



DOI: 10.32603/1993-8985

ISSN 1993-8985 (print)  
ISSN 2658-4794 (online)

*Известия высших учебных заведений России*

# **РАДИОЭЛЕКТРОНИКА**

**Том 27 № 1 2024**



*Journal of the Russian Universities*

# **RADIOELECTRONICS**

**Vol. 27 No. 1 2024**

Санкт-Петербург  
Издательство СПбГЭТУ «ЛЭТИ»

2024

Saint Petersburg  
ETU Publishing house

Зарегистрирован Федеральной службой по надзору в сфере связи, информационных технологий и массовых коммуникаций (ПИ № ФС77-74297 от 09.11.2018 г.).

Индекс по каталогу АО «Почта России» П4296

**Учредитель и издатель:** Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования «Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина)» (СПбГЭТУ «ЛЭТИ») Журнал основан в 1998 г.

Издается 6 раз в год.

Включен в RSCI на платформе Web of Science, Ulrichsweb Global Serials Director, Bielefeld Academic Search Engine,

Google Scholar, Library of Congress, Research4life, ResearchBib, WorldCat, The Lens, OpenAIRE.

Индексируется и архивируется в Российском индексе научного цитирования (РИНЦ); соответствует декларации Budapest Open Access Initiative, является членом Directory of Open Access Journals (DOAJ), Crossref.

**Редакция журнала:**

197022, Санкт-Петербург, ул. Проф. Попова, д. 5 Ф, СПбГЭТУ «ЛЭТИ».

Тел.: 8 (812) 234-10-13,

e-mail: radioelectronic@yandex.ru

**RE.ELTECH.RU**

© СПбГЭТУ «ЛЭТИ», оформление, 2020

## РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

*ГЛАВНЫЙ РЕДАКТОР*

**А. В. СОЛОМОНОВ**, д.ф.-м.н., проф., Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ»

им. В. И. Ульянова (Ленина), С.-Петербург, Россия  
*ПРЕДСЕДАТЕЛЬ РЕДАКЦИОННОЙ КОЛЛЕГИИ*

**В. М. КУТУЗОВ**, д.т.н., президент, Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина), С.-Петербург, Россия  
*РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:*

**Dieter H. BIMBERG**, PhD, Dr Phil. Nat. Dr H. C. Mult., исполн. директор "Bimberg Center of Green Photonics", Чанчуньский институт оптики, точной механики и физики КАН, Чанчунь, Китай

**Matthias A. HEIN**, PhD, Dr Rer. Nat. Habil., Prof., Технический университет, Ильменау, Германия

**Jochen HORSTMANN**, PhD, Dr Rer. Nat., директор департамента, Гельмгольц-центр, Гестахт, Германия

**Erkki LANHERANTA**, PhD, Prof., Технический университет, Лаппеенранта, Финляндия

**Ferran MARTIN**, PhD (Phys.), Prof., Автономный университет, Барселона, Испания

**Piotr SAMCZYNSKI**, PhD, Dr Sci., Associate Prof., Варшавский технологический университет,

Институт электронных систем, Варшава, Польша

**Thomas SEEGER**, Dr Sci. (Eng.), Prof., Университет Зигена, Зиген, Германия

**А. Г. ВОСТРЕЦОВ**, д.т.н., проф., Новосибирский государственный технический университет, Новосибирск, Россия

**С. Т. КНЯЗЕВ**, д.т.н., доц., Уральский федеральный университет, Екатеринбург, Россия

**А. Н. ЛЕУХИН**, д.ф.-м.н., проф., Марийский государственный технический университет, Йошкар-Ола, Россия

**С. Б. МАКАРОВ**, д.ф.-м.н., проф., Санкт-Петербургский государственный политехнический университет Петра Великого, С.-Петербург, Россия

**Л. А. МЕЛЬНИКОВ**, д.ф.-м.н., проф., Саратовский государственный технический университет им. Гагарина Ю. А., Саратов, Россия

**А. А. МОНАКОВ**, д.т.н., проф., Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения (ГУАП), С.-Петербург, Россия

**А. А. ПОТАПОВ**, д.ф.-м.н., гл.н.с., Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН, Москва, Россия

**Н. М. РЫСКИН**, д.ф.-м.н., гл.н.с., Саратовский филиал ИРЭ РАН, Саратов, Россия

**С. В. СЕЛИЩЕВ**, д.ф.-м.н., проф., НИУ "Московский институт электронной техники", Москва, Россия

**А. Л. ТОЛСТИХИНА**, д.ф.-м.н., гл.н.с., Институт кристаллографии им. А. В. Шубникова РАН, Москва, Россия

**А. Б. УСТИНОВ**, д.ф.-м.н., проф., Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина), С.-Петербург, Россия

**В. М. УСТИНОВ**, д.ф.-м.н., чл.-кор. РАН, директор, Центр микроэлектроники и субмикронных гетероструктур РАН, С.-Петербург, Россия

**В. А. ЦАРЕВ**, д.т.н., проф., Саратовский государственный технический университет им. Гагарина Ю. А., Саратов, Россия

**Н. К. ЮРКОВ**, д.т.н., проф., Пензенский государственный университет, Пенза, Россия

**Ю. В. ЮХАНОВ**, д.т.н., проф., Южный федеральный университет, Ростов-на-Дону, Россия

*ОТВЕТСТВЕННЫЙ СЕКРЕТАРЬ*

**С. Е. ГАВРИЛОВ**, к.т.н., доц., Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина), С.-Петербург, Россия

**Цель журнала** – освещение актуальных проблем, результатов прикладных и фундаментальных исследований, определяющих направление и развитие научных исследований в области радиоэлектроники

**Журнал выполняет следующие задачи:**

- предоставлять авторам возможность публиковать результаты своих исследований;
- расширять сферу профессионального диалога российских и зарубежных исследователей;
- способствовать становлению лидирующих мировых

позиций ученых России в области теории и практики радиоэлектроники;

- знакомить читателей с передовым мировым опытом внедрения научных разработок;
- привлекать перспективных молодых специалистов к научной работе в сфере радиоэлектроники;
- информировать читателей о проведении симпозиумов, конференций и семинаров в области радиоэлектроники



Материалы журнала доступны по лицензии Creative Commons Attribution 4.0



**JOURNAL OF THE RUSSIAN UNIVERSITIES. RADIOELECTRONICS**  
**IZVESTIYA VYSSHIKH UCHEBNYKH ZAVEDENII ROSSII. RADIOELEKTRONIKA**

Registered by the Federal Service for Supervision of Communications, Information Technology and Mass Media (PI № FS77-74297 from 09.11.2018).  
Subscription index in JSC "Post of Russia" catalogue is П4296  
**Founder and publisher:** Saint Petersburg Electrotechnical University (ETU)  
Founded in 1998. Issued 6 times a year.  
The journal is included in RSCI (Web of Science platform), Ulrichsweb Global Serials Director, Bielefeld Academic Search Engine, Google Scholar, Library of Congress, Research4life, ResearchBib, WorldCat, The Lens, OpenAIRE.

The journal is indexed and archived in the Russian science citation index (RSCI).  
The journal complies with the Budapest Open Access Initiative Declaration, is a member of the Directory of Open Access Journals (DOAJ) and Crossref.  
**Editorial address:**  
ETU, 5F Prof. Popov St., St Petersburg 197022, Russia  
Tel.: +7 (812) 234-10-13  
E-mail: radioelectronic@yandex.ru **RE.ELTECH.RU**  
© ETU, design, 2020

### EDITORIAL BOARD

#### EDITOR-IN-CHIEF

**Alexander V. SOLOMONOV**, Dr Sci. (Phys.-Math.), Professor, Saint Petersburg Electrotechnical University, St Petersburg, Russia

#### CHAIRMAN OF THE EDITORIAL BOARD

**Vladimir M. KUTUZOV**, Dr Sci. (Eng.), President, Saint Petersburg Electrotechnical University, St Petersburg, Russia

#### EDITORIAL BOARD:

**Dieter H. BIMBERG**, PhD, Dr Phil. Nat. Dr H. c. mult., Executive Director of the "Bimberg Center of Green Photonics", Changchun Institute of Optics, Fine Mechanics and Physics CAS, Changchun, China

