричного пристрою поперемінно як іонселективний електрод і як датчик температури.

Режим роботи датчика (іонометричний або термометричний) встановлюється за допомогою зміни величини й полярності напруги  $U_{ds}$  між стоком і витоком ІСПТ. Оскільки виводи підкладки й стоку ІСПТ є короткозамкненими,  $p$ - $n$ -перехід між стоком і підкладкою виявляється включеним паралельно каналу ІСПТ. Коли полярність напруги  $U_{ds}$  є такою, що вказаний  $p$ - $n$ -перехід зміщено у зворотному напрямку, ІСПТ працює як іонометричний датчик. Струм в його каналі визначається поверхневим потенціалом ЧЕ, який своєю чергою залежить від активності іонів в розчині, що контактує з поверхнею ЧЕ (і також залежить від температури розчину). Коли  $U_{ds}$  має протилежну полярність,  $p$ - $n$ -перехід між стоком і підкладкою зміщено в прямому напрямку. В такому випадку величина струму, що протікає через датчик, залежить від температури кристалу ІСПТ [25, п. 4.2] і, відповідно, температури розчину. При цьому вона



не залежить від потенціалу поверхні іонселективного ЧЕ, оскільки канал ІСПТ в цьому режимі роботи є запертим, тобто датчик виконує функцію термометра. Таким чином, один і той же вимірювальний тракт може використовуватись як для вимірювання активності іонів, так і для вимірювання температури з розділенням цих функцій у часі. При достатній швидкості перемикавання режимів, коли за період вимірювання реєстрована величина не встигає змінитися більш ніж на подвоєне значення заданого порогу роздільної здатності вимірювання, стає можливою безперервна квазісинхронна реєстрація коливань температури аналізованого розчину безпосередньо в процесі вимірювань основної визначуваної величини — активності іонів.

Відзначимо, що ідея використання технологічних  $p$ - $n$ -переходів в кристалі ІСПТ для вимірювання температури сама по собі не є новою — наприклад, у вже згадуваній роботі [20] описано термодатчик, побудований із застосуванням паразитних біполярних транзисторів, специфічних для КМОН-технології. Таке рішення, однак, потребує формування на кристалі датчика додаткових джерел струму і в цілому орієнтоване на застосування у вимірювальних перетворювачах високого ступеня інтеграції. Пропонований же в цій роботі спосіб термокомпенсації можна застосовувати практично для будь-яких ІСПТ-датчиків у дискретному виконанні, він не є прив'язаним до особливостей якогось конкретного технологічного процесу, що використовується для їх виготовлення, оскільки реалізується переважно завдяки схемотехніці вторинного вимірювального перетворювача, структурно відокремленого від ІСПТ-датчика.

### Структура іонометричного аналізатора

Структурну схему пристрою, що реалізує пропонований спосіб термокомпенсації, представлено на **рис. 1**. Пристрій функціонує наступним чином.

Вимірювана величина ( $I$ ) — зміна активності іонів у розчині — перетворюється чутливим елементом датчика робочого каналу Д1 (2) в поверхневий потенціал. Це призводить до зміни сили струму, який протікає в каналі датчика під дією електрорушійної сили (ЕРС), величина якої визначається вихідною напругою керованого джерела опорної напруги ДОН1 (3). Струмівий вихідний сигнал датчика перетворюється в напругу трансімпедансним підсилювачем П1 (4), після чого інтегрується інтегратором (фільтром нижніх частот) І1 (5) для придушення широкопasmового шуму. Далі він надходить на вхід аналого-цифрового перетворювача АЦП1 (6), який перетворює вхідну напругу в цифровий код, зчитуваний мікропроцесором МП (7).

Структура референтного вимірювального каналу є ідентичною структурі робочого каналу, і містить референтний датчик Д2 (8), трансімпедансний підсилювач П2 (9), інтегратор І2 (10) й аналого-цифровий перетворювач АЦП2 (11). Як було зазначено вище, відмінність референтного каналу від робочого полягає в тому, що чутливий елемент датчика Д2 є пасивованим, і його поверхневий потенціал не залежить від зміни активності іонів у розчині. Джерело опорної напруги ДОН2 (12) задає рівень умовного нуля для перетворювачів сигналу П1, П2, І1, І2, АЦП1 та АЦП2, що робить можливою реєстрацію струмових вихідних сигналів датчиків Д1 і Д2 за будь-якої їх полярності, тобто за будь-якого напрямку протікання струмів.

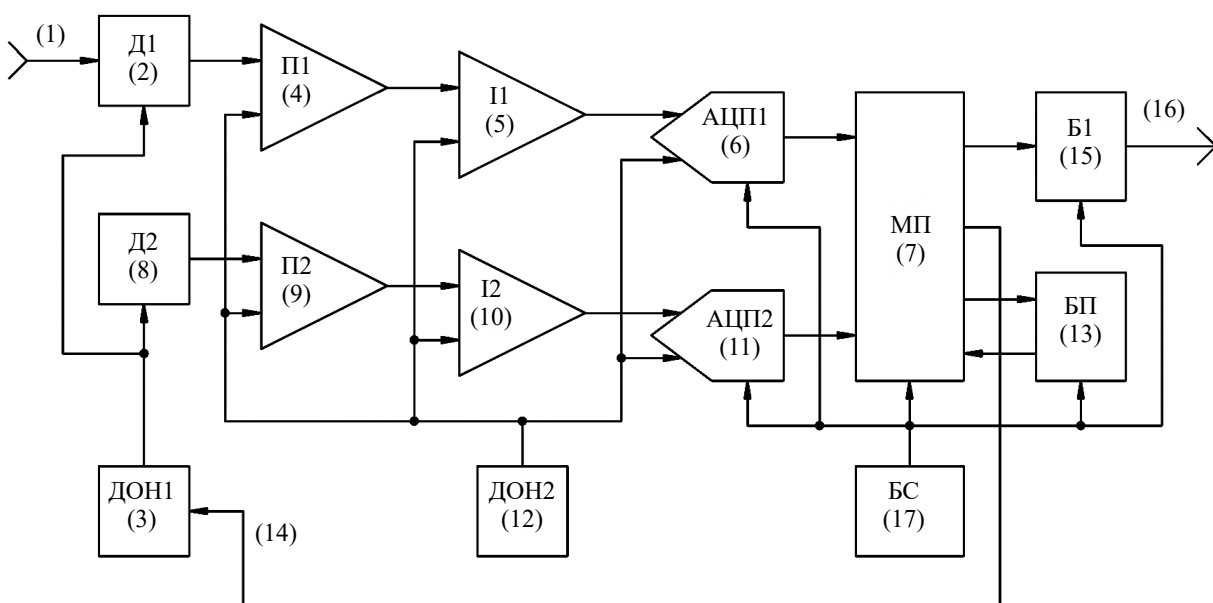


Рис. 1. Структурна схема іонометричного аналізатора з квазісинхронною термокомпенсацією

Мікропроцесор МП, керований програмою, код якої зчитується з блока пам'яті БП (13), періодично, із заданим програмою інтервалом, перемикає режим роботи датчиків Д1 і Д2 з іонометричного на термометричний і назад, формуючи сигнал керування (14) для ДОН1. Результати послідовних вимірювань активності іонів і температури зберігаються в комітках БП. Мікропроцесор корегує іонометричні дані, отримані з робочого та референтного датчиків, використовуючи одержані з цих же датчиків термометричні дані, згідно з виразом (3), обчислює різницю відкорегованих даних робочого й референтного каналів і через блок інтерфейсу БІ (15) передає оброблені дані вимірювань (16) на сполучений комп'ютер або інші пристрої (індикації, реєстрації, зберігання даних). Блок синхронізації БС (17) формує тактові імпульси для цифрових компонентів пристрою (АЦП1, АЦП2, МП, БП та БІ) та забезпечує синхронність вимірювальних перетворювань в робочому та референтному каналах.

Вплив власних шумів джерел ДОН1 і ДОН2 на результати вимірювань мінімізується завдяки тому, що напруги, які формуються цими джерелами, є спільними для робочого й референтного каналів, тобто внесений шум є синфазним і, відповідно, придушується в процесі обробки даних у мікропроцесорі.

### Модельна реалізація

Приклад реалізації аналогової частини одного каналу вимірювального тракту іономіра показано у вигляді принципової електричної схеми на **рис. 2**. Поведінка схеми моделювалась за допомогою програмного забезпечення Micro-Cap версії 10.2.0.0 (Spectrum Software [26]). ІСПТ-датчик моделюється елементами схеми X2, E1, R2, R6. Джерело ЕРС E1 формує потенціал затвора польового транзистора X2, який залежить від заданої величини активності

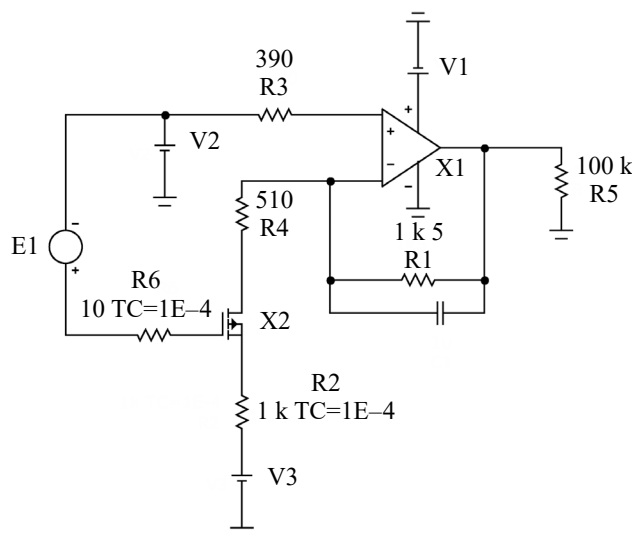


Рис. 2. Модельна реалізація аналогової частини електричної схеми іонометричного аналізатора

іонів і від температури згідно з виразом (1). ІСПТ X2 моделювався SPICE-моделлю  $p$ -канального польового транзистора BSS84 компанії Zetex (нині Diodes, Inc.). Резистори R6 та R2 моделюють внутрішні опори ІСПТ.

Параметри моделі датчика підбиралися таким чином, щоб його характеристики були якомога ближчими до характеристик реального ІСПТ, виготовленого за технологією, описаною в [17].

Джерела опорних напруг ДОН1 і ДОН2 моделюються елементами V3 і V2 відповідно. Функції перетворювача струму в напругу (П1 або П2 на рис. 1) та фільтра нижніх частот (П1 або І2 на рис. 1) реалізовано операційним підсилювачем (ОП) X1 і елементами C1, R1, R3, R4. Резистор R5 моделює вхідний опір наступного каскаду вимірювального перетворювача (АЦП1 або АЦП2). Джерело напруги V1 формує напругу живлення ОП X1. Для моделювання ОП використовувалася параметрична модель ОП LM324A (National Semiconductor, нині Texas Instruments).

Інформаційним виходом показаного на рис. 2 аналогового каскаду є різниця напруги на виході ОП  $U_{out}$  і напруги джерела V2  $V_{ref}$  (визначених відносно спільної точки схеми, позначеної на рис. 2 як «земля»). Напруга  $V_{ref}$  зміщує спільну точку перетворювача струму в напругу та аналого-цифрового перетворювача, що дозволяє здійснювати вимірювання сигналів різної полярності.

Для перевірки ефективності запропонованої структури вимірювального тракту й описаного вище способу компенсації впливу коливань температури моделювались усталені значення струму та напруги в схемі рис. 2 при зміні температури  $T$  в діапазоні від 15 до 35°C і активності іонів (моделюваної змінною ЕРС джерела E1) в діапазоні від 4 до 10. Напруга  $V_{ref}$  при цьому дорівнювала 1,62 В, напруга джерела V3 (керуюча напруга датчика,  $V_s$ ) складала 0,7 В при роботі датчика в термометричному режимі та 4,113 В в іонометричному. Величина  $V_s$  при роботі в іонометричному режимі підбиралась таким чином, щоб за температури 25°C і активності іонів 7,0 (тобто в середній точці іонометричної шкали) струм в каналі транзистора складав близько 500 мкА.

Моделльні температурні залежності струму датчика  $I_d$  і напруги  $U_{out}$  в термометричному режимі (при  $V_s = 0,7$  В) наведено на **рис. 3**. При моделюванні вважалося, що роздільна здатність вимірювання напруги  $U_{out}$  складає 1 мВ. Показані на рис. 3 дані являють собою термометричну калібрувальну характеристику пристрою. Шляхом лінійної регресії цих даних отримується функція вимірювального перетворення в термометричному режимі, яка в цьому випадку має вигляд

$$T_m = -152,92 + 552,38 \cdot (U_{out} - V_{ref}), \quad (4)$$

де  $T_m$  — «вимірювана» температура, визначена за значенням напруги на виході ОП  $U_{out}$ .

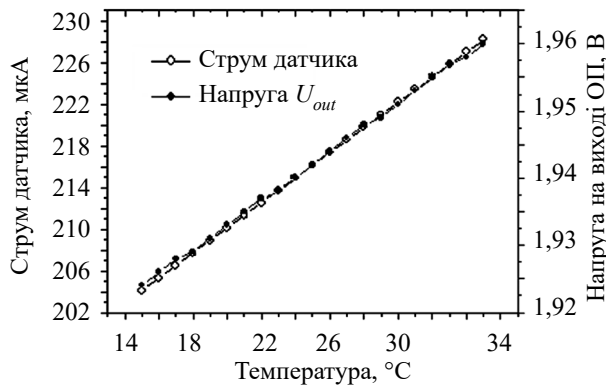


Рис. 3. Результати моделювання роботи ІСПТ-датчика в термометричному режимі

В табл. 1 наведено результати моделювання роботи схеми, представленої на рис. 2, в іонометричному режимі ( $V_s = 4,113$  В) за температури 15, 25 та 35°C. Вимірювана величина  $pX_{dif}$  в іонометричному режимі визначається наступним чином: з використанням номінального значення коефіцієнта перетворення підсилювача (яке задається опором резистора R1

Таблиця 1

Результати моделювання роботи іономіра за різних значень температури зразка

pX	$I_d$ , мкА	$U_{out\_w}$ , В	$U_{out\_w} - U_{out\_r}$ , В	$pX_{dif}$
<b><math>T = 15^\circ\text{C}</math></b>				
(без термокомпенсації)				
4	-347,105	1,097	0,199	-2,88
5	-391,194	1,031	0,133	-1,93
6	-435,491	0,965	0,067	-0,97
7	-479,969	0,898	0	0
8	-524,604	0,831	-0,067	+0,97
9	-569,379	0,764	-0,134	+1,94
10	-614,277	0,696	-0,202	+2,93
<b><math>T = 25^\circ\text{C}</math></b>				
4	-362,696	1,074	0,206	-2,98
5	-408,258	1,006	0,138	-2,00
6	-454,035	0,937	0,069	-1,00
7	-499,997	0,868	0	0
8	-546,121	0,799	-0,069	+1,00
9	-592,389	0,729	-0,139	+2,01
10	-638,784	0,660	-0,208	+3,01
<b><math>T = 35^\circ\text{C}</math></b>				
(без термокомпенсації)				
4	-378,327	1,050	0,212	-3,07
5	-425,360	0,980	0,142	-2,06
6	-472,612	0,909	0,071	-1,03
7	-520,055	0,838	0	0
8	-567,664	0,766	-0,072	+1,04
9	-615,421	0,695	-0,143	+2,07
10	-663,310	0,623	-0,215	+3,11
4	-378,327	1,050	0,212	-3,07

в схемі рис. 2) за зміною вихідної напруги ОП  $U_{out}$  розраховується величина зміни сили струму в каналі транзистора, множенням якої на коефіцієнт струмової чутливості датчика  $S_{pX}$  визначається  $pX_{dif}$ .

Коефіцієнт  $S_{pX}$  для реального датчика визначається з результатів незалежних калібрувальних вимірювань струму в каналі датчика, який занурюється в розчин з відомою активністю іонів pX. В процесі моделювання коефіцієнт  $S_{pX}$  обчислювався за даними двох перших стовпчиків табл. 1, отриманих при  $T = 25^\circ\text{C}$ , у припущенні, що калібрування датчика проводиться за цієї температури. У розглядуваній схемі  $R1 = 1,5$  кОм, тобто коефіцієнт перетворення підсилювача дорівнює 1,5 В/мА (або 1,5 мВ/мкА); розрахункова величина коефіцієнта  $S_{pX}$  дорівнює -46,022 мкА/(од. pX).

При моделюванні диференційного режиму вимірювань вважаємо, що вихідна напруга ОП референтного каналу  $U_{out\_r}$  відповідає величині  $U_{out}$  при  $pX = 7,0$  і не змінюється зі зміною pX (але залежить від температури так само, як і вихідна напруга ОП робочого каналу  $U_{out\_w}$ ). Результати вимірювань без корекції впливу температури, таким чином, визначаються за наступною формулою:

$$pX_{dif} = (U_{out\_w} - U_{out\_r}) / (R \cdot 10^{-3} \cdot S_{pX}), \quad (5)$$

де  $U_{out\_w}$ ,  $U_{out\_r}$  — вихідна напруга ОП, відповідно, робочого і референтного вимірювальних каналів у вольтах;

$R$  — опір резистора в колі зворотного зв'язку ОП (R1 на схемі рис. 2) в кіломах;

$S_{pX}$  — коефіцієнт струмової чутливості датчика робочого каналу в мкА/(од. pX).

Отримані значення  $pX_{dif}$  наведено в останньому стовпчику табл. 1. Як видно, максимальний розбіг в результатах вимірювань, зумовлений впливом температури, складає 0,12 одиниць pX. Корекція цієї похибки здійснюється шляхом ділення правої частини виразу (5) на корегувальний коефіцієнт  $(1 + \Delta T / T_0)$ , де  $\Delta T = (T_m - T_0)$ ;  $T_0$  — температура калібрування датчика робочого каналу,  $T_m$  — температура при роботі датчика в термометричному режимі. Температура  $T_m$  може бути різною для робочого і референтного каналів, тоді  $U_{out\_w}$  та  $U_{out\_r}$  у формулі (5) корегуються незалежно.

Для розглядуваної модельної схеми температурами 15, 25 та 35°C відповідають «виміряні», тобто отримані з виразу (4), температури 15,005, 24,948 та 34,890°C, при цьому вважається  $T_0 = 25^\circ\text{C}$ .

Результати визначення  $pX_{dif}$  після корекції похибки наведено в табл. 2. З цих даних можна бачити, що завдяки корекції максимальна розбіжність в результатах вимірювань зменшується з 0,12 до 0,03 одиниць pX, тобто абсолютна похибка вимірювання завдяки термокомпенсації зменшується вчетверо. Залишкову

Таблиця 2

Результати моделювання роботи іоніметра за різних значень температури зразка після термокомпенсації

pX	pX <sub>diff_corr</sub> за температури:		
	15°C	25°C	35°C
4	-2,98	-2,98	-2,97
5	-1,99	-2,00	-1,99
6	-1,00	-1,00	-0,99
7	0	0	0
8	+1,00	+1,00	+1,01
9	+2,01	+2,01	+2,00
10	+3,03	+3,01	+3,01

похибку зумовлено, головним чином, межею точності вимірювання вихідної напруги ОП і відхиленням калібрувальної термометричної залежності від лінійної.