**Matthias A. HEIN**, PhD, Dr Rer. Nat. Habil., Professor, Technical University, Ilmenau, Germany

**Jochen HORSTMANN**, PhD, Dr. Rer. Nat., Head of the Department of Radar Hydrography, Institute for Coastal Research, Helmholtz Zentrum Geesthacht, Geesthacht, Germany

**Sergey T. KNYAZEV**, Dr. Sci. (Eng.), Associate Professor, Ural Federal University, Yekaterinburg, Russia

**Erkki LAHDERANTA**, PhD, Professor, Technical University, Lappeenranta, Finland

**Anatolii N. LEUKHIN**, Dr Sci. (Phys.-Math.), Professor, Mari State University, Yoshkar-Ola, Russia

**Sergey B. MAKAROV**, Dr Sci. (Eng.), Professor, Institute of Physics, Nanotechnology and Telecommunication St Petersburg Polytechnic University, St Petersburg, Russia

**Ferran MARTIN**, PhD (Phys.), Professor, Autonomous University, Barcelona, Spain

**Leonid A. MELNIKOV**, Dr Sci. (Phys.-Math.), Professor, Yuri Gagarin State Technical University of Saratov, Saratov, Russia

**Andrei A. MONAKOV**, Dr Sci. (Eng.), Professor, State University of Aerospace Instrumentation, St Petersburg, Russia

**Alexander A. POTAPOV**, Dr Sci. (Phys.-Math.), Chief Researcher, Kotelnikov Institute of Radioengineering and Electronics (IRE) of RAS, Moscow, Russia

**Nikita M. RYSKIN**, Dr Sci. (Phys.-Math.), Chief Researcher, Saratov Branch, Institute of Radio Engineering and Electronics RAS, Saratov, Russia

**Piotr SAMCZYNSKI**, PhD, Dr Sci., Associate Professor, Warsaw University of Technology, Institute of Electronic Systems, Warsaw, Poland

**Thomas SEEGER**, Dr Sci. (Eng.), Professor, University of Siegen, Siegen, Germany

**Sergey V. SELISHCHEV**, Dr. Sci. (Phys.-Math.), Professor, National Research University of Electronic Technology (MIET), Moscow, Russia

**Alla L. TOLSTIKHINA**, Dr Sci. (Phys.-Math.), Chief Researcher, Divisional Manager, Institute of Crystallography named after A. Shubnikov RAS, Moscow, Russia

**Vladislav A. TSAREV**, Dr Sci. (Eng.), Professor, Yuri Gagarin State Technical University of Saratov (SSTU), Saratov, Russia

**Aleksey B. USTINOV**, Dr Sci. (Phys.-Math.), Professor, Saint Petersburg Electrotechnical University, St Petersburg, Russia

**Victor M. USTINOV**, Dr Sci. (Phys.-Math.), Correspondent Member of RAS, director, Submicron Heterostructures for Microelectronics, Research & Engineering Center, RAS, St Petersburg, Russia

**Aleksey G. VOSTRETISOV**, Dr Sci. (Eng.), Professor, Novosibirsk State Technical University, Novosibirsk, Russia

**Yury V. YUKHANOV**, Dr Sci. (Eng.), Professor, Southern Federal University, Rostov-on-Don, Russia

**Nikolay K. YURKOV**, Dr Sci. (Eng.), Professor, Penza State University, Penza, Russia

#### EXECUTIVE SECRETARY

**Stanislav E. GAVRILOV**, Cand. Sci. (Eng.), Associate Professor, Saint Petersburg Electrotechnical University, St Petersburg, Russia

**The journal is aimed** at the publication of actual applied and fundamental research achievements in the field of radioelectronics.

#### Key Objectives:

- provide researchers in the field of radioelectronics with the opportunity to promote their research results;
- expand the scope of professional dialogue between Russian and foreign researchers;
- promote the theoretical and practical achievements of Russian scientists in the field of radioelectronics at the international level;

- acquaint readers with international best practices in the implementation of scientific results;
- attract promising young specialists to scientific work in the field of radioelectronics;
- inform readers about symposia, conferences and seminars in the field of Radioelectronics



All the materials of the journal are available under a Creative Commons Attribution 4.0 License

## СОДЕРЖАНИЕ

### Научные статьи

#### ***Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов***

**Боронахин А. М., Большакова А. В., Клионский Д. М., Ларионов Д. Ю., Шалымов Р. В.** Методы обработки сигналов акселерометров на железнодорожном транспорте с использованием вейвлет-преобразования.....6

#### ***Проектирование и технология радиоэлектронных средств***

**Койгеров А. С., Корляков А. В.** Концепция проектирования и оптимизации параметров приборов на поверхностных акустических волнах.....17

**Лойко В. А., Сафин А. Р., Бобурков А. А.** Синтез блоков электронной перестройки частоты для узкополосных сверхмалошумящих генераторов с резонаторами на поверхностных акустических волнах.....33

#### ***Электродинамика, микроволновая техника, антенны***

**Бобков И. Н., Юханов Ю. В.** Исследование характеристик элемента плоской антенной решетки Вивальди с расширенной полосой рабочих частот.....48

**Бибарсов М. Р.** Исследование влияния отказов фазовращателей на характеристики волноводно-щелевой фазированной антенной решетки.....57

#### ***Радиолокация и радионавигация***

**Кутузов В. М., Веремьев В. И., Нгуен Ван Туан, Воробьев Е. Н.** Анализ возможностей использования сигналов подсвета 5G в полуактивной радиолокационной системе.....67

#### ***Приборы и системы измерения на основе акустических, оптических и радиоволн***

**Бусурин В. И., Коробков К. А., Зо Лвин Хту.** Компенсационный микроэлектромеханический преобразователь ускорения с пьезоэлектрическим чувствительным элементом и оптическим считыванием.....79

**Вагин А. В., Воротынцева А. С.** Радиолокационный комплекс мониторинга положения буровой головки в устройстве наклонно-направленного бурения.....90

#### ***Приборы медицинского назначения, контроля среды, веществ, материалов и изделий***

**Ян Синь.** Метод визуализации мультиспектральных данных в лапароскопии.....102

#### ***От редакции***

**Правила для авторов статей.....117**

## CONTENTS

Original articles

### ***Radio Electronic Facilities for Signal Transmission, Reception and Processing***

**Boronakhin A. M., Bolshakova A. V., Klionskiy D. M., Larionov D. Yu., Shalymov R. V.**  
Techniques for Accelerometer Reading Processing on Railway Transport Using Wavelet Transform.....6

### ***Engineering Design and Technologies of Radio Electronic Facilities***

**Koigerov A. S., Korlyakov A. V.** Concept for Parameter Design and Optimization of Surface  
Acoustic Wave Devices.....17

**Loiko V. A., Safin A. R., Boburkov A. A.** Synthesis of Electronic Frequency Tuning Units  
for Narrowband Ultra-Low Noise Oscillators with Surface Acoustic Waves Resonators.....33

### ***Electrodynamics, Microwave Engineering, Antennas***

**Bobkov I. N., Yukhanov Yu. V.** Characteristics of the Radiating Element of a Planar Vivaldi  
Antenna Array with Improved Bandwidth.....48

**Bibarsov M. R.** Research into the Impact of Phase Shifter Failures on the Characteristics  
of Slotted Waveguide Array Antenna.....57

### ***Radar and Navigation***

**Kutuzov V. M., Veremyev V. I., Nguyen Van Tuan, Vorobev E. N.** Feasibility Study of Using  
5G Signals for Illumination Purposes in Passive Radar.....67

### ***Measuring Systems and Instruments Based on Acoustic, Optical and Radio Waves***

**Busurin V. I., Korobkov K. A., Zaw Lwin Htoo.** A Compensator Microelectromechanical  
Acceleration Transducer with a Piezoelectric Sensing Element and Optical Reading.....79

**Vagin A. V., Vorotyntseva A. S.** Radar Method for Obtaining Information from a Horizontal  
Directional Drilling Device.....90

### ***Medical Devices, Environment, Substances, Material and Product***

**Xin Yang.** The Multispectral Imaging Method in Laparoscopy.....102

### ***From the Editor***

**Author's Guide**.....117

## Методы обработки сигналов акселерометров на железнодорожном транспорте с использованием вейвлет-преобразования

А. М. Боронахин, А. В. Большакова, Д. М. Клионский<sup>✉</sup>,  
Д. Ю. Ларионов, Р. В. Шалымов

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ"  
им. В. И. Ульянова (Ленина), Санкт-Петербург, Россия

<sup>✉</sup> [klio2003@list.ru](mailto:klio2003@list.ru)

### Аннотация

**Введение.** Вопросы безопасности железнодорожного транспорта напрямую связаны с состоянием железнодорожного полотна, а также поверхности колес вагонов. Одной из причин возникновения нештатных ситуаций на железной дороге могут быть различные дефекты, например неровности рельсового пути, поэтому актуальной является задача измерения и расчета коротких и импульсных неровностей. Важным также является проведение совместного анализа сигналов виброускорений акселерометров с целью исследования типов и размеров неровностей рельсового пути.