### Висновки

Запропонований спосіб компенсації температурної залежності корисного сигналу в іоніметричних пристроях, що використовують ІСПТ як іончутливі електроди, базується на структурному поєднанні іоніметричного та термометричного вимірювальних трактів і дозволяє підвищити точність вимірювань без суттєвого ускладнення конструкції або електричної схеми вторинного вимірювального перетворювача. Об'єднання двох вимірювальних функцій в єдиний тракт стає можливим завдяки використанню технологічних особливостей первинних вимірювальних перетворювачів.

Застосування елементів інтегральних технологій мікроелектроніки для компенсації температурної залежності твердотільних іоніметричних датчиків є відомим способом, але більшість описаних в літературі варіантів такої компенсації призначаються для вимірювальних перетворювачів високого ступеня інтеграції. Запропонована ж реалізація орієнтується на датчики в дискретному виконанні, і термокомпенсація здійснюється головним чином завдяки схемотехнічним й алгоритмічним компонентам вторинного вимірювального перетворювача, до якого під'єднано ІСПТ-датчик. Таке рішення в певному сенсі є більш універсальним, оскільки воно не прив'язане до специфіки конкретного технологічного процесу і не потребує тісної інтеграції елементів вторинного ВП з чутливим елементом датчика. Крім того, схема вторинного ВП дозволяє при відповідному виборі її параметрів застосовувати як *p*-канальні, так і *n*-канальні датчики в складі одного й того ж іоніметра.

Отримані результати моделювання елементів вимірювального перетворювача підтверджують принципову придатність розглянутої методики та вказують на можливість зменшення абсолютної похибки визначення pX в декілька разів у порівнянні з нескон-

пенсованим ВП при відхиленні температури аналізованого розчину в межах 20°C від кімнатної.

Для втілення квазісинхронної термокомпенсації в реальному вимірювальному пристрої потрібне кероване малощумне джерело стабільної напруги із заданими динамічними характеристиками. Крім того, температурні залежності реального датчика (як в термометричному, так і в іоніметричному режимах) можуть відхилятися від ідеалізованих лінійних функцій, що своєю чергою може потребувати деякого ускладнення алгоритмічної частини компенсатора. Цим аспектам реалізації вимірювальних перетворювачів буде присвячено другу частину роботи.

### ВИКОРИСТАНІ ДЖЕРЕЛА

1. Bergveld P. Thirty years of ISFETOLOGY. *Sensors and Actuators B*, 2003, vol. 88, iss. 1, pp. 1–20. [https://doi.org/10.1016/S0925-4005\(02\)00301-5](https://doi.org/10.1016/S0925-4005(02)00301-5)
2. Sandifer J., Voycheck J. A review of biosensor and industrial applications of pH-ISFETs and an evaluation of honeywell's "DuraFET". *Mikrochimica Acta*, 1999, vol. 131, pp. 91–98. <https://doi.org/10.1007/PL00021393>
3. Jimenez-Jorquera C., Orozco J., Baldi A. ISFET Based Microsensors for environmental monitoring. *Sensors*, 2010, vol. 10, iss. 1, pp. 61–83. <https://doi.org/10.3390/s100100061>
4. Dzyadevych S., Soldatkin A., El'skaya A. et al. Enzyme biosensors based on ion-selective field-effect transistors. *Analytica Chimica Acta*, 2006, vol. 568, iss. 1-2, pp. 248–258. <https://doi.org/10.1016/j.aca.2005.11.057>
5. Lee C.-S., Kim S. K., Kim M. Ion-sensitive field-effect transistor for biological sensing. *Sensors*, 2009, vol. 9, iss. 9, pp. 7111–7131. <https://doi.org/10.3390/s90907111>
6. Palan B., Santos F. V., Courtois B., Husak M. Fundamental noise limits of ISFET-based microsystems. *Proceedings of the 13<sup>th</sup> European Conference on Solid-State Transducers*, Hague, Netherlands, 1999, pp. 169–172
7. Chauvet F., Amari A., Martinez A. Stability of silicon nitride/silicon dioxide/silicon electrodes used in pH microelectronic sensors. *Sensors and Actuators*, 1984, vol. 6, iss. 4, pp. 255–267. [https://doi.org/10.1016/0250-6874\(84\)85021-0](https://doi.org/10.1016/0250-6874(84)85021-0)
8. Pavluchenko A. S., Kukla A. L., Goltvianskyi Yu. V. et al. Investigation of stability of the pH-sensitive field-effect transistor characteristics. *Sensor Letters*, 2011, vol. 9, no. 6, pp 2392–2396. <https://doi.org/10.1166/sl.2011.1797>
9. Lozovoy S., Kukla A., Pavluchenko A. Investigation of metrological performance of the ISFET-based pH sensors. *Sensors & Transducers*, 2014, vol. 27, pp. 225–232.
10. Khanna V. K. Remedial and adaptive solutions of ISFET non-ideal behaviour. *Sensor Review*, 2013, vol. 33, no. 3, pp. 228–237.
11. Багоцкий С. В. *Основы электрохимии*. Москва, Химия, 1988, 400 с.
12. Van Hal R. E. G., Eijkel J. C. T., Bergveld P. A novel description of ISFET sensitivity with the buffer capacity and double-layer capacitance as key parameters. *Sensors and Actuators B*, 1995, vol. 24–25, pp. 201–205. [https://doi.org/10.1016/0925-4005\(95\)85043-0](https://doi.org/10.1016/0925-4005(95)85043-0)
13. Jung-Lung Chiang, Jung-Chuan Chou, Ying-Chung Chen. Study of the pH-ISFET and EnFET for biosensor applications. *Journal of Medical and Biological Engineering*, 2001, vol. 21, no. 3, pp. 135–146.
14. Manjakkal L., Szwagierczak D., Dahiya R. Metal oxides based electrochemical pH sensors: Current progress and future perspectives. *Progress in Materials Science*, 2020, vol. 109, 100635. <https://doi.org/10.1016/j.pmatsci.2019.100635>



15. Gaddour A., Dghais W., Hamdi B., Ben Ali M. Temperature compensation circuit for ISFET sensor. *Journal of Low Power Electronics and Applications*, 2020, vol. 10, iss. 1, 2. <https://doi.org/10.3390/jlpea10010002>
16. Muzamil Eltejani Mohammad Ali, Omer Abdel Razag Sharif. Temperature compensation in pH meter – A Survey. *SUST Journal of Engineering and Computer Science*, 2015, vol. 16, no. 2, pp. 6–14.
17. Павлюченко А. С., Кукла А. Л., Голтвянский Ю. В. Применение ионоселективных полевых транзисторов для ферментного анализа токсичных примесей в водных растворах. *Технология и конструирование в электронной аппаратуре*, 2010, № 3, с. 35–46.
18. Chin Y.-L., Chou J.-C., Sun T.-P. et al. A novel pH sensitive ISFET with on chip temperature sensing using CMOS standard process. *Sensors and Actuators B*, 2001, vol. 76, pp. 582–593.
19. Chung W.-Y., Lin Y.-T., Pijanowska D. G. et al. New ISFET interface circuit design with temperature compensation. *Microelectronics Journal*, 2006, vol. 37, no. 10, pp. 1105–1114. <https://doi.org/10.1016/j.mejo.2006.05.001>
20. Shalmany S. H., Merz M., Fekri A. et al. A 7  $\mu$ W offset- and temperature-compensated pH-to-digital converter. *Journal of Sensors*, 2017, 6158689. <https://doi.org/10.1155/2017/6158689>
21. Morgenshtein A., Sudakov-Boreysya L., Dinnar U. et al. Wheatstone-Bridge readout interface for ISFET/REFET applications. *Sensors and Actuators B*, 2004, vol. 98, iss. 1, pp. 18–27. <https://doi.org/10.1016/j.snb.2003.07.017>
22. Chung W.-Y., Yang C.-H., Pijanowska D. G. et al. ISFET performance enhancement by using the improved circuit techniques. *Sensors and Actuators B*, 2006, vol. 113, iss. 1, pp. 555–562. <https://doi.org/10.1016/j.snb.2005.06.018>
23. Chen D. Y., Chan P. K. An intelligent ISFET sensory system with temperature and drift compensation for long-term monitoring. *IEEE Sensors Journal*, 2008, vol. 8, iss. 12, pp. 1948–1959. <https://doi.org/10.1109/JSEN.2008.2006471>
24. Gion H., Kubota K., Nakamura M., Yano M. *Method and device for compensating temperature-dependent characteristic changes in ion-sensitive FET transducer*. Pat. EP 0129852 (A2), 1985.
25. Росадо Л. *Физическая электроника и микроэлектроника*. Москва, Высш. шк., 1991, 351 с.
26. <http://www.spectrum-soft.com/> (Дата обращения: 10.03.2021)

Дата надходження рукопису  
до редакції 29.03 2021 р.

DOI: 10.15222/TKEA2021.3-4.36

UDC 544.076.327/.328:621.382.323:577.15+543.07.31

O. S. PAVLUCHENKO, O. L. KUKLA

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

E-mail: pavluchenko@isp.kiev.ua

## QUASI-SYNCHRONOUS THERMOCOMPENSATION FOR ISFET-BASED IONOMETRIC DEVICES.

### Part 1: Theory and simulation

*Solid-state ion selective transducers, as an alternative to the traditional liquid electrolyte-filled glass electrodes, are known for over four decades now, and find their use in various areas of industry and applied science, such as in vivo analysis of the ions activity in biological and medical research, monitoring of toxic and aggressive environments, and biosensors design. However, along with potential advantages — short response time, small size, chemical inertness and durability — solid-state devices also possess certain inherent drawbacks — namely intrinsic noise, drift and instability of sensing properties, and cross-sensitivity to various interfering environmental conditions — that inhibit their widespread acceptance. Further improvement of the fabrication technology and methodology of application of these devices is thus still an important practical task even today.*

*This paper is a first part of the two-part work dedicated to the problem of compensating the temperature dependence of a solid-state ion selective transducer output. Specifically, presented work considers the possibility of using ion-selective field-effect transistors (ISFET) that serve as primary transducers in an ionometric device, as temperature sensors. This allows compensating the temperature dependence of ionometric signal without substantial complication of the ionometer structure, and eliminates the need to include a separate thermometric channel as part of the instrument. Ionometric and thermometric channels are combined into a unified measuring path, with the sensor functions separated in time.*

*The ISFET operation modes are switched by changing polarity of the bias voltage, and thus direction of the current flowing through the sensor. The authors propose a corresponding secondary transducer structure and simplified schematic illustrating the implementation of its key components. The concept's applicability is supported by the circuit simulation results. Some aspects of the practical implementation of the proposed concept will be presented further in the upcoming second part of the paper.*

**Keywords:** ion-selective field-effect transistor (ISFET), ionometry, compensation of temperature dependence, temperature sensor, measuring transducer.

# REFERENCES

1. Bergveld P. Thirty years of ISFETOLOGY. *Sensors and Actuators B*, 2003, vol. 88, iss. 1, pp. 1–20. [https://doi.org/10.1016/S0925-4005\(02\)00301-5](https://doi.org/10.1016/S0925-4005(02)00301-5)
2. Sandifer J., Voycheck J. A review of biosensor and industrial applications of pH-ISFETs and an evaluation of honeywell's "DuraFET". *Mikrochimica Acta*, 1999, vol. 131, pp. 91–98. <https://doi.org/10.1007/PL00021393>
3. Jimenez-Jorquera C., Orozco J., Baldi A. ISFET Based Microsensors for environmental monitoring. *Sensors*, 2010, vol. 10, iss. 1, pp. 61–83. <https://doi.org/10.3390/s100100061>
4. Dzyadevych S., Soldatkin A., El'skaya A. et al. Enzyme biosensors based on ion-selective field-effect transistors. *Analytica Chimica Acta*, 2006, vol. 568, iss. 1-2, pp. 248–258. <https://doi.org/10.1016/j.aca.2005.11.057>
5. Lee C.-S., Kim S. K., Kim M. Ion-sensitive field-effect transistor for biological sensing. *Sensors*, 2009, vol. 9, iss. 9, pp. 7111–7131. <https://doi.org/10.3390/s90907111>
6. Palan B., Santos F. V., Courtois B., Husak M. Fundamental noise limits of ISFET-based microsystems. *Proceedings of the 13<sup>th</sup> European Conference on Solid-State Transducers*, Hague, Netherlands, 1999, pp. 169–172.
7. Chauvet F., Amari A., Martinez A. Stability of silicon nitride/silicon dioxide/silicon electrodes used in pH microelectronic sensors. *Sensors and Actuators*, 1984, vol. 6, iss. 4, pp. 255–267. [https://doi.org/10.1016/0250-6874\(84\)85021-0](https://doi.org/10.1016/0250-6874(84)85021-0)
8. Pavluchenko A. S., Kukla A. L., Goltvianskyi Yu. V. et al. Investigation of stability of the pH-sensitive field-effect transistor characteristics. *Sensor Letters*, 2011, vol. 9, no. 6, pp. 2392–2396. <https://doi.org/10.1166/sl.2011.1797>
9. Lozovoy S., Kukla A., Pavluchenko A. Investigation of metrological performance of the ISFET-based pH sensors. *Sensors & Transducers*, 2014, vol. 27, pp. 225–232.
10. Khanna V. K. Remedial and adaptive solutions of ISFET non-ideal behaviour. *Sensor Review*, 2013, vol. 33, no. 3, pp. 228–237.
11. Bagotskiy S. V. *Osnovy elektrokhemii* [Fundamentals of Electrochemistry]. Moscow, Khimiya, 1988, 400 p. (Rus)
12. Van Hal R. E. G., Eijkel J. C. T., Bergveld P. A novel description of ISFET sensitivity with the buffer capacity and double-layer capacitance as key parameters. *Sensors and Actuators B*, 1995, vol. 24–25, pp. 201–205. [https://doi.org/10.1016/0925-4005\(95\)85043-0](https://doi.org/10.1016/0925-4005(95)85043-0)
13. Jung-Lung Chiang, Jung-Chuan Chou, Ying-Chung Chen. Study of the pH-ISFET and EnFET for biosensor applications. *Journal of Medical and Biological Engineering*, 2001, vol. 21, no. 3, pp. 135–146.
14. Manjakkal L., Szwagierczak D., Dahiya R. Metal oxides based electrochemical pH sensors: Current progress and future perspectives. *Progress in Materials Science*, 2020, vol. 109, 100635. <https://doi.org/10.1016/j.pmatsci.2019.100635>
15. Gaddour A., Dghais W., Hamdi B., Ben Ali M. Temperature compensation circuit for ISFET sensor. *Journal of Low Power Electronics and Applications*, 2020, vol. 10, iss. 1, 2. <https://doi.org/10.3390/jlpea10010002>
16. Muzamil Eltejani Mohammad Ali, Omer Abdel Razag Sharif. Temperature compensation in pH meter – A Survey. *SUST Journal of Engineering and Computer Science*, 2015, vol. 16, no. 2, pp. 6–14.
17. Pavluchenko A. S., Kukla A. L., Goltvianskiy Yu. V. Application of ion-selective field-effect transistors for enzyme assay of toxic admixtures in aqueous solutions. *Tekhnologiya i Konstruirovaniye v Elektronnoi Apparature*, 2010, no. 3, pp. 35–46. (Rus)
18. Chin Y.-L., Chou J.-C., Sun T.-P. et al. A novel pH sensitive ISFET with on chip temperature sensing using CMOS standard process. *Sensors and Actuators B*, 2001, vol. 76, pp. 582–593.
19. Chung W.-Y., Lin Y.-T., Pijanowska D. G. et al. New ISFET interface circuit design with temperature compensation. *Microelectronics Journal*, 2006, vol. 37, no. 10, pp. 1105–1114. <https://doi.org/10.1016/j.mejo.2006.05.001>
20. Shalmany S. H., Merz M., Fekri A. et al. A 7  $\mu$ W offset- and temperature-compensated pH-to-digital converter. *Journal of Sensors*, 2017, 6158689. <https://doi.org/10.1155/2017/6158689>
21. Morgenshtein A., Sudakov-Boreyska L., Dinnar U. et al. Wheatstone-Bridge readout interface for ISFET/REFET applications. *Sensors and Actuators B*, 2004, vol. 98, iss. 1, pp. 18–27. <https://doi.org/10.1016/j.snb.2003.07.017>
22. Chung W.-Y., Yang C.-H., Pijanowska D. G. et al. ISFET performance enhancement by using the improved circuit techniques. *Sensors and Actuators B*, 2006, vol. 113, iss. 1, pp. 555–562. <https://doi.org/10.1016/j.snb.2005.06.018>
23. Chen D. Y., Chan P. K. An intelligent ISFET sensory system with temperature and drift compensation for long-term monitoring. *IEEE Sensors Journal*, 2008, vol. 8, iss. 12, pp. 1948–1959. <https://doi.org/10.1109/JSEN.2008.2006471>
24. Gion H., Kubota K., Nakamura M., Yano M. *Method and Device for Compensating Temperature-Dependent Characteristic Changes in Ion-Sensitive FET Transducer*. Pat. EP0129852 (A2), 1985.
25. Rosado L. *Electrónica Física y Microelectrónica*. Madrid (España), Paraninfo, 1987, 502 p.
26. <http://www.spectrum-soft.com/> (Date of access: 10.03.2021)

## Опис статті для цитування:

Павлюченко О. С., Кукла О. Л. Квазісинхронна термокомпенсація в іонометрії із застосуванням ІСПТ. Частина 1. Теорія та моделювання. *Технологія і конструювання в електронній апаратурі*, 2021, № 3–4, с. 36–44. <http://dx.doi.org/10.15222/TKEA2021.3-4.36>

## Cite the article as:

Pavluchenko O. S., Kukla O. L. Quasi-synchronous thermocompensation for ISFET-based ionometric devices. Part 1. Theory and simulation. *Tekhnologiya i Konstruirovaniye v Elektronnoi Apparature*, 2021, no. 3–4, pp. 36–44. <http://dx.doi.org/10.15222/TKEA2021.3-4.36>

Д. т. н. Є. І. СОКОЛ, к. т. н. К. В. КОЛІСНИК, Т. В. БЕРНАДСЬКА

Україна, Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут»

E-mail: kolesniknet@ukr.net, tatyana.bernadskaya@gmail.com

## ОЦІНКА МЕТРОЛОГІЧНИХ ХАРАКТЕРИСТИК МЕТОДУ СПЕКТРАЛЬНОГО АНАЛІЗУ ДЛЯ ВИЗНАЧЕННЯ МОРФОЛОГІЇ ЕРИТРОЦИТІВ

*Досліджено метрологічні характеристики запропонованого методу побудови тривимірного зображення еритроцитів, який поєднує методи спектрального аналізу та імітації подвійного відпалу. Результати розрахунку приведених похибок і роздільної здатності вимірювального каналу цифрового інтерференційного мікроскопа вказують на прийнятну точність визначення геометричних параметрів форми еритроцитів, які можуть свідчити про певні діагностичні ознаки та бути використаними для аналізу клінічного стану організму пацієнта.*

**Ключові слова:** форма еритроцита, тривимірне зображення, спектральний аналіз, метрологічні характеристики, похибка вимірювання, роздільна здатність.