**Цель работы.** Разработка алгоритма поиска дефектов поверхности катания рельса по показаниям акселерометров с вертикальной измерительной осью, установленных на буксовых узлах колесной тележки вагона.

**Материалы и методы.** В рамках проведенного исследования использовались методы вейвлет-преобразования и вейвлет-обработки сигналов, включая дискретное вейвлет-преобразование и непрерывное вейвлет-преобразование, а также частотно-временной анализ на основе фурье-спектрограммы и непрерывной вейвлет-скалограммы. Данные методы обеспечивают частотно-временную локализацию событий в сигнале, в том числе обнаружение дефектов железнодорожного полотна и определение его параметров.

**Результаты.** Предложены алгоритмы обработки и анализа вибрационных сигналов с помощью непрерывного и дискретного вейвлет-преобразования. Показано, что дискретное вейвлет-преобразование эффективно при проведении мультиразрешающего и мультиполосного анализа сигналов виброускорений, а непрерывное вейвлет-преобразование и вейвлет-скалограмма позволяют выявлять дефекты рельсового пути и определять их параметры. Относительная погрешность определения глубины неровности улучшилась на 18 %, а абсолютная погрешность определения длины неровности уменьшилась в 7 раз.

**Заключение.** Применение дискретного преобразования Фурье и фурье-спектрограммы к анализу сигналов виброускорений обеспечивает хорошее разрешение в частотной области, однако при этом затруднительным является разделение компонент во временной и частотно-временной областях. Ключевой является именно частотно-временная локализация. Непрерывное вейвлет-преобразование обеспечивает достаточное разрешение в низкочастотной области для локализации компонент, а также качественной и количественной визуализации дефектов.

**Ключевые слова:** дефект рельсового пути, непрерывное вейвлет-преобразование, дискретное вейвлет-преобразование, виброускорение, виброперемещение, вейвлет-скалограмма

**Для цитирования:** Методы обработки сигналов акселерометров на железнодорожном транспорте с использованием вейвлет-преобразования / А. М. Боронахин, А. В. Большакова, Д. М. Клионский, Д. Ю. Ларионов, Р. В. Шалымов // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2024. Т. 27, № 1. С. 6–16. doi: 10.32603/1993-8985-2024-27-1-6-16

**Конфликт интересов.** Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

**Источник финансирования.** Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 22-29-01428.

Статья поступила в редакцию 16.11.2023; принята к публикации после рецензирования 21.12.2023; опубликована онлайн 29.02.2024

## Techniques for Accelerometer Reading Processing on Railway Transport Using Wavelet Transform

Alexander M. Boronakhin, Alexandra V. Bolshakova,  
Dmitry M. Klionskiy<sup>✉</sup>, Daniil Yu. Larionov, Roman V. Shalymov

Saint Petersburg Electrotechnical University, St Petersburg, Russia

✉ klio2003@list.ru

### Abstract

**Introduction.** Safety issues of railway transport are inevitably connected with the condition of railway tracks and railway wheels. Various defects, such as irregularities of the railway track, may lead to emergencies and incidents. Therefore, it is important to measure and calculate short and impulse irregularities. A joint analysis of vibration acceleration signals is needed in order to study the types and size of railway track irregularities.

**Aim.** Development of an algorithm for irregularity search based on accelerometer readings with the vertical measurement axis.

**Materials and methods.** The research encompassed wavelet transformation and wavelet-based signal processing including discrete-time signal processing and continuous wavelet processing. In addition, time-frequency analysis based on Fourier transform and continuous wavelet scalogram was used. These methods provide for time-frequency localization for irregularity detection and measurement.

**Results.** Algorithms for vibrational signal processing using the continuous and discrete-time wavelet transform are proposed. The results show that the discrete wavelet transform is effective for multiresolution and multiband analysis, and continuous wavelet transform and wavelet scalogram allows extraction of irregularities and determination of their parameters. The relative error for irregularity depth was improved by 18 %, and the absolute error for irregularity length determinations was reduced by 7 times.

**Conclusion.** Application of the discrete Fourier transform and Fourier spectrogram provides for fine resolution in the frequency domain. However, separation of signal components in the time-frequency domain is impeded. The continuous-time wavelet transform ensures sufficient resolution in the low-frequency domain for component localization and visualization of irregularities.

**Keywords:** railway track irregularity, continuous wavelet transform, discrete-time wavelet transform, vibro acceleration, vibrational movement, wavelet scalogram

**For citation:** Boronakhin A. M., Bolshakova A. V., Klionskiy D. M., Larionov D. Yu., Shalymov R. V. Techniques for Accelerometer Reading Processing on Railway Transport Using Wavelet Transform. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2024, vol. 27, no. 1, pp. 6–16. doi: 10.32603/1993-8985-2024-27-1-6-16

**Conflict of interest.** The authors declare no conflicts of interest.

**Source of funding.** The study was supported by the Russian Science Foundation grant No. 22-29-01428.

Submitted 16.11.2023; accepted 21.12.2023; published online 29.02.2024

**Введение.** В настоящее время железнодорожный транспорт и железнодорожные перевозки играют важную роль в развитии нашей страны и функционировании различных промышленных областей, а также, что очень актуально, в области перевозки пассажиров между пунктами назначения. В связи с этим важной является задача обеспечения безопасности железнодорожных перевозок во всех сферах. Вопросы безопасности железнодорожного транспорта напрямую связаны с состоянием желез-

нодорожного полотна, включая рельсошпальную решетку, а также с состоянием поверхности колес вагонов.

Дефекты рельсового пути выявляются благодаря показаниям акселерометров – специальных приборов, устанавливаемых на буксу колеса железнодорожного вагона. При необходимости акселерометры могут устанавливаться на каждое колесо колесной тележки (в составе колесной тележки имеются четыре колеса, вагон включает в себя две колесные тележки),

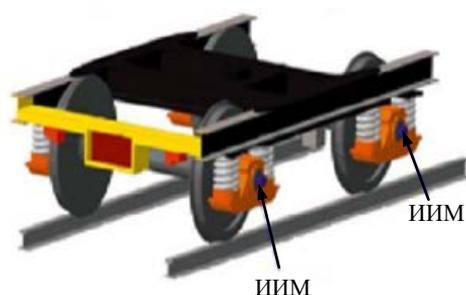


Рис. 1. Система обнаружения коротких импульсных неровностей  
Fig. 1. System for detecting short impulse irregularities

тогда при совместном анализе, как правило, исследуют показания сигналов виброускорения от переднего и заднего колес одной тележки, проходящих по одному и тому же рельсу.

Анализ и обработка вибрационных сигналов являются актуальными задачами, возникающими в том числе при анализе неровностей рельсового пути при движении железнодорожного состава. При этом важное значение имеет анализ во временной, частотной и частотно-временной областях. В результате анализа и обработки данного типа вибрационных сигналов может быть получена важная информация о параметрах дефектов, а также свойствах сигнала в низкочастотной и высокочастотной областях, связанных с особенностями взаимодействия в динамической системе "вагон – рельсовый путь". Применение непрерывного вейвлет-преобразования на основе преобразования Фурье позволяет отделить низкочастотные компоненты от высокочастотных и тем самым восстановить вертикальное перемещение колеса вагона. При этом дискретное вейвлет-преобразование на основе схемы банка фильтров эффективно при очистке от шума и восстановлении сигнала. В статье приводятся разработанные на основе непрерывного вейвлет-преобразования алгоритмы, а также исследования реальных вибрационных сигналов с целью обнаружения дефектов и выявления их параметров.

**Обнаружение дефектов железнодорожного полотна.** На сегодняшний день важной задачей является разработка алгоритма поиска дефектов поверхности катания рельса по показаниям акселерометров с вертикальной измерительной осью, установленных на буксовых узлах колесной тележки вагона. На рис. 1 приведено наглядное изображение разработанной системы определения коротких и им-

пульсных неровностей. При этом показано расположение инерциальных измерительных модулей (ИИМ) на буксе колеса вагона. Следует отметить, что в составе системы могут использоваться акселерометры с диапазонами измерения  $\pm 8g$ ,  $\pm 50g$ ,  $\pm 100g$ ,  $\pm 200g$ , где  $g$  – ускорение свободного падения.

Акселерометры входят в состав модулей, установленных на одной из тележек вагона. При этом регистрация сигналов виброускорений осуществляется при их неэквилибрированной пространственной записи [1–4]. Результатом совместного анализа сигналов акселерометров является снижение вероятности ошибки 1-го рода при определении дефекта. Для однозначного определения факта наличия дефекта должна обеспечиваться повторяемость сигнала акселерометра на следом идущих колесах железнодорожного состава – это является критерием определения дефекта. При этом необходимо вычислить взаимную корреляцию между сигналами виброускорения, регистрируемыми передним и задним колесами одной колесной тележки.

**Применение дискретного вейвлет-преобразования к анализу сигналов виброускорений.** В настоящее время аппарат дискретного вейвлет-преобразования [5–10] является востребованным для решения многочисленных научно-технических задач. В рамках проведенного авторами настоящей статьи исследования рассматривается применение данного подхода к анализу виброускорений от акселерометров. Кроме того, дискретное вейвлет-преобразование является подходящим средством для проведения мультиразрешающего и мультиполосного анализа [11, 12]. Первый из них означает, что проводятся исследования исходного сигнала посредством анализа ком-

понент с различным временным разрешением, а мультиполосный анализ означает, что обрабатываемый вибрационный сигнал исследуется в различных частотных полосах, и тем самым анализируются различные типы колебаний, возникающих в системе "колесо – рельс".

При применении к сигналу дискретного вейвлет-преобразования необходимо выбрать масштабирующую функцию  $\phi(x)$  и базисный вейвлет  $\psi(x)$ . Вейвлет-базис дискретного вейвлет-преобразования состоит из функций

$$\psi_{jn}(x) = \sqrt{2^j} \psi(2^j x - n); \quad j, n \in Z,$$

где  $j$  – номер уровня вейвлет-разложения (номер масштаба);  $n$  – дискретное нормированное время (номер временного отсчета);  $\psi_{jn}$  – значения базисного вейвлета на  $j$ -м уровне разложения (на  $j$ -м масштабе) в момент времени  $n$ .

Дискретное вейвлет-преобразование имеет ряд полезных свойств в сравнении с преобразованием Фурье и математическим аппаратом, базирующемся на применении аппарата Фурье. Анализ Фурье применяется в основном к стационарным сигналам, в то время как сигналы виброускорений нестационарны. Кроме того, базисные функции – тригонометрические функции – не локализованы во временной области, в связи с чем затруднительно выявление локальных особенностей, которые часто представляют интерес при анализе сигналов виброускорений. Другими словами, функции тригонометрического базиса имеют неограниченный носитель во временной области (определены на всей временной оси).

При использовании дискретного вейвлет-преобразования для проведения вейвлет-анализа необходимо разложить функцию  $f(x)$

по вейвлет-базису пространства  $L^2(R)$ :

$$\begin{aligned} f(x) &= \sum_{j, n \in Z} d_{jn} \psi_{jn}(x); \\ f(x) &= \sum_{k \in Z} a_{j-N, k} \phi_{j-N, k}(x) + \\ &+ \sum_{k \in Z} d_{j-N, k} \psi_{j-N, k}(x) + \dots + \end{aligned}$$

$$+ \sum_{k \in Z} d_{j-1, k} \psi_{j-1, k}(x),$$

где  $d_{jn}$  – детализирующий коэффициент вейвлет-разложения, соответствующий  $j$ -му уровню ( $j$ -му масштабу);  $\phi_{j-N, k}$  – значение масштабирующей функции на уровне разложения (масштабе) с номером  $(j-N)$ ;  $\psi_{j-N, k}$  – значение базисного вейвлета на уровне разложения (масштабе) с номером  $(j-N)$ ;  $N$  – общее число отсчетов (длина) функции  $f(x)$ ;  $Z$  – множество целых чисел.

При использовании дискретного вейвлет-преобразования на каждом этапе декомпозиции формируются детализирующий и аппроксимирующий уровни разложения. При этом детализирующий уровень содержит высокочастотную спектральную составляющую, а аппроксимирующий уровень – низкочастотную спектральную составляющую. Пример дискретного вейвлет-разложения вибрационного сигнала приведен на рис. 2.

Из данного графика можно сделать следующие выводы:

- 1) начальные уровни вейвлет-разложения являются сильно осциллирующими (содержат большое число колебаний), что соответствует общей схеме вейвлет-разложения на основе диадического (двоичного) банка фильтров;
- 2) с увеличением номера уровня вейвлет-разложения средняя частота осцилляций компонент уменьшается, и сами компоненты становятся более низкочастотными и, как следствие, более медленно меняющимися.

Предлагаемый авторами алгоритм дискретного вейвлет-анализа сигналов виброускорений выглядит следующим образом:

- 1) выбирается уровень разрешения  $j$  такой, что данный уровень обеспечивает качественную аппроксимацию исходного сигнала  $s(n)$ ;
- 2) выбирается глубина разложения сигнала и вычисляются коэффициенты разложения для каждого уровня;
- 3) проводится анализ вейвлет-коэффициентов и их модификация (изменение) в случае необходимости. Частным случаем модификации является зануление коэффициентов;

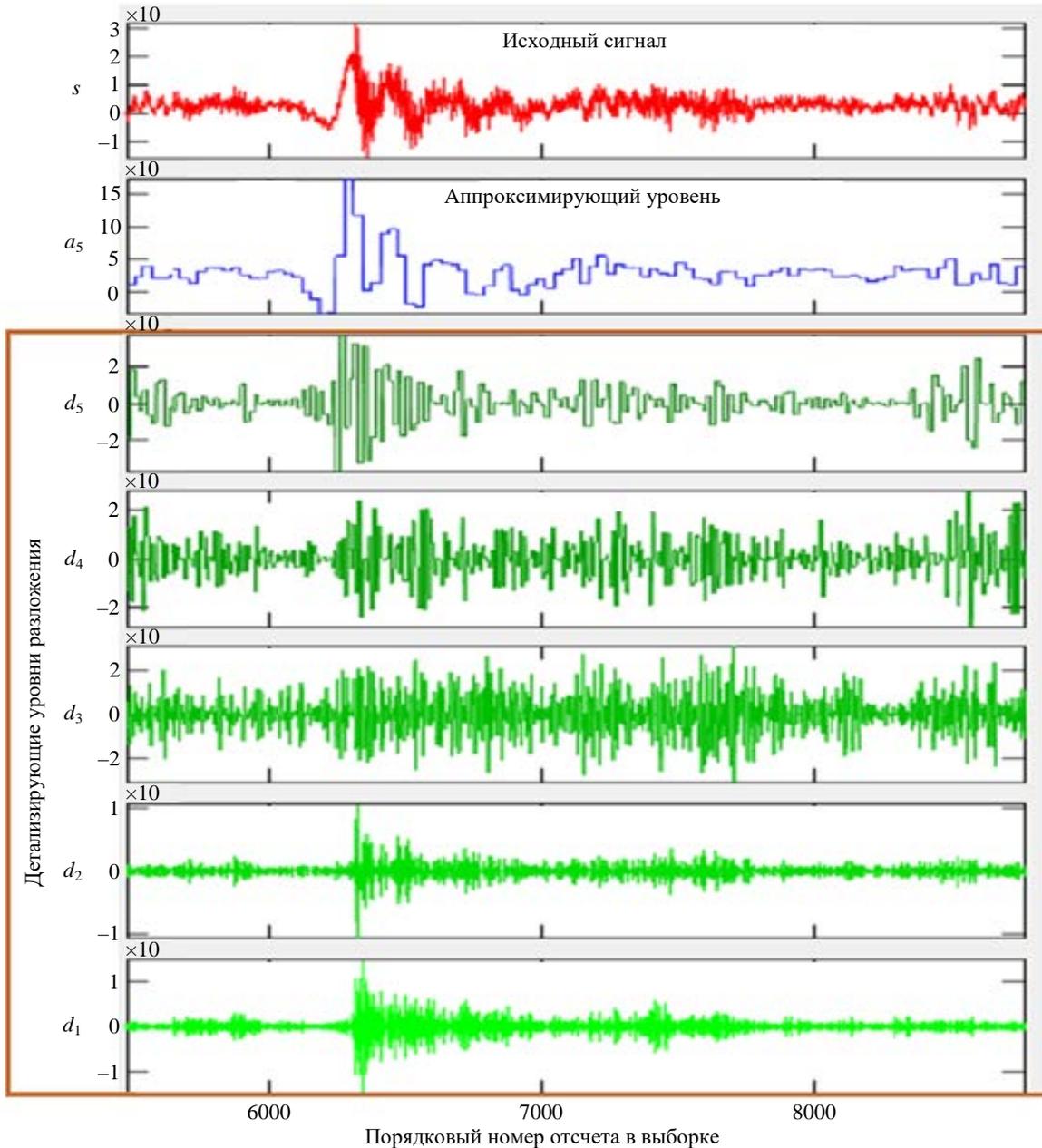


Рис. 2. Пример дискретного вейвлет-разложения сигнала виброускорений

Fig. 2. Discrete-time wavelet decomposition of a vibration acceleration signal (example)