Нині для кількісного та якісного аналізу біологічних молекул в медичній біології широко використовується метод спектральної фотометрії. Принцип дії спектрофотометрії заснований на здатності молекул поглинати електромагнітне випромінювання в ультрафіолетовому, видимому та інфрачервоному діапазонах. Характеризуючи спектри поглинання біомолекулою квантів світла, можна кількісно та якісно визначати речовини, що входять до її складу, досліджувати механізми біохімічних реакцій, отримувати інформацію про особливості будови [1, 2].

В сучасній лабораторній клінічній діагностиці широко застосовуються оптичні методи аналізу, які використовують ці фізичні властивості напівпрозорих об'єктів, до яких можна віднести компоненти крові. Вимірювання оптичної щільності мікрооб'єкта на одній довжині хвилі (однохвильовий метод) дозволяє визначити концентрацію тільки одного компонента або показника [3]. Альтернативою цьому є метод багатокомпонентного спектрального аналізу. В його основі лежить закон Бугера — Ламберта — Бера, сутність якого полягає в тому, що спектр поглинання суміші речовин являє собою суму спектрів поглинання її компонентів [4]. Так, знаючи спектр крові та спектри поглинання компонентів її складових, можна дати кількісну оцінку концентрації всіх компонентів, розв'язавши відповідну математичну систему рівнянь для цих спектрів.

Однак існуючі методи оптичного аналізу еритроцитів не дозволяють зробити кількісну оцінку їхніх геометричних параметрів, які теж можуть свідчити про певні діагностичні ознаки та бути використаними для аналізу клінічного стану організму пацієнта.

Метою цієї роботи є оцінка метрологічних характеристик запропонованого авторами методу визначення геометричних параметрів форми еритроцитів.

### Алгоритм визначення морфології еритроцитів

Тривимірна візуалізація зображення еритроцитів з використанням методу спектрального аналізу та наступною обробкою цифрових сигналів передбачає наявність необхідного пристрою — цифрового інтерференційного мікроскопа. Основними складовими елементами цифрового інтерференційного мікроскопа є когерентне джерело світла трьох довжин хвиль, мікроскоп, що забезпечує необхідне збільшення мікрооб'єкта, цифрова камера в ролі фотоприймача цифрових сигналів, програмне забезпечення та комп'ютер. Авторами було вдосконалено пристрій для спектрального аналізу еритроцитів (рис. 1) [5—7], на якому були проведені дослідження зразків еритроцитів крові й отримані цифрові знімки, що використовувались для побудови тривимірного зображення досліджуваних зразків.

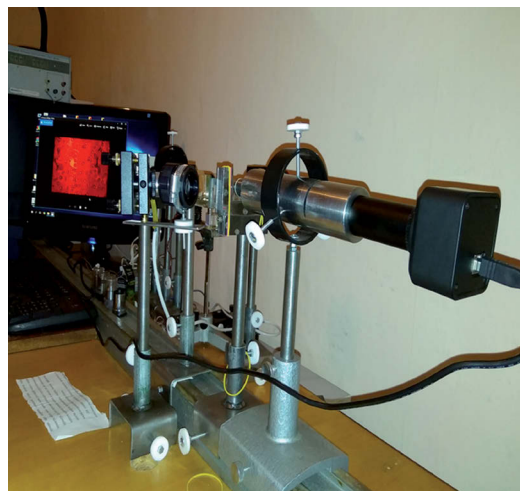


Рис. 1. Ровнішній вигляд удосконаленого пристрою для спектрального аналізу еритроцитів



Рис. 2. Зображення одного еритроцита в зеленому світлі

Вхідними даними для побудови тривимірного зображення еритроцитів крові були знімки зразків, зроблені на просвіт в звичайному світлі, а також при освітленні випромінюванням когерентного джерела світла з довжиною хвилі 405, 560 і 650 нм, що відповідають синьому, зеленому та червоному кольорам. Це дозволило підвищити достовірність отриманої тривимірної форми зображення еритроцита після додаткової кореляції зображення [8].

Алгоритм обробки отриманих зображень еритроцита розглянемо на прикладі знімка еритроцита в зеленому світлі (рис. 2).

Для побудови тривимірної моделі досліджуваного еритроцита в оптичній системі виділяється область, яка відповідає його зображенню (в нашому випадку її розміри склали  $47 \times 47$  пікселів).

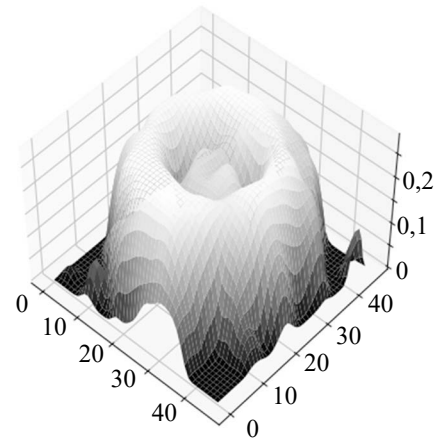
Геометричні параметри поверхні еритроцита, яка будується, визначаються залежністю висоти об'єкта від яскравості кольору випромінювання. При цьому результат спектрального аналізу зображення виходить дещо спотвореними через аберації оптичної системи, які є особливо відчутними при великих збільшеннях. В нашому випадку еритроцит аналізувався за достатньо великого збільшення —  $400\times$ . Крім того, на точність обробки зображення впливає й рівномірність освітленості всієї досліджуваної області, якої в реальних умовах експерименту добитися досить складно. В результаті тривимірне зображення еритроцита (рис. 3, а) виходить несиметричним щодо його вертикальної осі й потребує подальшого коригування.

Наведені недоліки можна усунути, використавши метод імітації подвійного відпалу стосовно побудови тривимірного зображення, який являє собою вдосконалений метод для уточнення результату, отриманого за допомогою загального методу імітації відпалу [9].

Наступним етапом аналізу є оцінка геометричних параметрів  $h$ ,  $r$ ,  $R$  поверхні еритроцита (рис. 4) відповідно до моделі, запропонованої в [10]. Приймається, що поверхня еритроцита описується виразом

$$F(x) = \begin{cases} h = 3 \frac{h-r}{R^2} x^2 + 2 \frac{h-r}{R^3} x^3, & t \in [0, R], \\ \sqrt{r^2 - (x-R)^2}, & t \in [R, R+r]. \end{cases} \quad (1)$$

а)



б)

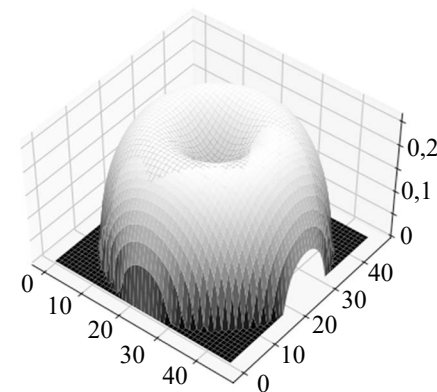


Рис. 3. Поверхня еритроцита, отримана після першої обробки зображення (а) та відновлена (б)

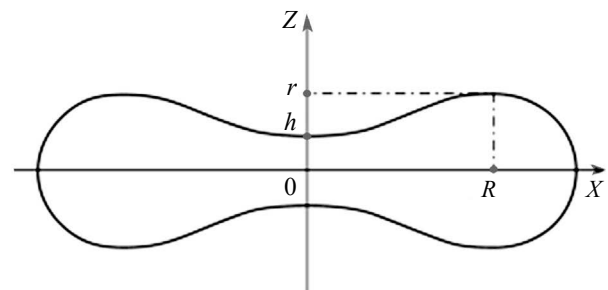


Рис. 4. Геометрична модель еритроцита

Для знаходження параметрів  $r$ ,  $R$ ,  $h$  використовується згаданий метод імітації подвійного відпалу з накладенням вертикальної та горизонтальної сіток.

Для можливості проведення коригування моделі поверхні еритроцита необхідно визначити базові значення його геометричних параметрів. Оскільки предметом дослідження була суспензія еритроцитів в «нормі», то для цього випадку було визначено, що  $r = 0,2611 \cdot 10^{-7}$  м;  $R = 0,2549 \cdot 10^{-7}$  м;  $h = 0,1879 \cdot 10^{-7}$  м.

Відновлену тривимірну форму поверхні еритроцита для розглянутого прикладу представлено на рис. 3, б.

Для можливості застосування отриманих геометричних параметрів з метою діагностики необхідно



провести метрологічну оцінку результатів і оцінити їхні метрологічні характеристики.

### Метрологічні характеристики методу спектрального аналізу морфології еритроцитів

Використання оптичної системи (рис. 1) з подальшою цифровою обробкою результатів й отриманням кількісної інформації щодо морфології еритроцитів дають підстави розглядати процедуру відновлення форми цього органіда крові як вимірювальну.

Метрологічне забезпечення будь-яких вимірювань і контролю передбачає використання сталонів або стандартних зразків вимірюваних величин [11, 14]. Під час проведення досліджень удосконаленого методу спектрального аналізу морфології еритроцитів було розглянуто можливість отримання стандартного зразка для одержання тривимірного зображення, адекватного моделі форми еритроцита на рис. 3, а. Основою стандартного зразка послужили знімки поодиноких еритроцитів, зроблені за допомогою мікроскопа та цифрової камери. Перевагою такої моделі є можливість метрологічного нормування форми тривимірної моделі для всіх поодиноких еритроцитів, отриманих в експерименті. Абсолютна похибка вимірювання геометричних параметрів стандартного зразка форми в цьому випадку не перевищує половини ціни поділки шкали цифрової камери ( $0,875 \cdot 10^{-3}$  мкм). Використовуємо стандартний зразок форми еритроцита для оцінки точності відновлення цієї ж форми за допомогою розробленого комплексного методу спектральної обробки, враховуючи, що максимальна похибка відновлення не перевищує  $50 \cdot 10^{-3}$  мкм. Порівняння абсолютної похибки цифрової камери й абсолютної похибки спектрального відновлення показує, що точність розробленого методу більш ніж в 50 разів перевищує точність відомого методу, а це повністю відповідає вимогам метрологічного забезпечення результатів аналізу вимірювального експерименту [13].

Для підтвердження достовірності значень абсолютних похибок відновлення форми зразка були проведені експерименти для еритроцитів зміненої форми з використанням стандартних методів одноразових і багаторазових вимірювань [12].

Для ілюстрації оцінки метрологічних характеристик пропонованого методу розглянемо приклад розрахунку похибки визначення геометричних параметрів двовимірного перерізу еритроцита (рис. 5). Висота еритроцита визначалась у 46 точках по горизонтальній осі перерізу, що відповідало ціні поділки шкали  $0,01 \text{ м}^{-7}$  та забезпечувало необхідну точність відновлення форми еритроцита.

Для оцінювання метрологічної відповідності пропонованого методу спектрального аналізу еритроцитів були використані такі критерії [13]:

— систематична похибка моделювання (похибка адекватності)  $\Delta_0$ ;

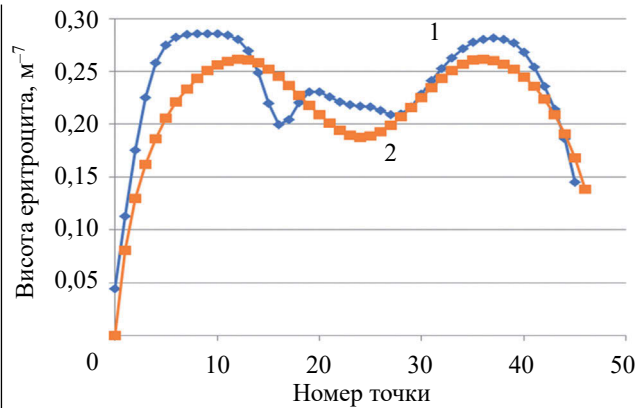


Рис. 5. Переріз поверхні еритроцита, отриманої після першої обробки зображення (1) та відновленої (2)

— середнє квадратичне відхилення (СКВ) випадкової абсолютної похибки  $\sigma_{\Delta}$ ;

— СКВ повної похибки  $\sigma_{\Sigma}$  (з урахуванням не включеної систематичної похибки).

Було отримано:

$$\Delta_0 = -0,017 \text{ мкм};$$

$$\sigma_{\Delta} = 0,026 \text{ мкм};$$

$$\sigma_{\Sigma} = 0,0316 \text{ мкм}.$$

Для зручності використання цих результатів у метрологічних висновках абсолютні величини випадкової та повної похибок були перетворені в приведені (відповідно,  $\gamma_{\text{пр}}$  та  $\gamma_{\text{пр}\Sigma}$ ) [15]. При цьому нормувальною величиною було обрано значення  $0,29 \text{ мкм}$ , що відповідає середньому значенню максимальної висоти еритроцита. Приведені похибки склали:  $\gamma_{\text{пр}} = 9,0\%$ ,  $\gamma_{\text{пр}\Sigma} = 10,896\%$ .

Цікавою у наших дослідженнях є оцінка роздільної здатності  $R_y$  досліджуваних метода та пристрою для спектрального аналізу еритроцитів для двох варіантів процедури моделювання (з урахуванням того, що випадкова похибка вимірювання адитивна) [13]:

— без корекції (з урахуванням систематичної складової);

— з програмною корекцією на величину поправки, яка дорівнює систематичній складовій з протилежним знаком.

Сама роздільна здатність розраховується як відношення нормувальної величини  $0,29 \text{ мкм}$  до СКВ абсолютної похибки (в мкм).

Для першого варіанту, тобто без корекції, маємо  $R_y = 9,177$ , для другого —  $R_y = 11,115$ .

Порівняння приведених похибок і роздільної здатності цифрового інтерференційного мікроскопа як установки для непрямого вимірювання геометричних параметрів форми еритроцита вказує на те, що програмна корекція результату вимірювання збільшує точність моделювання. Більше того, значення розрахованих приведених похибок вказують на прийнятну точність моделювання, особливо якщо враховувати,

що досліджувана інформаційно-вимірвальна система спектрального відновлення належить до класу нестандартних засобів вимірювання.

### Висновки

Проведені дослідження з оцінки метрологічних характеристик пропонованого методу спектрального аналізу для визначення морфології еритроцитів показали, що точність отриманого тривимірного зображення в удосконаленому методі підвищується більш ніж на 20% по відношенню до інших відомих. Це дозволяє достовірніше визначати інформативні параметри геометричної структури еритроцитів і використовувати їх для отримання додаткових клінічних діагностичних характеристик стану організму пацієнта.

### ВИКОРИСТАНІ ДЖЕРЕЛА

1. *Современные методы биофизических исследований*. Под ред. А.Б. Рубина. Москва, Высшая школа, 1988, 359 с.
2. Владимиров Ю.А., Потапенко А.Я. *Физико-химические основы фотобиологических процессов*. Москва, Дрофа, 2006, 285 с.
3. Шмидт В. *Оптическая спектроскопия для химиков и биологов*. Москва, Техносфера, 2007, 368 с.
4. Мерзляк М.Н., Чивкунова О.Б., Маслова И.П. и др. Спектры поглощения и рассеяния света клеточными суспензиями некоторых цианобактерий и микроводорослей. *Физиология растений*, 2008, т. 55, № 3, с. 464–470.
5. Сокол Є.І., Бернадська Т.В., Колесник К.В. та ін. *Мікроскоп для отримання трьохвимірного зображення мікрооб'єктів, що заломлюють світло*. Патент на корисну модель 138635 Україна, опубл. 10.12.19, бюл. №23/2019.
6. Сокол Є.І., Бернадська Т.В., Колесник К.В., Томашевський Р.С. *Інтерференційний голографічний мікроскоп з автоматизованою зміною збільшення та покращеними оптико-технічними*

*характеристиками*. Патент на корисну модель 141606 Україна, опубл. 27.04.2020, бюл. №8/2020.

7. Sokol Ye., Kolisnyk K., Tomashevskiy R., Bernadskaya T. Improving the Method of Interference Holography to Determinethe State of Plasma Membranes. *2019 IEEE 39<sup>th</sup> International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO)*. Kyiv, Ukraine, 2019, pp. 157–164. <https://doi.org/10.1109/ELNANO.2019.8783675> (Ukr)

8. Сокол Е.И., Колесник К.В., Панибратцева С.Г., Бернадская Т.В. Методы трехмерной визуализации морфологии микрообъектов. *Материалы III Міжнародної науково-технічної конференції «Актуальні проблеми автоматики та приладобудування»*. Україна, Харків, 2020, с. 82–83.

9. Forman M.C., Aggoun A., McCormick M., Leicester U.K. Simulated annealing for optimisation and characterisation of quantisation parameters in integral 3d image compression. In *Image Processing II: Mathematical Methods, Algorithms and Applications*, 2000, pp. 399–413.

10. Tishko T., Titar V., Tishko D., Nosov K. Digital holographic interference microscopy in the study of the 3D morphology and functionality of human blood erythrocytes. *Laser Physics*, no. 18, pp. 486–490. <https://doi.org/10.1134/s11490-008-4024-0>

11. Володарський Є.Т., Кухарчук В.В., Поджаренко В.О., Сердук Г.Б. *Метрологічне забезпечення вимірювань і контролю*. Навч. посіб. Вінниця, Велес, 2001, 219 с.

12. Чинков В.М. *Основи теорії похибок засобів виміральної техніки*. Навч. посіб. Харків НТУ «ХПІ». 2008. 86 с.

13. Павленко Ю.Ф. *Забезпечення єдності електрорадіовимірювань*. Навч. посіб. Харків НТУ «ХПІ». 2011. 230 с.

14. Чинков В.Н. *Динамические фильтры и их применение при спектральном анализе случайных сигналов*. Харків, Вид-во «Підручник» НТУ «ХПІ», 2012, 284 с.

15. Кісіль І.С. *Метрологія, точність і надійність засобів вимірювання*. Івано-Франківськ, Вид-во «Факел», 2002, 400 с.

Дата надходження рукопису  
до редакції 23.06 2021 р.

DOI: 10.15222/TKEA2021.3-4.45  
UDC 576.3+543.42+519.6+006.9

Ye. I. SOKOL, K. V. KOLESNIK, T. V. BERNADS'KA

Ukraine, National Technical University  
“Kharkiv Polytechnic Institute”

E-mail: kolesniknet@ukr.net,  
tatyana.bernadskaya@gmail.com

## EVALUATION OF METROLOGICAL CHARACTERISTICS OF SPECTRAL ANALYSIS METHOD FOR DETERMINING ERYTHROCYTE MORPHOLOGY

*Spectral photometry is currently widely used for quantitative and qualitative analysis of biological molecules in medical biology. The method is based on the ability of molecules to absorb electromagnetic radiation. Modern clinical laboratory diagnostics extensively uses optical methods of analysis that rely on these physical properties of semitransparent objects, such as blood components. Knowing the absorption spectra of blood and its components, it is possible to quantify the concentration of all the components by solving the mathematical system of equations corresponding to these spectra. However, the existing methods of optical analysis of erythrocytes do not allow quantifying their geometric parameters, which may also indicate certain diagnostic signs and be used to analyze the clinical condition of the patient's body.*

*The aim of this work is to evaluate the metrological characteristics of the newly developed method of determining the geometric parameters of erythrocytes, which combines spectral analysis and double annealing.*

*The input data for the 3D imaging of erythrocytes were taken from the images of the sample both made in natural light and illuminated by a coherent light source with different wavelengths. The latter, after some additional image correlation, increases the reliability of the result. The calculation results on the errors and the measuring channel resolution of the digital interference microscope indicate an acceptable accuracy of the method. The accuracy of the three-dimensional image obtained by the proposed method is more than 20% higher than that of other known methods. This allows determining the informative geometric parameters of the structure of erythrocytes more accurately and using them to obtain additional clinical diagnostic characteristics of the patient's body.*

**Keywords:** erythrocyte shape, 3D image, spectral analysis, metrological characteristics, measurement error, resolution.

# REFERENCES

1. Rubin A.B. (Ed.) *Sovremennyye metody biofizicheskikh issledovaniy* [Modern Methods of Biophysical Research]. Moscow, Vysshaya Shkola, 1988, 359 p. (Rus)
2. Vladimirov Yu.A., Potapenko A.Ya. *Fiziko-khimicheskiye osnovy fotobiologicheskikh protsessov* [Physico-chemical foundations of photobiological processes]. Moscow, Drofa, 2006, 285 p. (Rus)
3. Shmidt V. *Opticheskaya spektroskopiya dlya khimikov i biologov* [Optical Spectroscopy for Chemists and Biologists]. Moscow, Technosfera, 2007, 368 p. (Rus)
4. Merzlyak M. N., Chivkunova O. B., Maslova I. P. et al. Light absorption and scattering by cell suspensions of some cyanobacteria and microalgae. *Russian Journal of Plant Physiology*, 2008, vol. 55, iss. 3, pp. 420–425.
5. Sokol Ye.I., Bernad'ska T.V., Kolesnyk K.V. et. al. [Microscope for Obtaining a Three-Dimensional Image of Micro-Objects that Refract Light]. *Patent 138635 Ukraine*, publ. 10.12.19, bul. №23/2019. (Ukr)
6. Sokol Ye.I., Bernad'ska T.V., Kolesnyk K.V., Tomashevskiy R.S. [Interference Holographic Microscope with Automated Magnification Change and Improved Optical and Technical Characteristics]. *Patent 141606 Ukraine*, publ. 27.04.2019, bul. №8/2020. (Ukr)
7. Sokol Ye., Kolisnyk K., Tomashevskiy R., Bernadskaya T. Improving the Method of Interference Holography to Determinethe State of Plasma Membranes. *2019 IEEE 39<sup>th</sup> International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO)*. Kyiv, Ukraine, 2019, pp. 157–164. <https://doi.org/10.1109/ELNANO.2019.8783675> (Ukr)
8. Sokol E.I., Kolesnik K.V., Panibratseva S.G., Bernadska T.V. [Methods of three-dimensional visualization of micro-object morphology]. *Materials of the III International Science and Technology Conference "Actual problems of automation and adjustment"*. Ukraine, Kharkov. 2020, pp. 82–83. (Ukr)
9. Forman M.C., Aggoun A., McCormick M., Leicester U.K. Simulated annealing for opti-misation and characterisation of quantisation parameters in integral 3d image compression. In *Image Processing II: Mathematical Methods, Algorithms and Applications*, 2000, pp. 399–413.
10. Tishko T., Titar V., Tishko D., Nosov K. Digital holographic interference microscopy in the study of the 3D morphology and functionality of human blood erythrocytes. *Laser Physics*, no. 18, pp. 486–490. <https://doi.org/10.1134/s11490-008-4024-0>
11. Volodarsky E.T., Kukharchuk V.V., Podzharenko V.O., Serduk G.B. *Metrolohichne zabezpechennya vymiryuvan' i kontrolyu. Navch. posib.* [Metrological Measurements and Control]. Vinnytsia, Veles, 2001, 219 p. (Ukr)
12. Chinkov V.M. *Osnovy teoriiy pokhybok zasobiv vymiryuval'noy tekhniki* [Fundamentals of the Theory of Errors of Measuring Instruments]. Kharkiv, NTU "KhPI", 2008, 86 p. (Ukr)
13. Pavlenko Yu.F. *Zabezpechennya yednosti elektroradiovymiryuvan'* [Ensuring the Unity of Electrical and Radio Measurements ]. Kharkiv, NTU "KhPI", 2011, 230 p. (Ukr)
14. Chinkov V.M. *Dinamicheskkiye fil'try i ikh primeneniye pri spektral'nom analize sluchaynykh signalov* [Dynamic Filters and their Application in Spectral Analysis of Random Signals]. Kharkiv, "Pidruchnik" NTU "KhPI", 2012, 284 p. (Ukr)
15. Kisel' I.S. *Metrolohiya, tochnist' i nadiynist' zasobiv vymiryuvannya* [Metrology, Accuracy and Reliability in the Measurement]. Ivano-Frankivsk. Publishing house "Fakel". 2002. 400 p. (Ukr)

## Опис статті для цитування:

Сокол Є. І., Колісник К. В., Бернадська Т. В. Оцінка метрологічних характеристик методу спектрального аналізу для визначення морфології еритроцитів. *Технологія і конструювання в електронній апаратурі*, 2021, № 3–4, с. 45–49. <http://dx.doi.org/10.15222/TKEA2021.3-4.45>

## Cite the article as:

Sokol Ye. I., Kolisnyk K. V., Bernads'ka T. V. Evaluation of metrological characteristics of spectral analysis method for determining erythrocyte morphology. *Tekhnologiya i Konstruirovaniye v Elektronnoi Apparature*, 2021, no. 3–4, pp. 45–49. <http://dx.doi.org/10.15222/TKEA2021.3-4.45>

К. т. н. В. М. ЛИТВИНЕНКО<sup>1</sup>, к. т. н. Є. О. БАГАНОВ<sup>2</sup>, д. ф.-м. н. І. М. ВІКУЛІН<sup>3</sup>,  
к. т. н. В. Е. ГОРБАЧОВ<sup>3</sup>

Україна, <sup>1</sup>Херсонський навчально-виховний комплекс №33, <sup>2</sup>Херсонський національний  
технічний університет, <sup>3</sup>Одеська національна академія зв'язку ім. О. С. Попова

E-mail: hersonlvn@gmail.com

## ПОКРАЩЕННЯ ПАРАМЕТРІВ ПЛАНАРНОГО ІМПУЛЬСНОГО ДІОДА ПРИ ВИКОРИСТАННІ ГЕТЕРУВАННЯ

*Розглянуто причини та механізми впливу структурних дефектів на параметри імпульсного діода. Наведено експериментальні результати дослідження впливу гетерування, проведеного шляхом передокислювального високотемпературного відпалу пластин в атмосфері аргону, на параметри діодів. Показано, що запропонована технологія виготовлення структур імпульсного діода дозволяє істотно зменшити щільність дефектів пакування в активних областях діодів, у результаті чого знижується рівень зворотних струмів та зменшується розкид значень номінальної ємності діодів по площині пластини і, як наслідок, підвищується відсоток виходу придатних приладів.*

**Ключові слова:** гетерування, зворотний струм, номінальна ємність, діод, структурні дефекти, відпал.

Імпульсні діоди широко використовуються для роботи в високочастотних імпульсних схемах, однак їх вартість залишається порівняно високою через низький вихід придатних приладів на операціях контролю зворотного струму і номінальної ємності. Це багато в чому пов'язано з істотною залежністю їх електричних параметрів від щільності структурних дефектів і сторонніх домішок в активних областях діодів.

У схемах перемикачів імпульсні діоди працюють у режимі насичення, для якого дуже важливо мати мінімальний час перерозподілу накопиченого заряду, що пов'язано з часом життя носіїв заряду [1, 2]. Традиційним методом зменшення останнього є введення в об'єм кристала діодної структури домішок, які мають великий переріз захоплення носіїв заряду. Найчастіше в ролі такої домішки використовується золото [3, 4]. Відомо [5], що атоми золота, які знаходяться в міжвузлях кристалічної ґратки Si, мають донорні властивості — віддавши електрони в зону провідності, вони заряджаються позитивно. Атоми золота, що знаходяться у вузлах кристалічної ґратки Si, мають акцепторні властивості, тобто створюють у забороненій зоні Si акцепторні рівні, на які з валентної зони переходять електрони та заряджають їх негативно. Вочевидь, якщо акцепторні рівні створено в *n*-базі діода, вони будуть ефективно захоплювати неосновні носії заряду — дірки, інжектвані з *p*-області діода за час його прямого включення. Це дозволяє значно підвищити швидкість діода.

Бар'єрна ємність діода розраховується як [6]

$$C_{\text{ном}} = S_{p-n} \sqrt{\frac{e\epsilon\epsilon_0 N_6}{2(\phi_k + U_{\text{зв}})}}, \quad (1)$$

де  $S_{p-n}$  — площа *p-n*-переходу;

$e$  — заряд електрона;

$\epsilon_0, \epsilon$  — діелектрична проникність вакууму та кремнію відповідно;

$N_6$  — концентрація легуючої домішки в базі;

$\phi_k$  — контактна різниця потенціалів між *p*- і *n*-областями;

$U_{\text{зв}}$  — напруга зворотного зміщення.

Згідно з формулою (1), ємність діода визначається кількістю атомів фосфору, що заміщують атоми кремнію у вузлах кристалічної ґратки. У процесі легування діодних структур золотом частина атомів фосфору заміщується атомами Au, що призводить до зменшення ємності діода та збільшення його швидкодії.

Відомо [4, 7], що величина струму витоку, який протікає через зворотно зміщений *p-n*-перехід діода, залежить від числа генераційно-рекомбінаційних центрів, які знаходяться в області його просторового заряду. Атоми золота служать досить ефективними центрами рекомбінації, отже, процес дифузії золота, що застосовується для зменшення часу життя неосновних носіїв заряду, має істотний вплив на струм витоку діодів. Цей вплив значно підсилюється за наявності високої щільності структурних дефектів у активних областях діодних структур.

Струм витоку *p-n*-переходу, зумовлений виникненням носіїв заряду в центрах рекомбінації області просторового заряду *p-n*-переходу, визначається як [7]

$$I_g = egWA, \quad (2)$$

де  $g$  — швидкість генерації носіїв заряду;

$W$  — товщина області просторового заряду *p-n*-переходу при заданій зворотній напрузі;

$A$  — стала, що залежить від властивостей кристалу.



Очевидно, що величина  $g$  залежить від концентрації структурних дефектів у кремнії. Збільшення їх концентрації в активних областях діодних структур призводить до збільшення  $g$  та, як випливає з формули (2), до збільшення зворотного струму діодів.

У кремнії відбувається акумуляція атомів золота на структурних дефектах [8—12], що за наявності високої концентрації останніх призводить до неоднорідності легування, оскільки структурні дефекти зазвичай розподіляються по площині пластини нерівномірно. Наслідком цього є, по-перше, збільшення зворотних струмів діодів і, по-друге, збільшення коливання значень їх номінальної ємності по площині пластини. Обидва фактори призводять до зниження виходу придатних приладів.

Метою цієї роботи є дослідження впливу структурних дефектів на параметри імпульсного діода та можливості застосування гетерування для поліпшення його характеристик та підвищення виходу придатних приладів.

### Експериментальні зразки

Досліджувані діодні структури виготовлялися за стандартною планарно-епітаксальною технологією [13] на легованих фосфором кремнієвих епітаксійних структурах  $n$ -типу провідності з питомим опором  $1 \text{ Ом} \cdot \text{см}$  товщиною  $15 \text{ мкм}$ , вирощених на кремнієвій підкладці, орієнтованій за площиною (111). Для виготовлення діодних структур проводилися такі основні технологічні операції:

- термічне окислення пластин за температури  $T = 1150^\circ\text{C}$  з наступним чергуванням циклів окислення у кисні — сухому (15 хв), вологому (140 хв) та знов у сухому (55 хв);
- (I) фотолітографія для розкриття вікон у шарі діоксиду кремнію під дифузію бору;
- (I) загонка бору методом відкритої труби з джерела домішки  $\text{B}_2\text{O}_3$  при  $T = 1100^\circ\text{C}$  протягом 30 хв у суміші аргону (60 л/год) і сухого кисню (2 л/год);
- видалення боросилікатного скла в розчині плавикової кислоти;
- розгонка бору при  $T = 1150^\circ\text{C}$  у середовищі сухого кисню (50 л/год) протягом 5 год;
- видалення плівки двоокису кремнію на зворотному боці пластин травленням у плавиковій кислоті;
- осадження шару золота на зворотну сторону пластин за допомогою їх витримки в розчині на основі золотохлористоводневої кислоти;
- дифузія золота при  $T = 1100^\circ\text{C}$  у суміші азоту (130 л/год) і кисню (8 л/год) протягом 60 хв;
- (II) фотолітографія для розкриття вікон у шарі діоксиду кремнію для проведення загонки бору;
- (II) загонка бору при  $T = 1050^\circ\text{C}$  протягом 25 хв у суміші аргону (100 л/год) і кисню (5 л/год);
- видалення шару боросилікатного скла з використанням розчину плавикової кислоти;

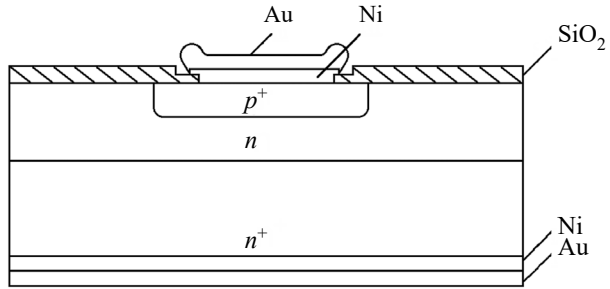


Рис. 1. Структура імпульсного діода, виготовленого за базовою технологією

• шліфування тильної сторони пластин для зменшення їх товщини до  $190\text{—}200 \text{ мкм}$ ;

• формування омичних контактів: хімічне осадження нікелю з двох сторін пластини з подальшим відпалом плівки нікелю при  $T = 740^\circ\text{C}$  у середовищі аргону (150 л/год) протягом 30 хв, проведення другої стадії хімічного осадження Ni, нанесення шару Au на обидві сторони пластини методом гальванічного осадження.

У результаті виконання всіх цих операцій було отримано структуру імпульсного діода, наведену на рис. 1.

### Дослідження структурних дефектів

Для з'ясування причин низького відсотка виходу придатних діодів були проведені металографічні дослідження. Для виявлення структурних дефектів використовувався травник Сіртла. Вид структурних дефектів і їх щільність оцінювалися за допомогою металографічного мікроскопа METAM-1.

На пластинах ще до проведення першої високо-температурної операції (термічне окислення) були виявлені епітаксціальні дефекти пакування, щільністю  $10^4\text{—}10^6 \text{ см}^{-2}$ . На рис. 2 наведено мікрофотографію поверхні однієї з досліджуваних епітаксціальних структур після селективного травлення в травнику Сіртла протягом 15 хв.

Після термічного окислення і видалення шару  $\text{SiO}_2$  в епітаксціальних структурах були виявлені окислювальні дефекти пакування щільністю до  $10^5 \text{ см}^{-2}$ ,

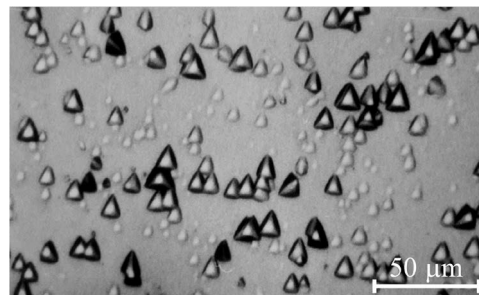


Рис. 2. Мікрофотографія поверхні епітаксальної плівки перед операцією термічного окислення після селективного травлення

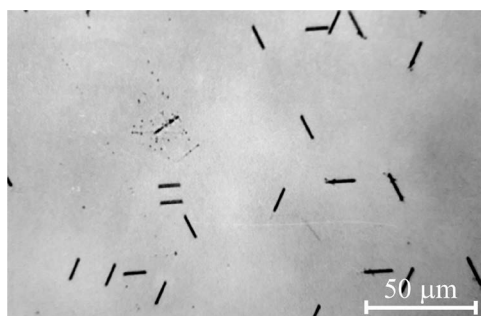


Рис. 3. Мікрофотографія поверхні епітаксiальної структури після термічного окислення та проведення селективного травлення

при цьому час травлення структур у травнику Сіртла склав 20 с (рис. 3).

### Технологія гетерування та дослідження її ефективності

Для запобігання утворенню структурних дефектів у зразках імпульсного діода необхідно було обрати ефективний метод гетерування — технологічний процес, який широко використовується у сучасному виробництві напівпровідникових приладів та інтегральних схем, що виготовляються на основі кремнію. Гетерування дозволяє накопичувати небажані домішки в неробочих ділянках пластин і повністю ліквідувати структурні дефекти або значно зменшити їх щільність у робочих областях [14, 15].

Класифікацію методів гетерування зазвичай проводять за технологією його здійснення: 1) утворення шару напівпровідникового матеріалу з порушеною кристалічною структурою; 2) нанесення гетеруючого шару; 3) проведення термообробки в спеціальному середовищі [14].

Широко використовуваним є метод гетерування за допомогою порушеного шару, принцип дії якого заснований на тому, що області порушень кристалічної структури стають стоками для точкових дефектів — вакансій і атомів швидкодіфундуючих домішок металів. Порушений шар створюється на неробочій стороні пластини, для чого використовуються лазерне випромінювання [16—18], шліфування [19], ударно-акустична обробка [14], ультразвуковий удар [19], дифузійне легування [20], іонна імплантація [21, 22].