4) проводится восстановление исходного сигнала  $s(n)$  с использованием вейвлет-коэффициентов, возможно, измененных (модифицированных).

Наряду с преимуществами, дискретное вейвлет-разложение имеет определенные недостатки. Наиболее существенным является то, что оно не позволяет разделять низкочастотные компоненты, среди которых находятся вибрации, характеризующие систему "вагон – рельсовый путь". В частности, низкочастотные вибрации несут информацию о форме дефекта рельсового пути, а также информацию, связанную с

колебаниями рельсошпальной решетки. Высокочастотные вибрации соответствуют вибрациям, распространяющимся по рельсу.

Применение дискретного вейвлет-преобразования позволяет выполнить фильтрацию для дальнейшей обработки сигналов виброускорений.

Рассмотрим пример применения дискретного вейвлет-преобразования для фильтрации сигнала виброускорений (рис. 3). В результате применения дискретного вейвлет-преобразования получен отфильтрованный сигнал виброускорения за счет удаления существенной части высокочастотной составляющей.

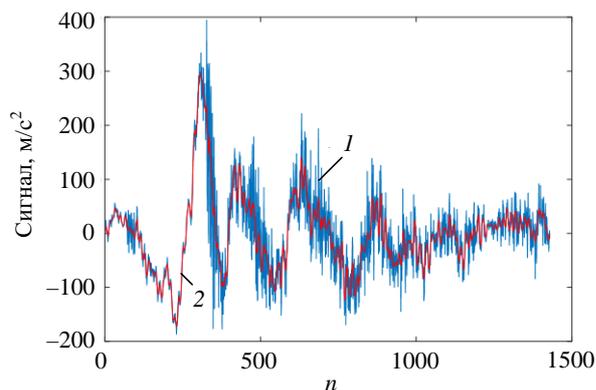


Рис. 3. Результат вейвлет-фильтрации с помощью дискретного вейвлет-преобразования

Fig. 3. Wavelet filtering result using the discrete-time wavelet transform

На рис. 3 отфильтрованный сигнал обозначен цифрой 2, исходный сигнал виброускорения обозначен цифрой 1. Таким образом, применение дискретного вейвлет-преобразования позволяет выполнить фильтрацию для дальнейшей обработки виброускорений.

**Применение непрерывного вейвлет-преобразования к анализу сигналов виброускорений.** Непрерывное вейвлет-преобразование получается, если в выражении вейвлета разрешить числам  $j$  и  $k$  принимать непрерывные значения, а суммы заменить на интегралы [13–15]. В этом случае после данной замены получаем семейство функций, зависящее от двух непрерывных параметров  $a$  и  $b$ , которые определяют параметр масштаба и параметр сдвига при применении непрерывного вейвлет-преобразования. В качестве базисного вейвлета в данном случае выступает двухпараметрическое семейство функций:

$$\Psi_{ab}(x) = \frac{1}{\sqrt{|a|}} \Psi\left(\frac{x-b}{a}\right); \quad a, b \in \mathbb{R}, a \neq 0,$$

где  $\Psi_{ab}(x)$  – базисный вейвлет, соответствующий параметру масштаба  $a$  и параметру сдвига  $b$ ;  $x$  – непрерывное (аналоговое) время.

Таким образом, непрерывное вейвлет-преобразование функции из пространства  $L^2(\mathbb{R})$  определяется следующей формулой:

$$\begin{aligned} W_{\Psi}[a, b] &= (f, \Psi_{a, b}) = \\ &= |a|^{-1/2} \int_{-\infty}^{\infty} f(x) \overline{\Psi\left(\frac{x-b}{a}\right)} dx. \end{aligned}$$

Вейвлет-коэффициенты  $c_{jk}$  при этом можно определить через интегральное вейвлет-преобразование:

$$c_{jk} = W_{\Psi}[f] \left( \frac{1}{2^j}, \frac{k}{2^j} \right).$$

По сравнению с дискретным вейвлет-преобразованием на основе схемы диадического (двоичного) банка фильтров непрерывное вейвлет-преобразование в ряде случаев более удобно за счет свойства избыточности. Суть данного свойства заключается в том, что в непрерывном вейвлет-преобразовании происходит непрерывное изменение масштабного коэффициента и параметра сдвига. Базисный вейвлет  $\Psi$  при этом удовлетворяет условию

нормировки  $\int_{-\infty}^{\infty} |\Psi(x)|^2 dx = 1$ , кроме того, имеет

место конечность следующего интеграла:

$$C_{\Psi} = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{|\Psi(\omega)|^2}{|\omega|} d\omega < \infty.$$

В рамках выполненного исследования осуществляется непрерывное вейвлет-преобразование сигнала виброускорения одного из модулей колесной тележки. К преимуществам использования непрерывного вейвлет-преобразования можно отнести следующее:

1) высокое разрешение вейвлет-скалограммы и способность выделять типичные локальные особенности при выполнении мультиразрешающего анализа в частотно-временной плоскости;

2) адаптивность предлагаемого подхода в связи с локальными свойствами вейвлетов и операций масштабирования и сдвига при конструировании вейвлет-базиса;

3) возможность разделения низкочастотных и высокочастотных составляющих, соответствующих движению железнодорожного состава по рельсовому пути;

4) быстрые вычислительные алгоритмы для расчета вейвлет-коэффициентов и, как следствие, удобство при работе с данными большого объема;

5) наглядный вид цветовой вейвлет-скалограммы в частотно-масштабной плоскости и возможность анализировать различные состав-

ляющие вибрационного сигнала.

Для расчета непрерывного вейвлет-преобразования сигнала виброускорений применяется следующий алгоритм:

- вычисление дискретного преобразования Фурье (ДПФ) исходного сигнала;
- выполнение ДПФ анализирующего вейвлета для соответствующих частот и последующее масштабирование вейвлета на соответствующих масштабах;
- вычисление произведения ДПФ сигнала и ДПФ выбранного вейвлета на всех масштабах;
- вычисление обратного ДПФ для нахождения вейвлет-коэффициентов и последующее отображение рассчитанных вейвлет-коэффициентов на различных масштабах.

**Анализ результатов обработки показаний акселерометров, полученных при прохождении колесом рельсового дефекта.** В этом разделе анализировались показания микромеханических акселерометров при прохождении колесом дефекта типа "смятие в сварном стыке". При обработке данных применялось непрерывное вейвлет-преобразование. Параметры дефектов были предварительно измерены ручным шаблоном.

На графике, представленном на рис. 4, показана реконструкция вертикального виброперемещения колеса вагона.

На рис. 4 приведено виброперемещение, полученное путем двойного интегрирования

виброускорения. Кривая *a* означает зависимость вертикального перемещения колеса вагона, полученную путем двойного численного интегрирования сигнала виброускорения без их предварительных преобразований. Остальные кривые соответствуют вертикальному перемещению, полученному из того же сигнала после его предварительного прямого, а затем обратного вейвлет-преобразования. Кривая *b* означает зависимость вертикального перемещения, полученную с помощью вейвлета "dog"; кривая *c* – аналогичную зависимость, полученную с помощью вейвлета "bump"; кривая *d* – восстановление с помощью вейвлета "Paul"; кривая *e* – восстановление с помощью вейвлета Морле. Из данных графиков видно, что наиболее точное восстановление виброперемещения обеспечивается с помощью вейвлета "bump". При проведении вычислений и обработки реальных данных использовались вейвлеты из библиотеки Wavelet Toolbox программной системы MATLAB, в которой проводились исследования.