Ефективне гетерування домішок можна здійснити за допомогою нанесення на поверхню кремнію плівок різного скла: фосфоро-, боро-, свинцево-силікатного, а також халькогенідного [23, 24]. Гетерування небажаних домішок в цьому випадку обумовлено їх підвищеною розчинністю в шарі скла. Також може наноситися шар поруватого кремнію [19].

У [25] показано, що високотемпературний відпал кремнієвих пластин перед термічним окисленням позитивно впливає на генерацію окислювальних дефектів пакування (ОДП). Помітне зменшен-

ня щільності ОДП пов'язують з розсмоктуванням у них ростових дефектів. При післяокислювальному високотемпературному відпалі пластин відбувається зменшення концентрації ОДП, що знаходяться поблизу поверхні, та утворення приповерхневої області, вільної від ОДП [14].

Поширеним способом гетерування у виробництві напівпровідникових приладів є відпал пластин у газовому середовищі, що містить хлор [26]. Дослідження цього способу показало, що поліпшення параметрів кремнію та виготовлених з нього приладів пов'язане з нейтралізацією небажаного впливу домішок металів, які або видаляються з поверхні кремнієвих пластин у вигляді летких сполук, або перетворюються в нейтральні комплекси.

З метою очищення приповерхневої області кремнієвих пластин від небажаних домішок використовують метод внутрішнього гетерування [27—29]. Він заснований на використанні кисню, що зазвичай присутній у кремнії. При довготривалому відпалі пластин починається його виділення на внутрішній частині пластини у вигляді преципітатів складу  $\text{SiO}_x$ , навколо яких існують механічні напружки, що призводить до утворення дислокацій та інших дефектів, які є ефективними центрами гетерування.

Труднощі вибору методу гетерування в нашому випадку полягали в тому, що для імпульсного діода, який виготовляється із застосуванням легування його структури золотом, не можна використовувати гетер, що функціонує протягом усього маршруту виготовлення діодних структур, через поглинання областю гетера атомів золота. Це унеможливило використання таких розповсюджених підходів, як, наприклад, гетер, створений на зворотному боці пластини за допомогою її шліфування, обробка зворотного боку пластини лазером, створення гетера на зворотному боці пластини за допомогою дифузії або іонного легування фосфором [13—16, 19] тощо.

Для вирішення проблеми були випробувані кілька методів гетерування дефектів, пов'язаних з передокислювальним і післяокислювальним відпалом в інертному середовищі [25, 26]. Найефективнішим виявився передокислювальний відпал пластин в атмосфері аргону (120 л/год) за температури 1170—1180°C протягом 4 год.

Для дослідження запропонованої технології виготовлення структур імпульсного діода було сформовано кілька дослідних партій, кожна з яких ділилася на дві частини: одна частина партії пластин була виготовлена за базовою технологією, друга частина — за розробленою технологією з гетеруванням. Передокислювальний відпал пластин проводився за температури 1175°C протягом 4 год в атмосфері аргону.

Ефективність використання передокислювального відпалу оцінювалася за вольт-фарадними та

вольт-амперними характеристиками зразків, що є ефективним інструментом для оцінки якості кремнієвих діодних структур [30], зокрема, за відсотком виходу придатних діодних структур при їх відбракуванні за двома критеріями:

- 1) значення номінальної ємності  $C_0$  (критерій придатності:  $C_0 \leq 2$  пФ за нульового зміщення);
- 2) величина зворотного струму  $I_{зв}$  (критерій придатності:  $I_{зв} \leq 0,2$  мкА за зворотної напруги 45 В).

Очевидно, що відсоток виходу придатних діодних структур при їх відбракуванні за значеннями  $C_0$  є обернено пропорційним розкиду значень  $C_0$  по площині пластини. Як видно з **таблиці** (партії пластин № 1-6 та № 1-г), використання запропонованої технології дозволяє підвищити вихід придатних діодних структур за цим критерієм на 8,9%, що непрямо підтверджує зменшення розкиду значень номінальної ємності структур по площині пластини.

*Вихід придатних діодних структур, виготовлених за базовою та розробленою технологією*

Технологія виготовлення діодних структур	Номер партії пластин	Вихід придатних діодних структур, %	
		за значенням номінальної ємності $C_0$	за значенням зворотного струму $I_{зв}$
Базова (без використання гетерування)	1-6	77,9	—
	2-6	—	86,7
	3-6	—	85,3
	4-6	—	84,6
Розроблена (з передокислювальним відпалом у Ag при 1175°C, 4 год)	1-г	86,8	—
	2-г	—	94,1
	3-г	—	95,2
	4-г	—	95,5

З наведених у таблиці результатів відбракування діодних структур за величиною зворотного струму (партії № 2-6, 3-6, 4-6 та № 2-г, 3-г, 4-г) видно, що запропонована технологія дозволяє підвищити вихід придатних за цим критерієм структур у середньому на 9,4%. Слід зазначити, що при цьому рівень їхніх зворотних струмів нижчий у 2—9 разів.

Проведені перед формуванням омичних контактів металографічні дослідження показали, що у діодних структур, виготовлених із застосуванням гетерування у вигляді передокислювального відпалу в атмосфері аргону, відсутні епітаксіальні та окислювальні дефекти пакування (**рис. 4**).

З вольт-фарадних та вольт-амперних характеристик досліджуваних діодних структур, які наведені на **рис. 5** та **6**, видно, що застосування гетерування дозволяє зменшити середнє значення їхньої номінальної ємності та істотно знизити розкид значень  $C_0$  по площині пластин і рівень зворотного струму, завдяки

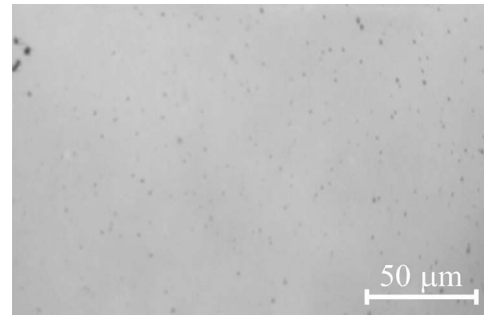


Рис. 4. Поверхня діодної структури, виготовленої із застосуванням передокислювального високотемпературного відпалу, після селективного травлення

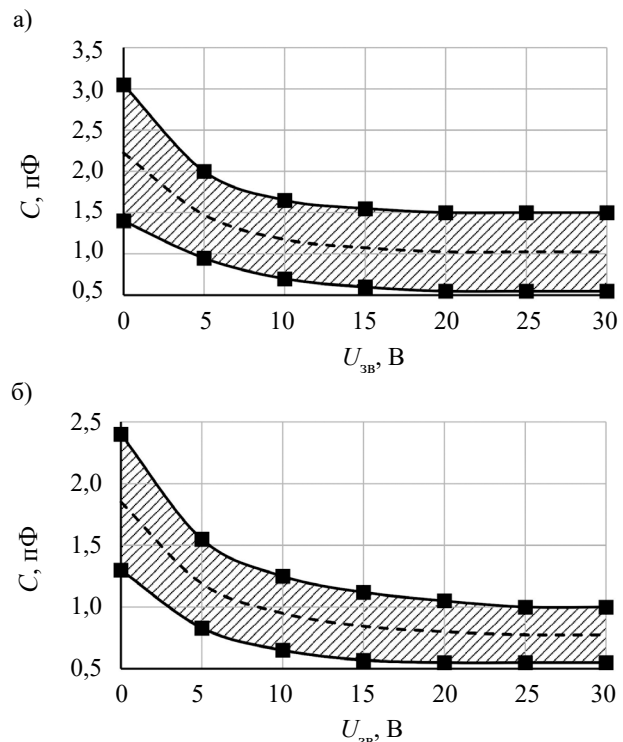


Рис. 5. Вольт-фарадні характеристики діодних структур, виготовлених за базовою технологією (а) та з використанням гетерування (б)

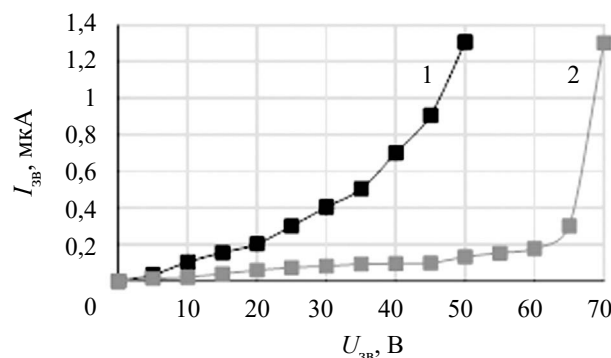


Рис. 6. Типові зворотні вольт-амперні характеристики діодних структур, виготовлених за базовою технологією (1) та з використанням гетерування (2)



чому збільшується відсоток виходу придатних приладів (див. таблицю).

Вплив відпалу, проведеного перед окисленням у середовищі аргону, на параметри діода можна пояснити наступним чином. У процесі відпалу відбувається розсмоктування епітаксialних дефектів пакування, а також пригнічення зародків окислювальних дефектів пакування, які утворилися в кремнії як при вирощуванні зливків, так і в процесі епітаксії. Це значною мірою запобігає утворенню окислювальних дефектів пакування на наступних високотемпературних операціях (термічне окислення, загонка та розгонка бору), що забезпечує рівномірний розподіл золота в базі діода та, як наслідок, значне зменшення розкиду значень ємності діодних структур по площині пластини, а також зниження величини їхніх зворотних струмів, рівень яких пов'язаний з впливом дефектів.

### Висновки

Таким чином, з проведених досліджень можна зробити висновок, що причиною низького відсотка виходу придатних структур імпульсного діода при контролюванні зворотного струму та номінальної ємності є дефекти пакування, які утворюються в активних областях діодів під час епітаксії та в процесах проведення високотемпературних технологічних операцій. Розроблена технологія виготовлення структур імпульсного діода із застосуванням гетерування шляхом проведення передокислювального високотемпературного відпалу пластин в атмосфері аргону дозволяє істотно зменшити щільність дефектів пакування в активних областях діодів, у результаті чого знижується рівень зворотних струмів і зменшується розкид значень номінальної ємності діодів по площині пластини і, як наслідок, підвищується відсоток виходу придатних приладів.

### ВИКОРИСТАНІ ДЖЕРЕЛА

1. Chen C.M., Arshad M.K.M., Rahim R.A. et al. The impacts of platinum diffusion to the reverse recovery lifetime of a high power diode devices. *MATEC Web Conf.*, 2016, vol. 78, 01089, 7 p. <https://doi.org/10.1051/mateconf/20167801089>
2. Mauch D. L., Zutavern F. J., Delhotal J. J. et al. Ultrafast reverse recovery time measurement for wide-bandgap diodes. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2017, vol. 32, iss. 12, pp. 9333–9341. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2017.2657491>
3. Викулин И.М., Стафеев В.И. *Физика полупроводниковых приборов*. Москва, Радио и связь, 1990, 264 с.
4. Болтакс Б.И., Бахадырханов М.К., Городецкий С.М. и др. *Компенсированный кремний*. Ленинград, Наука, 1972, 266 с.
5. Болтакс Б.И. *Диффузия и точечные дефекты в полупроводниках*. Ленинград, Наука, 1972, 384 с.
6. Тугов Н.М., Глебов Б.А., Чарыков Н.А. *Полупроводниковые приборы*. Москва, Энергоатомиздат, 1990, 576 с.
7. Климанов Е.А. О механизмах геттерирования генерационно-рекомбинационных центров в кремнии при диффузии фосфора и бора. *Успехи прикладной физики*, 2015, т. 3, № 2, с. 121–124.
8. Смутьский А.С. Бездислокационный кремний и создание современных полупроводниковых приборов. *Обзоры по электронной технике. Сер. 2. Полупроводниковые приборы*, 1983, т. 668, вып. 12, с. 12–43.
9. Таланин В.И., Таланин И.Е. Диффузионная модель образования ростовых микродефектов: новый подход к дефектообразованию в кристаллах (Обзор). *Физика твердого тела*, 2016, т. 58, вып. 3, с. 417–427. <https://doi.org/10.1134/S106378341603029X>
10. Kveder V., Khorosheva M., Seibt M. Interplay of Ni and Au atoms with dislocations and vacancy defects generated by moving dislocations in Si. *Solid State Phenomena*, 2016, vol. 242, p. 147–154. <https://doi.org/10.4028/www.scientific.net/SSP.242.147>
11. Khorosheva M. A., Kveder V. V., Seibt M. On the nature of defects produced by motion of dislocations in silicon. *Phys. Status Solidi A*, 2015, vol. 212, p. 1695–1703. <https://doi.org/10.1002/pssa.201532153>
12. Рейви К. *Дефекты и примеси в полупроводниковом кремнии*. Москва, Мир, 1984, 472 с.
13. Литвиненко В.М. *Фізика та технологія напівпровідникових діодів*. Херсон, ФОП Вишемирський В.С., 2018, 184 с.
14. Литвиненко В.Н., Богач Н.В. Дефекты и примеси в кремнии и методы их геттерирования. *Вісник ХНТУ*, 2017, т. 60, №1, с. 32–42.
15. Пилипенко В. А., Горушко В. А., Петлицкий А. Н. и др. Методы и механизмы геттерирования кремниевых структур в производстве интегральных микросхем. *Технология и конструирование в электронной аппаратуре*, 2013, № 2–3, с. 43–57.
16. Бохан Ю.И., Каменков В.С., Толочко Н.К. Доминирующие факторы лазерного геттерирования кремниевых пластин. *Физика и техника полупроводников*, 2015, т. 49, вып. 2, с. 278–282.
17. Пилипенко В.А., Вечер Д.В., Понарядов В.В. и др. Влияние лазерного геттерирования на структурные и электрические параметры эпитаксиальных слоев кремния. *Вестник БГУ. Сер. 1*, 2007, вып. 2, с. 39–42.
18. Vikulin I.M., Litvinenko V.N., Shutov S.V. et al. Enhancing parameters of silicon varicaps using laser gettering. *Tekhnologiya i konstruirovaniye v elektronnoy apparature*, 2018, no. 2, p. 29–32. <https://doi.org/10.15222/TKEA2018.2.29>
19. Немцев Г.З. Пекарев А.И., Чистяков Ю.Д., Бурмистров А.Н. Геттерирование точечных дефектов в производстве полупроводниковых приборов. *Зарубежная электронная техника*, 1981, т. 245, вып. 311, с. 3–63.
20. Литвиненко В.М. Исследование влияния сезонных факторов на обратные токи кремниевых варикапов. *Вісник ХНТУ*, 2016, т. 56, №. 1, с. 39–44.
21. Litvinenko V. N., Vikulin I.M., Gorbachev V.E. Improvement of the reverse characteristics of Schottky diodes using gettering. *Tekhnologiya i konstruirovaniye v elektronnoy apparature*, 2019, no. 1–2, p. 34–39. <https://doi.org/10.15222/TKEA2019.1-2.34>
22. Litvinenko V. N., Baganov Ye. A., Vikulin I.M., Gorbachev V.E. Influence of gettering on aluminum ohmic contact formation. *Tekhnologiya i konstruirovaniye v elektronnoy apparature*, 2020, no. 1–2, p. 45–50. <https://doi.org/10.15222/TKEA2020.1-2.45>
23. Верховский Е.И. Методы геттерирования примесей в кремнии. *Обзоры по электронной технике. Сер. 2. Полупроводниковые приборы*, 1981, вып. 8(838), с. 1–48.
24. Литвиненко В.Н., Дощенко Г.Г., Самойлов Н.А. Исследование геттерирующих свойств пленок халькогенидных стекол. *Биомедицинская инженерия и электроника*, 2016, № 3, 6 с.
25. Vasilev Yu.B., Verezub N.A., Mezheny M.V. et al. Features of defect formation under the thermal treatment of dislocation-free single-diameter silicon wafers with the specified distribution of oxygen-containing gettering centers in the bulk. *Russian*



*Microelectronics*, 2013, vol. 42, iss. 8, pp. 467–476. <https://doi.org/10.1134/S1063739713080155>

26. Харченко В.А. Проблемы надежности электронных компонентов. *Известия высших учебных заведений. Материалы электронной техники*. 2015, т. 18, № 1, с. 52–57. <https://doi.org/10.17073/1609-3577-2015-1-52-57>

27. Меженный М.В., Резник В.Я. Способ формирования эффективного промежуточного геттера в монокристаллических бездислокационных пластинах. Пат. 2512258 РФ, 2014.

28. Бахадирханов М.К., Исмаилов Б.К. Геттерирующие свойства кластеров атомов никеля в решетке кремния. *Приборы*, 2020, т. 240, № 6, с. 44–48.

29. Харченко В.А. Геттеры в кремнии. *Известия высших учебных заведений. Материалы электронной техники*, 2018, т. 21, № 1, с. 5–17. <https://doi.org/10.17073/1609-3577-2018-1-5-17>

30. Nyamhere C., Scheinemann A., Schenk A. et al. A comprehensive study of the impact of dislocation loops on leakage currents in Si shallow junction devices. *Journal of Applied Physics*, 2015, vol. 118, iss. 18, pp. 184501-1 – 184501-13. <https://doi.org/10.1063/1.4935293>

Дата надходження рукопису  
до редакції 17.05 2021 р.