Необходимо отметить, что критерием качества восстановления виброперемещения по сигналам виброускорения является верное определение глубины и длины неровности, которая представляет собой дефект.

Рассмотрим далее примеры обработки данных виброускорений со следующими параметрами. При восстановлении виброперемещения

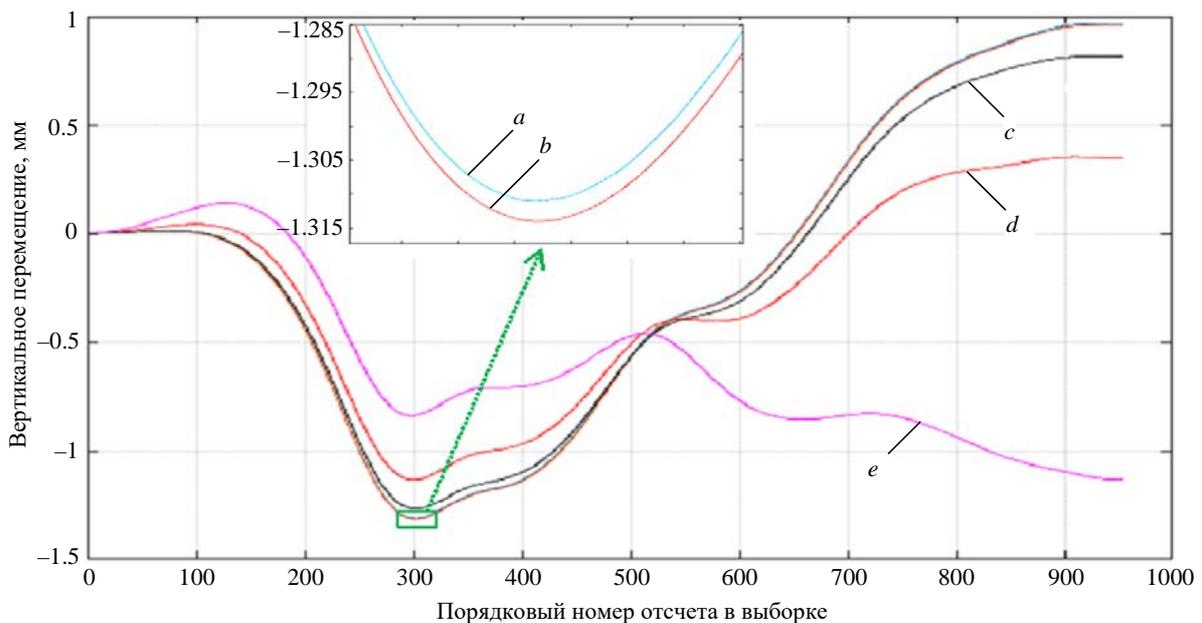


Рис. 4. Реконструкция вертикального виброперемещения колеса вагона

Fig. 4. Reconstruction of vertical vibration movement of a car's wheel

использовался вейвлет "мексиканская шляпа", при этом непрерывная вейвлет-скалограмма содержала 18 масштабов. При проведении обработки сигнала виброускорений осуществлялось зануление вейвлет-коэффициентов в области низких частот с 16-го по 18-й масштаб и высоких частот с 1-го по 12-й масштаб. Выбор зануляемых масштабов осуществлялся в соответствии с предварительным анализом вейвлет-скалограммы за счет выделения на ней области реакции на прохождение дефекта. Графики исходного и восстановленного виброперемещения показаны на рис. 5. Глубина рассматриваемой неровности рельсового пути по результатам ручных измерений составляет 1.1 мм, а длина – 400 дискретных отсчетов системы. Следует учитывать, что ручной метод измерения дает, как правило, заниженную на 0.1...0.2 мм глубину неровности.

В результате проведения вычислений было определено, что улучшилось (стало точнее) воспроизведение глубины неровности, по сравнению с другими опробованными вариантами обработки данных, в частности с использованием вейвлета "dog" или занулением других уровней при использовании "мексиканской шляпы". Последнее касается, например, зануления уровней с 1-го по 13-й в области высоких частот. В рамках результатов определения глубины неровности имеем 0.9 мм без применения ручной обработки и 1.1 мм с применением непрерывного вейвлет-преобразования. Таким образом, точность определения глубины неровности улучшилась на 18 %.

Также был проведен эксперимент, иллюстрирующий применение вейвлета "мексиканская шляпа" для повышения точности измерения длины неровности. При этом использовалось зануление уровней с 1-го по 12-й. Эксперимент соответствовал глубине неровности 1.2 мм и длине 300 дискретных отсчетов. В рамках данного эксперимента было также установлено, что точность определения глубины неровности с помощью вейвлет-преобразования улучшилась на 18 % аналогично предыдущему случаю (рис. 5).

Наконец, еще один пример (рис. 6) демонстрирует применение вейвлета "dog" с параметром 4, при этом точность измерения длины неровности здесь улучшилась. Исходная длина неровности составляла 380 мм, длина, определенная без применения вейвлет-преобра-

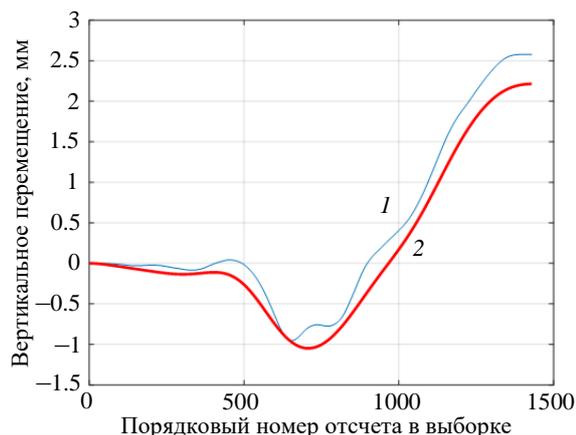


Рис. 5. Реконструкция вертикального виброперемещения колеса вагона с использованием вейвлета "мексиканская шляпа": 1 – исходное виброперемещение; 2 – восстановленное виброперемещение с помощью вейвлета "мексиканская шляпа"

Fig. 5. Reconstruction of vertical movement of a car's wheel using the "Mexican hat" wavelet: 1 – original vibration movement; 2 – reconstructed vibration movement using the "Mexican hat" wavelet

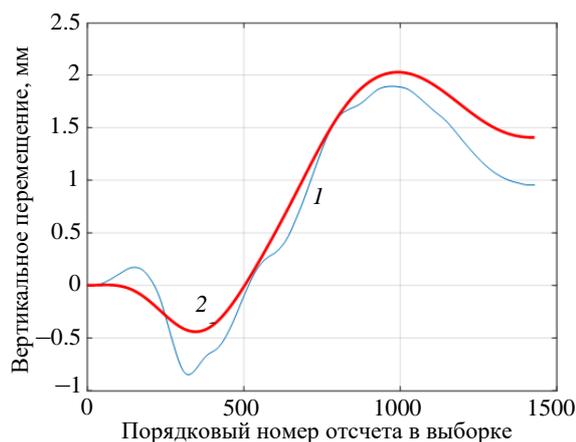


Рис. 6. Реконструкция вертикального виброперемещения колеса вагона с использованием вейвлета "dog": 1 – исходное виброперемещение; 2 – восстановленное виброперемещение с помощью вейвлета "dog"

Fig. 6. Reconstruction of vertical movement of a car's wheel using the "dog" wavelet: 1 – original vibration movement; 2 – reconstructed vibration movement using the "dog" wavelet

зования, составила 520 мм (кривая 1 на рис. 6), а длина неровности, определенная с помощью вейвлет-преобразования, составила 400 мм. Таким образом, в случае применения вейвлет-преобразования абсолютная погрешность определения длины неровности составила 20 мм, а в противном случае, без использования вейвлетов, абсолютная погрешность была больше, а именно 140 мм. Таким образом, абсолютная погрешность уменьшилась в 7 раз за счет применения вейвлетов.