DOI: 10.15222/TKEA2021.3-4.50  
UDC 621.382

V. M. LITVINENKO<sup>1</sup>, Ye. A. BAGANOV<sup>2</sup>,  
I. M. VIKULIN<sup>3</sup>, V. E. GORBACHEV<sup>3</sup>

Ukraine, <sup>1</sup>Kherson educational complex № 33,  
<sup>2</sup>Kherson National Technical University;

<sup>3</sup>Odessa National Academy of Telecommunications named after A. S. Popov

E-mail: hersonlvn@gmail.com

## IMPROVING PARAMETERS OF PLANAR PULSE DIODE USING GETTERING

*Pulse diodes are widely used as part of high-frequency pulse circuits. However, it should be noted that the cost of pulsed diodes remains relatively high, due to the low yield of suitable devices when they are sorted according to the criteria of reverse current and rated capacitance. This is largely caused by the significant dependence of their electrical parameters on the density of structural defects and impurities in the active regions of the diodes.*

*The study is devoted to identifying the causes and mechanisms of the low yield of diodes when they are sorted according to the criteria of reverse current and rated capacitance, as well as determining the possibility of using gettering operations to increase the yield of suitable devices.*

*It is found that the low yield of the diodes is caused by the structural defects that are formed in the active areas of the diodes during high-temperature technological operations. The paper describes the mechanisms in which the structural defects affect the electrical parameters of diodes.*

*The proposed technology for manufacturing diode structures using gettering of structural impurity defects by means of high-temperature annealing in an inert medium before the thermal oxidation operation is considered.*

*It is shown that high-temperature annealing of silicon structures before thermal oxidation eliminates packing defects formed during epitaxy, cleans the active areas of the diodes from nuclei of defects and unwanted impurities, and prevents the formation of structural defects in them during the subsequent high-temperature thermal operations. The use of the proposed technology allows increasing the yield of suitable diode structures by 8.9% when sorted according to rated capacitance and by 9.4% when sorted according to reverse current, the level of reverse currents reducing by 2–9 times.*

**Keywords:** gettering, reverse current, rated capacitance, diode, structural defects, annealing.

### REFERENCES

1. Chen C.M., Arshad M.K.M., Rahim R.A. et al. The impacts of platinum diffusion to the reverse recovery lifetime of a high power diode devices. *MATEC Web Conf.*, 2016, vol. 78, 01089, 7 p. <https://doi.org/10.1051/mateconf/20167801089>

2. Mauch D. L., Zutavern F. J., Delhotal J. J. et al. Ultrafast reverse recovery time measurement for wide-bandgap diodes. // *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2017, vol. 32, iss. 12, pp. 9333–9341. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2017.2657491>

3. Vikulin I.M., Stafeyev V.I. *Fizika Poluprovodnikovykh priborov* [Physics of Semiconductor Devices]. Moscow, Radio i Svyaz', 1990, 264 p. (Rus)

4. Boltaks B.I., Bakhadyrkhanov M.K., Gorodetsky S.M. et al. *Kompensirovannyi kremniy* [Compensated Silicon]. Leningrad, Nauka, 1972, 266 p. (Rus)

5. Boltaks B.I. *Diffuziya i tochechnyye defekty v poluprovodnikakh* [Diffusion and Point Defects in Semiconductors]. Leningrad, Nauka, 1972, 384 p. (Rus)

6. Tugov N.M., Glebov B.A., Charykov N.A. *Poluprovodnikovyye pribory* [Semiconductor Devices]. Moscow, Energoatomizdat, 1990, 576 p. (Rus)

7. Klimanov E.A. Mechanism of gettering the generation-recombination centers in silicon at diffusion of phosphorus and boron *Successes of Applied Physics*, 2015, vol. 3, no. 2, pp. 121–124. (Rus)

8. Smulsky A.S. Dislocation-free silicon and the creation of modern semiconductor devices. *Reviews on Electronic Engineering. Ser. 2. Semiconductor Devices*, 1983, vol. 668, iss. 12, pp. 12–43. (Rus)
9. Talanin V.I., Talanin I.E. Diffusion model of the formation of growth microdefects: a new approach to defect formation in crystals (Review). *Solid State Physics*, 2016, vol. 58, no. 3, pp. 427–437. <https://doi.org/10.1134/S106378341603029X>
10. Kveder V., Khorosheva M., Seibt M. Interplay of Ni and Au atoms with dislocations and vacancy defects generated by moving dislocations in Si. *Solid State Phenomena*, 2016, vol. 242, pp. 147–154. <https://doi.org/10.4028/www.scientific.net/SSP.242.147>
11. Khorosheva M. A., Kveder V. V., Seibt M. On the nature of defects produced by motion of dislocations in silicon. *Phys. Status Solidi A*, 2015, vol. 212, pp. 1695–1703. <https://doi.org/10.1002/pssa.201532153>
12. Ravi K.V. *Imperfections and Impurities in Semiconductor Silicon*. John Wiley & Sons, New York, 1981, 379 p.
13. Litvinenko V.M. *Fizyka ta tekhnologiya napivprovidnykovykh diodiv* [Physics and Technology of Semiconductor Diodes]. Kherson, Vyshemirsky V.S., 2018, 184 p. (Ukr)
14. Litvinenko V. N., Bohach N. V. Defects and impurities in silicon and methods for their gettering. *Visnyk of KhNTU*, 2017, vol. 60, iss. 1, pp. 32–42. (Rus)
15. Pilipenko V. A., Gorushko V. A., Petlitskiy A. N. et al. Methods and mechanisms of gettering of silicon structures in the production of integrated circuits. *Tekhnologiya i Konstruirovanie v Elektronnoi Apparature*, 2013, no. 2–3, pp. 43–57. (Rus).
16. Bokhan Yu.I., Kamenkov V.S., Tolochko N.K. Dominant factors of laser gettering of silicon wafers. *Semiconductors Physics and Technology*, 2015. vol. 49, iss. 2, pp. 278–282. (Rus)
17. Pilipenko V.A., Vecher D.V., Ponaryadov V.V. et al. Influence of laser gettering on the structural and electrical parameters of epitaxial silicon layers. *Vestnik of BSU. Ser. 1*, 2007, iss. 2, pp. 39–42. (Rus)
18. Vikulin I.M., Litvinenko V.N., Shutov S.V. et al. Enhancing parameters of silicon varicaps using laser gettering. *Tekhnologiya i Konstruirovanie v Elektronnoi Apparature*, 2018, no. 2, pp. 29–32. <https://doi.org/10.15222/TKEA2018.2.29>
19. Nemtsev G.Z. Pekarev A.I., Chistyakov Yu.D., Burmistrov A.N. Gettering point defects in semiconductor device manufacturing. *Foreign Electronic Technology*, 1981, vol. 245, iss. 311, pp. 3–63. (Rus)
20. Litvinenko V.M. Investigation of the influence of seasonal factors on reverse currents of silicon varicaps. *Visnyk of KhNTU*, 2016, vol. 56, iss. 1, pp. 39–44. (Rus)
21. Litvinenko V. N., Vikulin I.M., Gorbachev V.E. Improvement of the reverse characteristics of Schottky diodes using gettering. *Tekhnologiya i Konstruirovanie v Elektronnoi Apparature*, 2019, no. 1–2, pp. 34–39. <https://doi.org/10.15222/TKEA2019.1–2.34>
22. Litvinenko V. N., Baganov Ye. A., Vikulin I.M., Gorbachev V.E. Influence of gettering on aluminum ohmic contact formation. *ekhnologiya i Konstruirovanie v Elektronnoi Apparature*, 2020, no. 1–2, pp. 45–50. <https://doi.org/10.15222/TKEA2020.1-2.45>
23. Verkhovsky E.I. Methods for gettering impurities in silicon. *Reviews on Electronic Technology. Ser. 2. Semiconductor Devices*, 1981, iss. 8 (838), pp. 1–48. (Rus)
24. Litvinenko V.N., Doshchenko G.G., Samoilov N.A. Investigation of the gettering properties of chalcogenide glass films. *Biomedical Engineering and Electronics*, 2016, no. 3, 6 p. (Rus)
25. Vasilev Yu.B., Verezub N.A., Mezhenyi M.V. et al. Features of defect formation under the thermal treatment of dislocation-free single-diameter silicon wafers with the specified distribution of oxygen-containing gettering centers in the bulk. *Russian Microelectronics*, 2013, vol. 42, iss. 8, pp. 467–476. <https://doi.org/10.1134/S1063739713080155>
26. Kharchenko V.A. Problems of reliability of electronic components. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii. Materials of Electronics Engineering*, 2015, vol.18, iss. 1, pp. 52–57. <https://doi.org/10.17073/1609-3577-2015-1-52-57> (Rus)
27. Mezhenyi M.V., Reznik V. Ya. [The Method of Forming an Efficient Internal Getter in Single-Crystal Dislocation-Free Wafers]. *Patent 2512258 RF*, 2014. (Rus).
28. Bakhadirhanov M.K., Ismailov B.K. Hettering properties of clusters of nickel atoms in the silicon lattice. *Devices*, 2020. vol. 240, iss. 6, pp. 44–48. (Rus)
29. Kharchenko V.A. The getters in silicon. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii. Materialy Elektronnoi Tekhniki = Materials of Electronics Engineering*, 2018, vol. 21, iss. 1, pp. 5–17. <https://doi.org/10.17073/1609-3577-2018-1-5-17> (Rus)
30. Nyamhere C., Scheinmann A., Schenk A. et al. A comprehensive study of the impact of dislocation loops on leakage currents in Si shallow junction devices. *Journal of Applied Physics*, 2015, vol. 118, iss. 18, pp. 184501-1 – 184501-13 <https://doi.org/10.1063/1.4935293>

**Опис статті для цитування:**

Литвиненко В. М., Баганов Є. О., Вікулін І. М., Горбачов В. Е. Покращення параметрів планарного імпульсного діода при використанні гетерування. *Технологія та конструювання в електронній апаратурі*, 2021, № 3–4, с. 50–56. <http://dx.doi.org/10.15222/TKEA2021.3-4.50>

**Cite the article as:**

Litvinenko V. M., Baganov Ye. A., Vikulin I. M., Gorbachev V. E. Improving parameters of planar pulse diode using gettering. *Tekhnologiya i Konstruirovanie v Elektronnoi Apparature*, 2021, no. 3–4, pp. 50–56. <http://dx.doi.org/10.15222/TKEA2021.3-4.50>

Д. ф.-м. н. О. С. ТОНКОШКУР, к. ф.-м. н. О. В. ІВАНЧЕНКО

Україна, Дніпровський національний університет імені Олеся Гончара

E-mail: IvanchenkoAV@ukr.net

## ЗАСТОСУВАННЯ ШАРУ НА ОСНОВІ МАТЕРІАЛІВ З ФАЗОВИМ ПЕРЕХОДОМ «МЕТАЛ — НАПІВПРОВІДНИК» ДЛЯ ЕЛЕКТРОТЕПЛООВОГО ЗАХИСТУ СОНЯЧНИХ ЕЛЕМЕНТІВ

*Шляхом моделювання досліджено кінетичні залежності розподілів температури, струму і напруги фотоелектричного елемента з додатковим шаром на основі матеріалів з фазовим переходом «метал — напівпровідник», які знаходяться в тепловому контакті. Показано, що основою застосування таких терморезисторних шарів для реалізації захисту сонячних фотоелементів від електричного перегріву є істотне перевищення їхнього опору в «холодному» стані відносно опору освітленого прямозміщеного сонячного елемента, а також опір зазначених шарів, який у «нагрітому» стані має бути значно меншим за опір зворотноміщеного фотоелемента та джерела живлення.*

*Ключові слова:* сонячний елемент, терморезистор, фазовий перехід, перенапруга, локальний перегрів.

Проблема локальних перегрівів і появи так званих гарячих плям у сонячних батареях (СБ), яка була виявлена на ранніх етапах їх використання, до теперішнього часу є однією з найактуальніших. Наявність дефектних сонячних елементів у електричному колі СБ призводить до значного зниження функціональних можливостей всієї системи енергогенерування аж до її повного виходу з ладу.

Основний метод, який використовується для запобігання виникненню гарячих плям, — встановлення пасивного байпасного (обвідного) діода паралельно ланцюгу фотоелектричних сонячних елементів (СЕ) [1—3]. Проте дослідження систем з байпасними діодами показали, що гарячі плями все ж виникають, і це призводить до прискореного погіршення характеристик СБ. Методами моделювання та експериментальними дослідженнями показано, що часткове затемнення ланцюга СЕ з обвідним діодом може призвести до розсіювання значної кількості тепла і формування гарячих плям [4, 5].

Розробці нових методів і засобів запобігання електричним перевантаженням, що призводять до появи локальних перегрівів й інших відмов у СБ, приділяється значна увага. Тут слід відзначити рішення такої задачі шляхом використання СЕ з низькою напругою зворотного пробоя [6]; включення до СБ додаткових елементів — активних обвідних транзисторних перемикачів [6, 7]; методи і технічні засоби, що ґрунтуються на виявленні гарячих плям за допомогою автоматизованих систем відстеження точки максимальної потужності MPPT (*maximum power point tracking*) в поєднанні з активним захистом способом розімкнутого контуру [8]. Але всі ці схемотехнічні підходи не є достатньо ефективними за технічними та економічними показниками [3, 4, 6—8].

Останнім часом одним з нових перспективних напрямів вирішення проблеми захисту компонентів фотоелектричних систем від електричних перевантажень вважається застосування елементів сучасної твердотільної електроніки, зокрема виробів на основі варисторної кераміки і позисторних наноконструкцій [9—11]. Прийнятий в дослідженнях підхід базується на використанні недорогих самовідновлювальних запобіжників PolySwitch, виготовлених з композитних матеріалів типу нановуглецевий наповнювач у полімерній матриці. Пропонується використовувати базову функціональну властивість самовідновлювального запобіжника — стрибкоподібне збільшення опору на кілька порядків при досягненні критичної температури та повернення в початковий високопровідний стан при зниженні температури. Проведені останнім часом дослідження дозволили обґрунтувати загальні схеми використання самовідновлювальних запобіжників для обмеження струму в паралельних з'єднаннях фотоелектричних елементів і шаруватих структур типу «варистор — самовідновлювальний запобіжник», що знаходяться в тепловому контакті, для обмеження напруги у фотоелектричних модулях з байпасними діодами.

Слід зазначити, що розглянуті засоби реалізують захист за способом розімкнутого контуру, при цьому вхідними параметрами є електричні величини (сила струму або перенапруга). Проте видається актуальною розробка елементів захисту, що реагують безпосередньо на підвищення температури. Одним з можливих рішень такого завдання представляється використання терморезисторів на основі матеріалів з фазовим переходом «метал — напівпровідник» (ФПМН) [12]. Ці твердотільні елементи мають стрибкоподібну зростаючу залежність

електричної провідності від температури [13—16]. Вони широко застосовуються при реалізації пристроїв автоматики, контролю, перемикачів і обмежувачів потужності, термоелектричних перетворювачів електричних і оптичних сигналів [13, 17—20]. Однак відомості про їх використання в сонячних батареях у літературі не зустрічаються. Для просування ж в цьому напрямку необхідно проводити аналіз, обґрунтування можливостей і перспектив використання терморезисторів на основі матеріалів з ФПМН для запобігання перегрівів у ланцюгах фотоелектричних систем сонячних батарей.

В представленій роботі наводяться результати моделювання та аналіз електричних характеристик фотоелектричного елемента з додатковим шаром з критичного терморезистора на основі діоксиду ванадію, що знаходяться в тепловому контакті, в умовах електричного перегріву.

### Фізичні основи

Конструкцію та еквівалентну електричну схему досліджуваного об'єкта, що являє собою двошарову структуру із монокристалічного кремнієвого фотоелектричного елемента і шару матеріалу з ФПМН (діоксиду ванадію), представлено на **рис. 1, 2**.

За відносно низьких температур (до температури фазового переходу  $T_r = 340$  К) терморезисторний шар на основі діоксиду ванадію має електричний опір  $R_{IT}$ , величина якого близька до опору діелектриків і розраховується, як  $R_{IT} = d_2/S/\sigma_I$ , де  $S$ ,  $d_2$  — площа і товщина терморезисторного шару;  $\sigma_I$  — електрична провідність терморезистора в низькопровідному стані. У вузькому температурному діапазоні поблизу  $T_r$  такий терморезисторний шар переходить у стан з високою провідністю, а його електричний опір  $R_c$  стрибкоподібно зменшується до значень, близьких до опору металів.

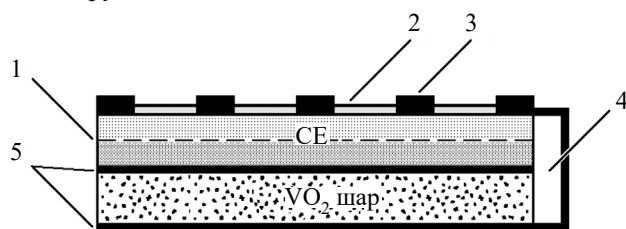


Рис. 1. Досліджувана структура:

1 — p-n-перехід фотоелектричного елемента; 2, 3 — просвітлювальне покриття та металеві сітки (електрод) фотоелектричного елемента; 4 — шар ізолятора; 5 — електропровідні шари

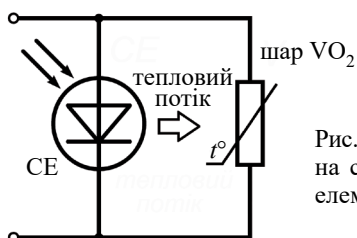


Рис. 2. Еквівалентна електрична схема фотоелектричного елемента із захистом від перенапруги

Температурну залежність електричної провідності  $\sigma(T)$  такого терморезисторного матеріалу можна апроксимувати рівнянням, аналогічним відомому у фізиці сегнетоелектриків і феромагнетиків закону Кюри — Вейса [21]:

$$\sigma(T) = \begin{cases} \frac{\sigma_I (T_r - 273)}{T_r - T}, & \text{якщо } T < T_r; \\ \sigma_h, & \text{якщо } T \geq T_r, \end{cases} \quad (1)$$

де  $\sigma_h$  — вибрана константа, яка визначається значеннями  $\sigma(T)$  в діапазоні температур, що відповідає стану високої провідності.

Слід зазначити, що ці параметри і величина стрибка електропровідності істотно залежать від технології отримання та структурних добавок [22—26].

Таким чином, якщо температура фотоелектричного елемента нижче  $T_r$ , що відповідає умовам режиму фотогенерації в сонячних модулях, то електричний опір паралельно включеного йому терморезисторного шару  $R_{IT}$  має бути значно вищим за опір освітленого прямозміщеного фотоелектричного елемента  $r_s$  і не впливати на його роботу, тобто

$$R_{IT} \gg r_s. \quad (2)$$

Якщо на фотоелектричний елемент подається зворотна напруга, яка відповідає стану його затінення (або несправності), то він має порівняно великий опір  $r_{sh}$  і нагрівається струмом інших освітлених фотоелектричних елементів сонячного модуля, який протікає через нього [7, 27].

Тепло, що розсіюється пластиною СЕ, нагріває шар терморезистора, який знаходиться в тепловому контакті й електрично паралельно з'єднаний з ним, і викликає різке зменшення його опору до  $R_{hT}$  ( $R_{hT} = d_2/S/\sigma_h$ ), яке «закорочує» зворотнозміщений СЕ. При виконанні умов

$$\begin{cases} R_{hT} \ll (n-1)r_s; \\ R_{hT} \ll r_{sh}, \end{cases} \quad (3)$$

відбувається перерозподіл вхідної перенапруги між СЕ всього модуля, що в результаті забезпечує необхідне зниження падіння напруги на фотоелектричному шарі.

### Основні рівняння

Математична модель, що дозволяє проаналізувати вплив обмеження зворотної напруги на фотоелектричний елемент і визначити найбільш ефективні режими такого захисту електричних кіл, оснований на рівняннях теплового балансу з урахуванням теплового контакту між шарами структури (рис. 1, 2).

Кінетика процесу виникнення локального перегріву включає поширення високої температури в поздовжніх напрямках розглянутої шаруватої структури до моменту спрацювання її терморезисторного



шару (площею  $S$ ), що спричиняє коротке замикання пластини фотоелемента. У першому наближенні для опису цього процесу представляється обґрунтованим розглядати область локального перегріву як систему з зосередженими параметрами.

Систему рівнянь і початкових умов можна записати в наступному вигляді:

$$\begin{cases} c_1 \rho_1 d_1 S \frac{dT_1}{dt} = P_1 - \frac{T_1 - T_0}{RT_{dis}} - \frac{T_1 - T_2}{RT_{con}}; \\ c_2 \rho_2 d_2 S \frac{dT_2}{dt} = P_2 - \frac{T_2 - T_0}{RT_{dis}} + \frac{T_1 - T_2}{RT_{con}}; \end{cases} \quad (4)$$

$$T_1(0) = T_2(0) = T_0,$$

де  $c_i$  — питома теплоємність фотоелектричних (індекс  $i = 1$ ) і терморезисторних (індекс  $i = 2$ ) елементів ( $c_1 = 0,7$  Вт·с/г·К,  $c_2 = 0,465$  Вт·с/г·К [28—30]);

$\rho_i$  — густина ( $\rho_1 = 2,328$  г/см<sup>3</sup>,  $\rho_2 = 4,571$  г/см<sup>3</sup> [28—30]);

$d_i$  — товщина ( $d_1 = 0,02$  см,  $d_2 = 0,1$  см);

$S$  — площа ( $S_1 = S_2 = S$ );

$T_i$  — температура;

$P_i$  — електрична потужність елементів, що перетворюється в теплову;

$T_0$  — температура навколишнього середовища (прийнято  $T_0 = 300$  К);

$RT_{dis}$  — тепловий опір розсіювання в навколишнє середовище (прийнятий однаковим для обох шарів конструкції);

$RT_{con}$  — тепловий опір теплопередачі контакту між шарами конструкції.

Електрична потужність елементів розраховується згідно з виразами

$$P_1 = \frac{U}{R_s + \frac{R_1(T_1) \cdot R_2(T_2)}{R_1(T_1) + R_2(T_2)}} \cdot R_1(T_1);$$

$$P_2 = \frac{U}{R_s + \frac{R_1(T_1) \cdot R_2(T_2)}{R_1(T_1) + R_2(T_2)}} \cdot R_2(T_2),$$

де  $R_1, R_2$  — електричний опір фотоелектричних і терморезисторних елементів відповідно;

$U, R_s$  — напруга та внутрішній опір джерела живлення,  $U \approx E = (n-1) \cdot u_F$ ,  $R_s = (n-1) \cdot r_s$ ;

$u_F, r_s$  — генерована напруга і електричний опір окремого освітленого прямокутного СЕ (приймалось  $u_F = 0,56$  В,  $r_s \approx 0,01$  Ом);

$n$  — число СЕ, послідовно з'єднаних з паралельно приєднаним обвідним діодом, які утворюють підмодуль сонячного фотоелектричного модуля [7].

Температурна залежність зворотного опору фотоелектричного елемента  $r_{sh} = R_1$  з використанням уявлень [31, 32] може бути апроксимована рівнянням

$$R_1(T) = R_1(T_0) \cdot \exp \left[ -\frac{\Delta E_g}{mkT} \cdot \left( \frac{1}{T_0} - \frac{1}{T} \right) \right], \quad (5)$$

де  $\Delta E_g$  — заборонена зона напівпровідникового матеріалу фотоелектричного елемента (для кремнію  $\Delta E_g = 1,11$  еВ);

$k$  — постійна Больцмана;

$m$  — поправочний коефіцієнт для визначення енергії активації цієї температурної залежності (визначається експериментально, приймалося  $m = 2$ ).

Температурна залежність електричного опору терморезисторного шару на основі діоксиду ванадію з урахуванням виразу (1) описується рівнянням

$$R_2(T) = \frac{d_2}{S \cdot \sigma(T)}. \quad (6)$$

### Кінетичні характеристики електричних параметрів досліджуваного фотоелектричного елемента

#### Кінетика обмеження температури і зворотної напруги

Кінетичні залежності розподілу температури, струму та напруги двошарової структури на основі монокристалічного кремнієвого фотоелектричного елемента і терморезисторного шару, коли елек-

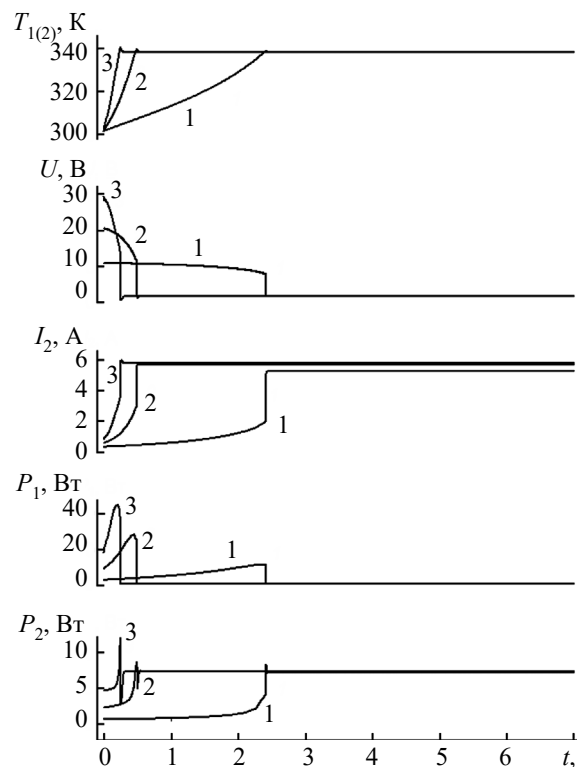


Рис. 3. Кінетичні залежності температури, падіння напруги, струму та потужності розсіювання області локального перегріву затіненого зворотнорозміщеного СЕ (індекс 1) і терморезисторного шару (індекс 2) структури при прикладенні постійної напруги, яка створюється послідовним з'єднанням 20 (1), 40 (2) та 60 (3) освітлених СЕ

тронний  $p$ - $n$ -перехід СЕ зміщено у зворотному напрямку, показано на **рис. 3**. Для чисельних експериментів приймалися типові величини  $RT_{dis} = 10$  К/Вт,  $RT_{con} = 0,1$  К/Вт і наведені вище значення фізичних параметрів матеріалів компонентів досліджуваної структури. За температури  $T_0 = 300$  К опори  $r_{sh} \approx R_1$  та  $R_2$  дорівнюють, відповідно, 50 та 1,8 кОм, а при  $T > T_{tr} = 340$  К їх значення, згідно з виразами (1) і (5), складають 5,0 та 0,13 Ом.

Як видно з рис. 3, кінетичні залежності температури  $T_{1,2}(t)$  і струму  $I(t)$  досліджуваної структури різко зростають на початкових ділянках, що корелює з спостереженнями для зворотнозміщених СЕ в передпробійному режимі [33]. Цьому відповідає зростання потужності розсіювання як для СЕ  $P_1(t)$ , так і для терморезисторного шару  $P_2(t)$ . Збільшення температури призводить до зниження падіння напруги  $U$  на структурі через зменшення її електричного опору і перерозподілу загальної напруги, що відповідає схемі на рис. 2. У результаті досягається стабільний стан з постійними параметрами — температурою структури, близькою до температури ФПМН терморезисторного шару, значеннями струму й потужності розсіювання терморезисторного шару. При цьому падіння напруги й потужність розсіювання на СЕ будуть незначними. Таким чином буде реалізовано тепловий і електричний захист СЕ.

Зі збільшенням діючої напруги  $U$ , тобто зі зростанням у ланцюзі кількості СЕ  $n$ , зменшується час спрацювання розглянутого захисту та збільшується пік потужності через те, що величина електричної енергії, необхідної для нагрівання структури до критичної температури, залишається однією і тією ж.

#### Вплив параметрів терморезисторного шару

Як впливає з фізичних основ розглянутого способу захисту від електротеплових перевантажень СЕ, основними параметрами, що підбираються, є тепловий опір розсіювання до навколишнього середовища  $RT_{dis}$  і електричний опір шару терморезистора, зокрема низькотемпературне його значення  $R_{IT}$ . При цьому слід взяти до уваги, що стрибкоподібну зміну величини опору при фазовому переході, яка визначається конкретною технологією виготовлення, можна вважати фіксованою.

Як впливає величина параметра  $R_{IT}$  на кінетику процесу обмеження зворотної напруги для структури СЕ з терморезисторним шаром можна побачити з **рис. 4, а**.

Зменшення значень низькотемпературного опору терморезисторного шару  $R_{IT}$  призводить до зменшення часу спрацювання розглянутого пристрою (криві 1, 2). Проте ця тенденція спостерігається до значень  $R_{IT}$ , відповідних стану «холодного» опору зворотнозміщеного СЕ  $r_{sh}$  ( $r_{sh} = R_1(T_0)$ ). При  $R_{IT} \ll r_{sh}$  кількості розсіюваної потужності недостатньо для виникнення істотного перегріву СЕ (криві 3, 4).

Важливим, регульованим в певних межах, параметром є тепловий опір розсіювання зовнішніх поверхонь структури до навколишнього середовища  $RT_{dis}$ . Як видно з рис. 4, б, величина цього опору також істотно впливає на час спрацювання захисного терморезисторного шару. Збільшення  $RT_{dis}$  до певних меж призводить до зростання швидкодії захисту. Криві 4 свідчать, що при дуже інтенсивному тепловідведенні (невеликих  $RT_{dis}$ ) потужності розсіюван-

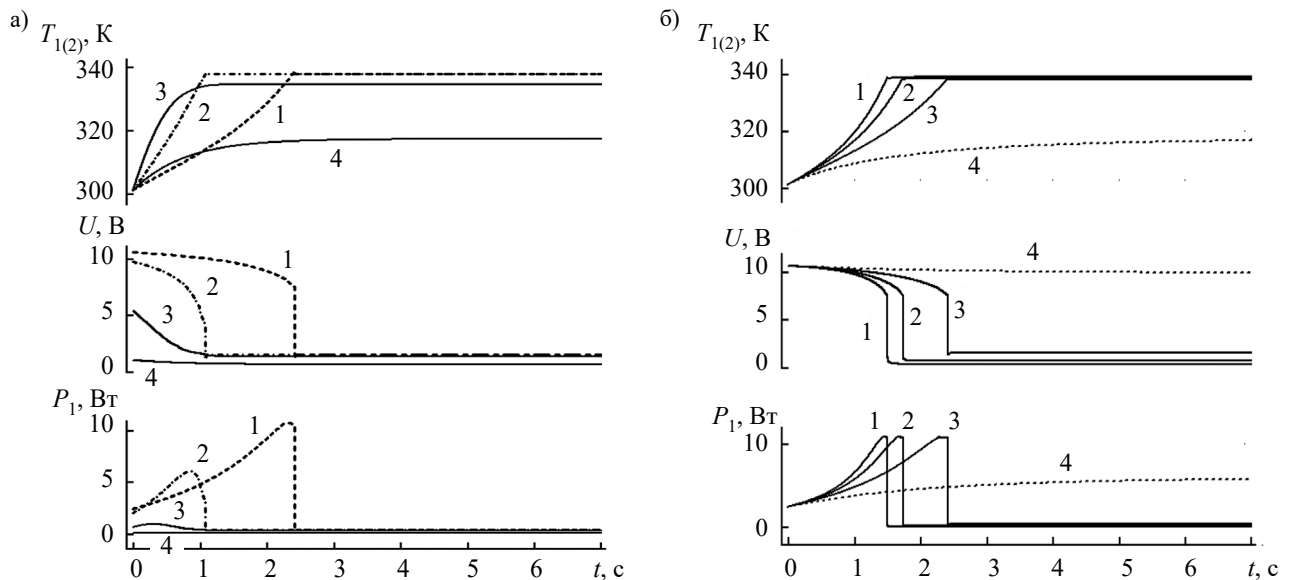


Рис. 4. Кінетичні залежності температури, падіння напруги та потужності розсіювання для області локального перегріву затіненого зворотнозміщеного СЕ (індекс 1) і терморезисторного шару (індекс 2) досліджуваної структури при прикладенні постійної напруги, яка створюється послідовним з'єднанням 20 освітлених СЕ, за різних значень  $R_{IT}$  (а) та  $RT_{dis}$  (б):

а)  $R_{IT}$ , Ом: 1 — 1860; 2 — 186; 3 — 18,6; 4 — 1,86 ( $R_{IT} \gg r_s$ ,  $RT_{dis} = 10$  К/Вт,  $R_1(T_0) = 50$  Ом)

б)  $RT_{dis}$ , К/Вт: 1 — 50; 2 — 20; 3 — 10; 4 — 5

ня недостатньо для нагрівання СЕ до температури ФПМН в терморезисторному шарі й прикладувана до СЕ напруга не змінюється.

### Висновки

Результати моделювання процесу обмеження зворотної напруги, проведеного з використанням типових параметрів фотоелементів на основі монокристалічного кремнію і терморезисторних шарів з фазовим переходом «метал — напівпровідник» з діоксиду ванадію, що знаходяться в тепловому контакті, дозволили встановити такі закономірності.

Базовими умовами застосування матеріалів з ФПМН для захисту сонячних елементів від електричних перегрівів є істотне перевищення опору терморезисторного шару в «холодному» стані (при  $T < T_{tr}$ ) опору освітленого прямозміщеного фотоелектричного елемента, і незначна його величина у «нагрітому» (при  $T \geq T_{tr}$ ) в порівнянні з опорами зворотноміщеного СЕ та джерела живлення, створюваного освітленими СЕ модуля.

Струм і температура на зворотноміщеному фотоелектричному елементі обмежуються і стабілізуються, а падіння напруги різко зменшується з моменту, коли температура терморезисторного шару досягає значень, близьких температурі його переходу в низькопровідний стан.

Зі збільшенням напруги фотогенерації зменшується час спрацьовування аналізованої схеми захисту від перенапруги і збільшується максимальний струм через досліджувану структуру.

Для розглянутих структур з терморезисторними шарами з меншими значеннями «холодного» опору і з однаковими іншими параметрами спостерігається зменшення часу спрацьовування й амплітуди струму розігріву СЕ. При зменшенні тепловтрат СЕ з електричним захистом на основі шарів терморезистора з ФПМН на дисипацію в навколишнє середовище також має місце збільшення її швидкодії.

Наведені результати можна розглядати як обґрунтування перспективи описуваного підходу для захисту від електротеплових перевантажень фотоелектричних елементів у сонячних модулях. Разом з тим, однак, необхідно зазначити наступне. Максимальна температура експлуатації найпоширеніших кремнієвих фотоелектричних елементів лежить в межах 60—85°C [34, 35]. Якщо терморезисторний шар виконати з чистого діоксиду ванадію (температура ФПМН 68°C), може виникнути ситуація спрацьовування захисту освітленого СЕ при його розігріві сонячним випромінюванням. У зв'язку з цим для фотоелектричних сонячних елементів, максимальна температура експлуатації яких перевищує 68°C, важливим є підбір і створення терморезисторних матеріалів з більш високою температурою фазового переходу.

### ВИКОРИСТАНІ ДЖЕРЕЛА

1. Köntges M., Kurtz S., Packard C. et al. *Review of failures of photovoltaic modules*. IEA PVPS Task 13, 2014, 132 p.
2. Humaid V., Kumar M., Gupta R. Bypass diode effect on temperature distribution in crystalline silicon photovoltaic module under partial shading. *Solar Energy*, 2020, vol. 208, pp. 182–194. <https://doi.org/10.1016/j.solener.2020.07.087>
3. Han H., Dong X., Li B. et al. Degradation analysis of crystalline silicon photovoltaic modules exposed over 30 years in hot-humid climate in China. *Solar Energy*, 2018, vol. 170, pp. 510–519. <https://doi.org/10.1016/j.solener.2018.05.027>
4. Oh W., Choi H., Seo K. W. et al. Evaluation based on performance and failure of PV system in 10 years field-aged 1 MW PV power plant. *Microelectronics Reliability*, 2020, vol. 114, p. 113763. <https://doi.org/10.1016/j.microrel.2020.113763>
5. Karimi M., Samet H., Ghanbari T., Moshksar E. A current based approach for hotspot detection in photovoltaic strings. *International Transactions on Electrical Energy Systems*, 2020, vol. 30, no. 9, p. e12517. <https://doi.org/10.1002/2050-7038.12517>
6. Kim K. A., Krein P. T. Reexamination of photovoltaic hot spotting to show inadequacy of the bypass diode. *IEEE Journal of Photovoltaics*, 2015, vol. 5, no. 5, pp. 1435–1441. <https://doi.org/10.1109/JPHOTOV.2015.2444091>
7. Daliento S., Di Napoli F., Guerriero P., d'Alessandro V. A modified bypass circuit for improved hot spot reliability of solar panels subject to partial shading. *Solar Energy*, 2016, vol. 134, pp. 211–218. <https://doi.org/10.1016/j.solener.2016.05.001>
8. Sanchez Pacheco F. J. *Photovoltaic systems distributed monitoring for performance optimization*. Doctoral thesis, Universidad de Málaga, Málaga, España, 2015.
9. Ivanchenko A. V., Tonkoshkur A. S., Mazurik S. V. Application of varistor-posistor structure for protection from overvoltages of photovoltaic cells of solar arrays. *Journal of Physics and Electronics*, 2019, vol. 27, no. 1, pp. 79–88. <https://doi.org/10.15421/331913>
10. Tonkoshkur A. S., Ivanchenko A. V. Modeling of electrical characteristics of photovoltaic solar arrays with protection against current overloads based on PolySwitch elements. *Multidiscipline Modeling in Materials and Structures*, 2020, vol. 16, no. 3, pp. 425–438. <https://doi.org/10.1108/MMMS-01-2019-0022>
11. Ivanchenko A. V., Tonkoshkur A. S. Application of a polymer nanocomposite with carbon filler to limit overvoltages in a photovoltaic element. *Journal of Advanced Dielectrics*, 2020, vol. 10, no. 5, p. 2050020. <https://doi.org/10.1142/S2010135X20500204>
12. Тонкошкур О. Перспективи застосування обмежувачів потужності на основі матеріалів з фазовим переходом метал-напівпровідник у фотоелектричних системах сонячних електростанцій. *Матеріали ІХ МНПК «Інформаційно-аналітичне забезпечення прийняття управлінських рішень щодо енергетичних та соціально-економічних проблем України»*, Україна, Дніпро, 2021, с. 102–104. <https://doi.org/10.46489/iazpur-08>
13. Nordquist C. D., Leonhardt D., Custer J. O. et al. Power handling of vanadium dioxide metal-insulator transition RF limiters. *Proceedings of 2018 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Advanced Materials and Processes for RF and THz Applications (IMWS-AMP)*. USA, MI, Ann Arbor, 2018, pp. 1–3. <https://doi.org/10.1109/IMWS-AMP.2018.8457150>
14. Андреев В. Н., Климов В. А. Фазовый переход металл-диэлектрик в тонких пленках диоксида ванадия, легированного железом. *Физика твердого тела*, 2018, т. 60, № 12, pp. 2425–2428. <https://doi.org/10.21883/FTT.2018.12.46734.142>
15. Zhong X., LeClair P., Sarker S. K., Gupta A. Metal-insulator transition in epitaxial VO<sub>2</sub> thin films on TiO<sub>2</sub> (100). *Physical Review B*, 2012, vol. 86, no. 9, p. 094114. <https://doi.org/10.1103/PhysRevB.86.094114>