**Заключение.** Компоненты, несущие в себе информацию о колебаниях рельсошпальной решетки, сосредоточены в низкочастотной области. Выделение данного типа низкочастотных компонент является актуальным для улучшения точности выявления неровностей рельсового пути. Применение для этих целей дискретного преобразования Фурье и фурье-спектрограммы обеспечивает хорошее разрешение в частотной области, однако при этом затруднительным является разделение компонент во временной и частотно-временной областях. Ключевой является именно

частотно-временная локализация. Непрерывное вейвлет-преобразование обеспечивает достаточное разрешение в низкочастотной области для локализации компонент, а также качественной и количественной визуализации дефектов. Относительная погрешность определения глубины неровности улучшилась на 18 %, а абсолютная погрешность уменьшилась в 7 раз. Наиболее качественные результаты получены с использованием вейвлетов "мексиканская шляпа" и "dog", поскольку в этом случае обеспечивается наиболее точное восстановление виброперемещения.

#### Авторский вклад

**Боронахин Александр Михайлович** – постановка задачи и руководство научными исследованиями.  
**Большакова Александра Васильевна** – проведение эксперимента.  
**Клионский Дмитрий Михайлович** – разработка алгоритмов, проведение эксперимента.  
**Ларионов Даниил Юрьевич** – проведение эксперимента.  
**Шалымов Роман Вадимович** – проведение эксперимента.

#### Author's contribution

**Alexander M. Boronakhin**, problem statement and scientific research management.  
**Alexandra V. Bolshakova**, experiment.  
**Dmitry M. Klionskiy**, algorithm development, experiment.  
**Daniil Yu. Larionov**, experiment.  
**Roman V. Shalymov**, experiment.

#### Список литературы

1. Inertial System for Railway Track Diagnostics / A. M. Boronahin, E. D. Bokhman, Yu.V. Filatov, D. Yu. Larionov, L. N. Podgornaya, R. V. Shalymov // Symp. Inertial Sensors and Systems. Karlsruhe, Germany, 18–19 Sept. 2012. German Institute of Navigation (DGON), 2012. P. 17.1–17.20.
2. Inertial Method of Railway Track Diagnostics Incorporating the Condition of Rolling Surfaces of the Railcar's Wheels / A. M. Boronahin, D. Yu. Larionov, L. N. Podgornaya, A. N. Tkachenko, R. V. Shalymov // 4th Intern. Conf. on Intelligent Transportation Engineering, ICITE 2019. Singapore, 05–07 Sept. 2019. IEEE, 2019. P. 49–53. doi: 10.1109/ICITE.2019.8880194
3. Railway Track Diagnostics by Combined Kinematic and Vibroacoustic Analysis / A. V. Bolshakova, A. M. Boronakhin, D. M. Klionskiy, D. Yu. Larionov, A. N. Tkachenko, R. V. Shalymov // Proc. of the 2022 Intern. Conf. on Quality Management, Transport and Information Security, Information Technologies (IT&QM&IS). Saint Petersburg, Russia, 26–30 Sept. 2022. IEEE, 2022. P. 188–192. doi: 10.1109/ITQMIS56172.2022.9976711
4. Peculiarities of Vibration Signal Processing Techniques Application to Inertial Way Diagnostics / A. V. Bolshakova, A. M. Boronakhin, D. M. Klionskiy, D. Yu. Larionov, A. N. Tkachenko, R. V. Shalymov // Proc. of the 2023 Intern. Conf. on Quality Management, Transport and Information Security, Information Technologies (IT&QM&IS). Petrozavodsk, 25–29 Sept. 2023. IEEE Russia North West Section (в печати).
5. Geppener V. V., Klionskiy D. M., Oreshko N. I. Classification of telemetric signals and their spectral density estimation with the help of wavelets // Pattern Recognition and Image Analysis: Advances in Mathematical Theory and Applications. 2012. Vol. 22, № 4. P. 576–582. doi:10.1134/S1054661812040098
6. Newland D. E. An Introduction to Random vibrations, spectral and wavelet analysis, 3rd ed. Harlow: Longman; New York: John Wiley, 1993. 477 p.
7. Percival D. B., Walden A. T. Wavelet methods for time series analysis. Cambridge: Cambridge University Press, 2000. 594 p.
8. Newland D. E. Harmonic and musical wavelets. Proc. of the Royal Society of London (Mathematical and Physical Sciences). 1994. Vol. 444, № 1922. P. 605–620. doi: 10.1098/rspa.1994.0042
9. Daubechies I. Ten lectures of wavelets. Philadelphia: Society for Industrial and Applied Mathematics, 1992. 341 p.
10. Mallat S. A wavelet tour of signal processing. San Diego: Academic Press, 1998. 577 p.
11. Декомпозиция на эмпирические моды в цифровой обработке сигналов / Н. И. Орешко, Д. М. Клионский, В. В. Геппенер, А. В. Экало // СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2013. 164 с.

12. Клионский Д. М., Геппенер В. В. Технология Гильберта–Хуанга и ее применение в цифровой обработке сигналов. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2019. 150 с.

13. Chui C. K. An Introduction to Wavelets. Academic Press, 1992. 264 p.

14. Смоленцев Н. К. Вейвлет-анализ в MATLAB. 3-е изд. М.: ДМК Пресс, 2010. 448 с.

15. Donoho D. L., Johnstone J. M. Minimax estimation via wavelet shrinkage // Annals of Statistics. 1998. Vol. 26, № 3. P. 879–921. doi: 10.1214/aos/1024691081

### Информация об авторах

**Боронахин Александр Михайлович** – доктор технических наук (2013), профессор (2020), профессор кафедры лазерных измерительных и навигационных систем, декан факультета информационно-измерительных и биотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 120 научных публикаций. Сфера научных интересов – разработка интегрированных инерциальных технологий динамического мониторинга рельсового пути для обеспечения безопасности движения железнодорожного транспорта.

Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5 Ф, Санкт-Петербург, 197022, Россия  
E-mail: AMBoronahin@etu.ru

**Большакова Александра Васильевна** – магистр по направлению "Приборостроение" (2019), ассистент кафедры лазерных измерительных и навигационных систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 20 научных публикаций. Сфера научных интересов – диагностика рельсового пути; вибрационный анализ; инерциальная навигация.

Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5 Ф, Санкт-Петербург, 197022, Россия  
E-mail: avbolshakova@etu.ru

<https://orcid.org/0000-0002-9294-8338>

**Клионский Дмитрий Михайлович** – кандидат технических наук (2013), доцент (2017), доцент кафедры информационных систем, а также кафедры математического обеспечения и применения ЭВМ Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 150 научных публикаций. Сфера научных интересов – цифровая обработка сигналов; обработка и анализ вибрационных сигналов; математическое и компьютерное моделирование.

Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5 Ф, Санкт-Петербург, 197022, Россия  
E-mail: klio2003@list.ru

**Ларионов Даниил Юрьевич** – кандидат технических наук (2016), доцент кафедры лазерных измерительных и навигационных систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 60 научных публикаций. Сфера научных интересов – разработка интегрированных инерциальных технологий динамического мониторинга рельсового пути для обеспечения безопасности движения железнодорожного транспорта.

Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5 Ф, Санкт-Петербург, 197022, Россия  
E-mail: lariondan@yandex.ru

<https://orcid.org/0000-0001-6722-9211>

**Шалымов Роман Вадимович** – кандидат технических наук (2014), доцент кафедры лазерных измерительных и навигационных систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 70 научных публикаций. Сфера научных интересов – инерциальные навигационные системы; обработка данных; гироскопические приборы; диагностика рельсового пути.

Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5 Ф, Санкт-Петербург, 197022, Россия  
E-mail: rvshalymov@etu.ru

### References

1. Boronahin A. M., Bokhman E. D., Filatov Yu. V., Larionov D. Yu., Podgornaya L. N., Shalymov R. V. Inertial System for Railway Track Diagnostics. Symp. Inertial Sensors and Systems. Karlsruhe, Germany, 18–19 Sept. 2012. German Institute of Navigation (DGON), 2012, pp. 17.1–17.20.