16. Pergament A. L., Stefanovich G. B., Velichko, A. A. Oxide electronics and vanadium dioxide perspective: A review. *Journal on Selected Topics in Nano Electronics and Computing*, 2013, vol. 1, no. 1, pp. 24–43. <http://dx.doi.org/10.15393/j8.art.2013.3002>
17. Pan K., Wang W., Shin E. et al. Vanadium oxide thin-film variable resistor-based RF switches. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 2015, vol. 62, no. 9, pp. 2959–2965. <https://doi.org/10.1109/TED.2015.2451993>
18. Soltani M., Kaye A. B. Properties and applications of thermochromic vanadium dioxide smart coatings. In book: *Intelligent Coatings for Corrosion Control*. Butterworth-Heinemann, 2015, pp. 461–490. <https://doi.org/10.1016/B978-0-12-411467-8.00013-1>
19. Li L., Wang W., Shin E. et al. Design of tunable shunt and series interdigital capacitors based on vanadium dioxide thin film. *Proceedings of 2017 IEEE National Aerospace and Electronics Conference (NAECON)*. USA, OH, Dayton, 2017, pp. 279–283. <https://doi.org/10.1109/NAECON.2017.8268785>
20. Givernaud J., Crunteanu A., Orlianges J. C. et al. Microwave power limiting devices based on the semiconductor-metal transition in vanadium-dioxide thin films. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2010, vol. 58, no. 9, pp. 2352–2361. <https://doi.org/10.1109/TMTT.2010.2057172>
21. Tonkoshkur A. S., Ivanchenko A. V. Electrical properties of structures based on varistor ceramics and polymer nanocomposites with carbon filler. *Journal of Advanced Dielectrics*, 2019, vol. 9, no. 03, p. 1950023. <https://doi.org/10.1142/S2010135X19500231>
22. Бугаев А. А., Захарченко Б. П., Чудновский Ф. А. *Фазовый переход металл-полупроводник и его применение*. Ленинград, Наука, 1979, 183 с.
23. Shao Z., Cao X., Luo H., Jin P. Recent progress in the phase-transition mechanism and modulation of vanadium dioxide materials. *NPG Asia Materials*, 2018, vol. 10, no. 7, pp. 581–605. <https://doi.org/10.1038/s41427-018-0061-2>
24. Тутов Е. А., Крюков П. И., Зломанов В. П. Особенности проводимости поликристаллического диоксида ванадия на переменном токе. *Конденсированные среды и межфазные границы*, 2014, т. 16, № 2, с. 220–224.
25. Березина О. Я., Аргюхин Д. В., Величко А. А. и др. Фазовый переход металл-полупроводник в легированных и легированных пленках диоксида ванадия. *Конденсированные среды и межфазные границы*, 2009, т. 11, № 3, с. 194–197.
26. Ивон А. И., Колбунов В. Р., Черненко И. М. Керамика из диоксида ванадия. *Неорганические материалы*, 1996, т. 32, № 5, с. 624–626.
27. Тонкошкур О. С., Накашидзе Л. В. Проблемы надійності фотоелектричних компонентів сонячних батарей. *Відновлювана енергетика*, 2018, no. 3, pp. 21–30.
28. Tilli M., Haapalinna A. Properties of Silicon. In book: *Handbook of silicon based MEMS materials and technologies*. Eds. by Tilli M. et al., Elsevier, 2020, pp. 3–18.
29. Lechner M. D. Polymers. In book: *Springer handbook of condensed matter and materials data*. Eds. by Martienssen W., Warlimont H., Springer, Berlin, 2005, pp. 477–522.
30. Черняев В. С., Щетников Е. Н., Швейкин Г. П., Гельд П. В. Теплоемкость кубической монооксида и оксикарида ванадия. *Известия АН СССР, Неорганические материалы*, 1968, т. 4, № 12, с. 2117–2123.
31. Chirvase D., Chiguvare Z., Knipper M. et al. Temperature dependent characteristics of poly (3 hexylthiophene)-fullerene based heterojunction organic solar cells. *Journal of applied physics*, 2003, vol. 93, no. 6, pp. 3376–3383. <https://doi.org/10.1063/1.1545162>
32. Musembi R. J., Rusu M., Mwabora J. M. et al. Intensity and temperature dependent characterization of eta solar cell. *Physica Status Solidi (A)*, 2008, vol. 205, no. 7, pp. 1713–1718. <https://doi.org/10.1002/pssa.200723466>
33. Иванченко А. В., Тонкошкур А. С. Изменения характеристик кремниевых фотоэлектрических преобразователей солнечных батарей после токовых перегрузок. *Технология и конструирование в электронной аппаратуре*, 2019, № 3–4, с. 19–25. <http://dx.doi.org/10.15222/TKEA2019.3-4.19>
34. Гудкова А. В., Губин С. В., Белоконов В. И. Термостабилизация фотоэлектрических преобразователей для измерения ВАХ с импульсным источником света. *Открытые информационные и компьютерные интегрированные технологии*, 2012, № 57, с. 187–196.
35. Шкляр В. И., Дубровская В. В., Карпенко Д. С. Использование энергии Солнца фотоэлектрическими системами. *Відновлювана енергетика*, 2014, № 3, с. 39–48.

Дата надходження рукопису  
до редакції 05.07 2021 р.

DOI: 10.15222/TKEA2021.3-4.57  
UDC 621.31

A. S. TONKOSHKUR, A. V. IVANCHENKO

Ukraine, Oles Honchar Dnipro National University  
E-mail: IvanchenkoAV@ukr.net

## USING A LAYER BASED ON MATERIALS WITH A METAL TO SEMICONDUCTOR PHASE TRANSITION FOR ELECTROTHERMAL PROTECTION OF SOLAR CELLS

*One of the main problems in ensuring the reliability of solar electrical power sources is local overheating, when hot spots form in photovoltaic cells of solar arrays. It is currently considered that these negative phenomena are caused, among other things, by overvoltage in the electrical circuits of solar arrays. This leads to the appearance of defective elements and a significant decrease in the functionality of the entire power generation system up to its complete failure.*

*This study considers the possible ways to increase the reliability of solar arrays by using thermistor thermocontacting layers for preventing overvoltage events and overheating.*

*The authors use simulation to study electrical characteristics of a photovoltaic cell in thermal contact with an additional layer based on thermistor materials with a metal to semiconductor phase transition. Vanadium dioxide with a phase transition temperature of ~340 K is considered to be a promising material for this purpose. During the phase transition, electrical resistance sharply decreases from the values characteristic of dielectrics to the values associated with metal conductors.*



*It is shown that such thermistor layers can be used for protecting solar cells from electrical overheating under the following basic conditions:*

— *the layer's resistance in the «cold» state significantly exceeds that of the lightened forward-biased solar cell;*

— *the layer's resistance in the «heated» state is sufficiently low compared to those of the reverse-biased photovoltaic cell and of the power source.*

*The current and temperature of the reverse-biased photovoltaic cell are limited and stabilized, and the voltage drop sharply decreases from the moment when the temperature of the thermistor layer reaches the values close to the temperature of its transition to the low-conductivity state.*

*The obtained results substantiate the potential of the described approach to protect photovoltaic cells of solar modules against electric thermal overloads.*

**Keywords:** solar cell, thermistor, phase transition, overvoltage, local overheating.

## REFERENCES

1. Köntges M., Kurtz S., Packard C. et al. *Review of Failures of Photovoltaic Modules*. IEA PVPS Task 13, 2014, 132 p.
2. Humaid V., Kumar M., Gupta R. Bypass diode effect on temperature distribution in crystalline silicon photovoltaic module under partial shading. *Solar Energy*, 2020, vol. 208, pp. 182–194. <https://doi.org/10.1016/j.solener.2020.07.087>
3. Han H., Dong X., Li B. et al. Degradation analysis of crystalline silicon photovoltaic modules exposed over 30 years in hot-humid climate in China. *Solar Energy*, 2018, vol. 170, pp. 510–519. <https://doi.org/10.1016/j.solener.2018.05.027>
4. Oh W., Choi H., Seo K. W. et al. Evaluation based on performance and failure of PV system in 10 years field-aged 1 MW PV power plant. *Microelectronics Reliability*, 2020, vol. 114, p. 113763. <https://doi.org/10.1016/j.microrel.2020.113763>
5. Karimi M., Samet H., Ghanbari T., Moshksar E. A current based approach for hotspot detection in photovoltaic strings. *International Transactions on Electrical Energy Systems*, 2020, vol. 30, no. 9, p. e12517. <https://doi.org/10.1002/2050-7038.12517>
6. Kim K. A., Krein P. T. Reexamination of photovoltaic hot spotting to show inadequacy of the bypass diode. *IEEE Journal of Photovoltaics*, 2015, vol. 5, no. 5, pp. 1435–1441. <https://doi.org/10.1109/JPHOTOV.2015.2444091>
7. Daliotto S., Di Napoli F., Guerriero P., d' Alessandro V. A modified bypass circuit for improved hot spot reliability of solar panels subject to partial shading. *Solar Energy*, 2016, vol. 134, pp. 211–218. <https://doi.org/10.1016/j.solener.2016.05.001>
8. Sanchez Pacheco F. J. *Photovoltaic systems distributed monitoring for performance optimization*. Doctoral thesis, Universidad de Málaga, Málaga, España, 2015.
9. Ivanchenko A. V., Tonkoshkur A. S., Mazurik S. V. Application of varistor-posistor structure for protection from overvoltages of photovoltaic cells of solar arrays. *Journal of Physics and Electronics*, 2019, vol. 27, no. 1, pp. 79–88. <https://doi.org/10.15421/331913>
10. Tonkoshkur A. S., Ivanchenko A. V. Modeling of electrical characteristics of photovoltaic solar arrays with protection against current overloads based on PolySwitch elements. *Multidiscipline Modeling in Materials and Structures*, 2020, vol. 16, no. 3, pp. 425–438. <https://doi.org/10.1108/MMMS-01-2019-0022>
11. Ivanchenko A. V., Tonkoshkur A. S. Application of a polymer nanocomposite with carbon filler to limit overvoltages in a photovoltaic element. *Journal of Advanced Dielectrics*, 2020, vol. 10, no. 5, p. 2050020. <https://doi.org/10.1142/S2010135X20500204>
12. Tonkoshkur A. [Prospects for the use of power limiters based on materials with a metal-semiconductor phase transition in photovoltaic systems of solar power plants]. *Materials of the IX International Scientific and Practical Conference "Information and Analytical Support for Making Management Decisions on Energy and Socio-Economic Problems of Ukraine"*, Ukraine, Dnipro, 2021, pp. 102–104. <https://doi.org/10.46489/iazpur-08> (Ukr)
13. Nordquist C. D., Leonhardt D., Custer J. O. et al. Power handling of vanadium dioxide metal-insulator transition RF limiters. *Proceedings of 2018 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Advanced Materials and Processes for RF and THz Applications (IMWS-AMP)*. USA, MI, Ann Arbor, 2018, pp. 1–3. <https://doi.org/10.1109/IMWS-AMP.2018.8457150>
14. Andreev V.N., Klimov V.A. Metal-insulator phase transition in iron-doped vanadium dioxide thin films. *Physics of the Solid State*, 2018, vol. 60, no. 12, pp. 2604–2607. <https://doi.org/10.1134/S1063783418120028>
15. Zhong X., LeClair P., Sarker S. K., Gupta A. Metal-insulator transition in epitaxial VO<sub>2</sub> thin films on TiO<sub>2</sub> (100). *Physical Review B*, 2012, vol. 86, no. 9, p. 094114. <https://doi.org/10.1103/PhysRevB.86.094114>
16. Pergament A. L., Stefanovich G. B., Velichko, A. A. Oxide electronics and vanadium dioxide perspective: A review. *Journal on Selected Topics in Nano Electronics and Computing*, 2013, vol. 1, no. 1, pp. 24–43. <http://dx.doi.org/10.15393/j8.art.2013.3002>
17. Pan K., Wang W., Shin E. et al. Vanadium oxide thin-film variable resistor-based RF switches. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 2015, vol. 62, no. 9, pp. 2959–2965. <https://doi.org/10.1109/TED.2015.2451993>
18. Soltani M., Kaye A. B. Properties and applications of thermochromic vanadium dioxide smart coatings. In book: *Intelligent Coatings for Corrosion Control*. Butterworth-Heinemann, 2015, pp. 461–490. <https://doi.org/10.1016/B978-0-12-411467-8.00013-1>
19. Li L., Wang W., Shin E. et al. Design of tunable shunt and series interdigital capacitors based on vanadium dioxide thin film. *Proceedings of 2017 IEEE National Aerospace and Electronics Conference (NAECON)*. USA, OH, Dayton, 2017, pp. 279–283. <https://doi.org/10.1109/NAECON.2017.8268785>
20. Givernaud J., Crunteanu A., Orlianges J. C. et al. Microwave power limiting devices based on the semiconductor-metal transition in vanadium-dioxide thin films. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2010, vol. 58, no. 9, pp. 2352–2361. <https://doi.org/10.1109/TMTT.2010.2057172>
21. Tonkoshkur A. S., Ivanchenko A. V. Electrical properties of structures based on varistor ceramics and polymer nanocomposites with carbon filler. *Journal of Advanced Dielectrics*, 2019, vol. 9, no. 03, p. 1950023. <https://doi.org/10.1142/S2010135X19500231>
22. Bugaev A. A., Zakharchenia B. P., Chudnovskii, F. A. *The Metal-Semiconductor Phase Transition and its Application*. Leningrad, Nauka, 1979, 183 p. (Rus)

23. Shao Z., Cao X., Luo H., Jin P. Recent progress in the phase-transition mechanism and modulation of vanadium dioxide materials. *NPG Asia Materials*, 2018, vol. 10, no. 7, pp. 581–605. <https://doi.org/10.1038/s41427-018-0061-2>
24. Tutov E. A., Kryukov P. I., Zlomanov V. P. Features of conductivity of polycrystalline vanadium dioxide on alternating current. *Condensed Matter and Interphases*, 2014, vol. 16, no. 2, pp. 220–224. (Rus)
25. Berezina O. Y., Artyukhin D. V., Velichko A. A et al. Metal-semiconductor phase transition in undoped and doped vanadium dioxide films. *Condensed Matter and Interphases*, 2009, vol. 11, no. 3, pp. 194–197. (Rus)
26. Ivon A. I., Kolbunov V. R., Chernenko I. M. Vanadium dioxide ceramics. *Inorganic Materials*, 1996, vol. 32, no. 5, pp. 555–557.
27. Tonkoshkur A. S., Nakashidze L. V. [Problems of reliability of photoelectric components of solar batteries]. *Vidnovluyana Energetika*, 2018, no. 3, pp. 21–30. (Ukr)
28. Tilli M., Haapalinna A. Properties of Silicon. In book: *Handbook of Silicon Based MEMS Materials and Technologies*. Eds. by Tilli M. et al., Elsevier, 2020, pp. 3–18.
29. Lechner M. D. Polymers. In book: *Springer handbook of condensed matter and materials data*. Eds. by Martienssen W., Warlimont H., Springer, Berlin, 2005, pp. 477–522.
30. Chernyaev V.S., Shchetnikov E.N., Shveikin G.P., Gel'd P.V. [Heat capacity of cubic monoxide and vanadium oxycarbide] *Izvestiya AN SSSR, Neorganicheskiye Materialy*, 1968, vol. 4, no. 12, pp. 2117–2123. (Rus)
31. Chirvase D., Chiguvare Z., Knipper M. et al. Temperature dependent characteristics of poly (3 hexylthiophene)-fullerene based heterojunction organic solar cells. *Journal of Applied Physics*, 2003, vol. 93, no. 6, pp. 3376–3383. <https://doi.org/10.1063/1.1545162>
32. Musembi R. J., Rusu M., Mwabora J. M. et al. Intensity and temperature dependent characterization of eta solar cell. *Physica Status Solidi (A)*, 2008, vol. 205, no. 7, pp. 1713–1718. <https://doi.org/10.1002/pssa.200723466>
33. Ivanchenko A. V., Tonkoshkur A. S. Changes in the characteristics of silicon photovoltaic cells of solar arrays after current overloads. *Tekhnologiya i Konstruirovaniye v Elektronnoi Apparature*, 2019, no. 3–4, pp. 19–25. (Rus) <http://dx.doi.org/10.15222/TKEA2019.3-4.19>
34. Gudkova A. V., Gubin S. V., Belokon' V. I. [Thermal stabilization of solar cells for current-voltage characteristics measurement with the pulsed light source]. *Open Information and Computer Integrated Technologies*, 2012, no. 57, pp. 187–196. (Rus)
35. Shklyar V. I., Dubrovskaya V. V., Karpenko D. S. [Using of Solar Energy by Photovoltaic Systems]. *Vidnovluyana Energetika*, 2014, no. 3, pp. 39–48. (Rus).

**Опис статті для цитування:**

Тонкошкур О. С., Іванченко О. В. Застосування шару на основі матеріалів з фазовим переходом «метал — напівпровідник» для електротеплового захисту сонячних елементів. *Технологія і конструювання в електронній апаратурі*, 2021, № 3–4, с. 57–64. <http://dx.doi.org/10.15222/TKEA2021.3-4.57>

**Cite the article as:**

Tonkoshkur A. S., Ivanchenko O. V. Using a layer based on materials with a metal to semiconductor phase transition for electrothermal protection of solar cells. *Tekhnologiya i Konstruirovaniye v Elektronnoi Apparature*, 2021, no. 3–4, pp. 57–64. <http://dx.doi.org/10.15222/TKEA2021.3-4.57>

**РЕЦЕНЗЕНТИ НОМЕРА**

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

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

*Должиков Володимир Васильович*, докт. фіз.-мат. наук, зав. кафедри, Харківський національний університет радіоелектроніки, м. Харків

*Добровольський Юрій Георгійович*, докт. техн. наук, доцент, Чернівецький національний університет ім. Ю. Федьковича, м. Чернівці

*Колісник Костянтин Васильович*, канд. техн. наук, доцент, НТУ «Харківський політехнічний інститут», м. Харків

*Плаксин Сергій Вікторович*, докт. фіз.-мат. наук, зав. відділу, Інститут транспортних систем і технологій НАНУ, м. Дніпро

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

*Ткачук Андрій Іванович*, канд. техн. наук, доцент, Центральноукраїнський державний педагогічний університет ім. В. Винниченка, м. Кропивницький





*Номер готували  
Дніпро, Київ, Кропивницький,  
Львів, Одеса, Харків, Чернівці.*



Пишіть  
Передплачуйте  
Читайте