2. Boronahin A. M., Larionov D. Yu., Podgornaya L. N., Tkachenko A. N., Shalymov R. V. Inertial

Method of Railway Track Diagnostics Incorporating the Condition of Rolling Surfaces of the Railcar's Wheels. 4th Intern. Conf. on Intelligent Transportation Engineering, ICITE 2019. Singapore, 05–07 Sept. 2019. IEEE, 2019, pp. 49–53. doi: 10.1109/ICITE.2019.8880194

3. Bolshakova A. V., Boronahin A. M., Klionsky D. M., Larionov D. Yu., Tkachenko A. N., Shalymov R. V. Railway Track Diagnostics by Com-

bined Kinematic and Vibroacoustic Analysis. Proc. of the 2022 Intern. Conf. on Quality Management, Transport and Information Security, Information Technologies (IT&QM&IS). Saint Petersburg, Russia, 26–30 Sept. 2022. IEEE, 2022, pp. 188–192. doi: 10.1109/ITQMIS56172.2022.9976711

4. Bolshakova A. V., Boronakhin A. M., Klionskiy D. M., Larionov D. Yu., Tkachenko A. N., Shalymov R. V. Peculiarities of Vibration Signal Processing Techniques Application to Inertial Way Diagnostics. Proc. of the 2023 Intern. Conf. on Quality Management, Transport and Information Security, Information Technologies (IT&QM&IS). Petrozavodsk, 25–29 Sept. 2023. IEEE Russia North West Section (in press).

5. Geppener V. V., Klionskiy D. M., Oreshko N. I. Classification of Telemetric Signals and Their Spectral Density Estimation with the Help of Wavelets. Pattern Recognition and Image Analysis: Advances in Mathematical Theory and Applications. 2012, vol. 22, no. 4, pp. 576–582. doi:10.1134/S1054661812040098

6. Newland D. E. An Introduction to Random Vibrations, Spectral and Wavelet Analysis, 3rd ed. Harlow, Longman, and New York, John Wiley, 1993, 477 p.

7. Percival D. B., Walden A. T. Wavelet Methods for Time Series Analysis. Cambridge, Cambridge University Press, 2000, 594 p.

8. Newland D. E. Harmonic and Musical Wavelets. Proc. of the Royal Society of London (Mathematical and Physical Sciences). 1994, vol. 444, no. 1922, pp. 605–620. doi: 10.1098/rspa.1994.0042

9. Daubechies I. Ten Lectures Of Wavelets. Philadelphia, Society for Industrial and Applied Mathematics, 1992, 341 p.

10. Mallat S. A Wavelet Tour of Signal Processing. San Diego, Academic Press, 1998, 577 p.

11. Oreshko N. I., Klionskiy D. M., Geppener V. V., Ekalo A. V. *Decompositisia na empiricheskiye modi v tsifrovoi obrabotke signalov* [Empirical Mode Decomposition in Digital Signal Processing]. SPb, *Izd-vo SPbGETU "LETI"*, 2013, 164 p. (In Russ.)

12. Klionskiy D. M., Geppener V. V. *Technologia Hilberta-Huanga I jee primenenie v tsifrovoi obrabotke signalov* [Hilbert-Huang Technology and Its Applications in Digital Signal Processing]. SPb, *Izd-vo SPbGETU "LETI"*, 2019, 150 p. (In Russ.)

13. Chui C. K. An Introduction to Wavelets. Academic Press, 1992, 264 p.

14. Smolentsev N. K. *Wavelet analiz v Matlab* [Wavelet Analysis in MATLAB]. 3rd ed. Moscow, DMK, 2010, 448 p. (In Russ.)

15. Donoho D. L., Johnstone J. M. Minimax Estimation via Wavelet Shrinkage. *Annals of Statistics*. 1998, vol. 26, no. 3, pp. 879–921. doi: 10.1214/aos/1024691081

### Information about the authors

**Alexander M. Boronakhin**, Dr Sci. (Eng.) (2013), Professor (2020) of the Department of Laser Measurement and Navigation Systems of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of more than 120 scientific publications. Area of expertise: development of integrated inertial technologies for dynamic monitoring of the rail track to ensure the safety of rail traffic.

Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197002, Russia  
E-mail: AMBoronahin@etu.ru

**Alexandra V. Bolshakova**, Master in instrumentation engineering (2019), Assistant Professor of the Department of Laser Measurement and Navigation Systems of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 20 scientific publications. Area of expertise: rail track diagnostics; vibration analysis; inertial navigation.

Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197002, Russia  
E-mail: avbolshakova@etu.ru  
<https://orcid.org/0000-0002-9294-8338>

**Dmitry M. Klionskiy**, Cand. Sci. (2013), Associate Professor (2017) Associate Professor of the Department of Information Systems and Department of Software Engineering and Computer Applications of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of more than 150 scientific publications. Area of expertise: digital signal processing; vibrational signal processing; mathematical and computer modelling.

Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197002, Russia  
E-mail: klio2003@list.ru

**Daniil Yu. Larionov**, Cand. Sci. (2016) Associate Professor of the Department of Laser Measurement and Navigation Systems of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 60 scientific publications. Area of expertise: development of integrated inertial technologies for dynamic monitoring of the rail track to ensure the safety of rail traffic.

Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197002, Russia  
E-mail: laronidan@yandex.ru  
<https://orcid.org/0000-0001-6722-9211>

**Roman V. Shalymov**, Cand. Sci. (2014) Associate Professor of the Department of Laser Measurement and Navigation Systems of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 70 scientific publications. Area of expertise: inertial navigation systems; data processing; gyroscopic devices; rail track diagnostics.

Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197002, Russia  
E-mail: rvshalymov@etu.ru

## Концепция проектирования и оптимизации параметров приборов на поверхностных акустических волнах

А. С. Койгеров<sup>✉</sup>, А. В. Корляков

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ"  
им. В. И. Ульянова (Ленина), Санкт-Петербург, Россия

✉ [a.koigerov@gmail.com](mailto:a.koigerov@gmail.com)

### Аннотация

**Введение.** Полосовые фильтры (ПФ) на поверхностных акустических волнах (ПАВ) используются в качестве устройств частотной селекции приемной и передающей радиоэлектронной аппаратуры. Среди множества требований к ПФ на ПАВ на первый план выходят как требования к качеству характеристик – уменьшение вносимых потерь, уменьшение неравномерности в полосе пропускания и т. д., так и требования по сокращению времени разработки фильтра. Сокращение времени разработки с одновременным снижением затрат на нее достигается за счет предварительного компьютерного моделирования. Указанная задача решается при комплексном подходе к построению системы автоматизированного проектирования с возможностью решения задач оптимизации с большим числом степеней свободы.

**Цель работы.** Разработка концепции проектирования ПФ на ПАВ с помощью оптимизационных алгоритмов. Апробация работы по созданию реальных частотных фильтров на примере резонаторных фильтров с малыми потерями на вытекающих ПАВ.

**Материалы и методы.** Теоретическая часть работы выполнена с применением методов статистического анализа, теории цепей и модели связанных мод. В ходе работы применялась математическая обработка и расчет в программе MATLAB.

**Результаты.** Разработана концепция построения системы автоматизированного проектирования фильтров на ПАВ с заданными частотными характеристиками. Предложен оригинальный метод оптимизации элементов топологии ПФ на ПАВ для получения заданных частотных характеристик. В качестве апробации предложенного подхода рассчитан и изготовлен резонаторный фильтр на вытекающих ПАВ на  $64^\circ$  УХ-срезе ниобата лития.

**Заключение.** Предложенный комплексный подход к проектированию ПФ на ПАВ позволяет быстро и относительно точно прогнозировать характеристики фильтра на стадии моделирования, что дает существенный выигрыш по сравнению с проведением многочисленных натурных экспериментальных исследований или численных исследований при наличии большого числа степеней свободы.

**Ключевые слова:** поверхностные акустические волны, встречно-штыревой преобразователь, фильтр на ПАВ, модель связанных мод, СОМ-метод, пьезоэлектрическая подложка, сильный пьезоэлектрический материал, ниобат лития, глобальная оптимизация, многоэкстремальная целевая функция

**Для цитирования:** Койгеров А. С., Корляков А. В. Концепция проектирования и оптимизации параметров приборов на поверхностных акустических волнах // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2024. Т. 27, № 1. С. 17–32. doi: 10.32603/1993-8985-2024-27-1-17-32

**Конфликт интересов.** Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

**Благодарности.** Авторы выражают благодарность Генеральному директору – главному конструктору ООО "АЭК Дизайн" В. Р. Реуту за предоставленные экспериментальные данные.

Статья поступила в редакцию 12.05.2023; принята к публикации после рецензирования 19.09.2023; опубликована онлайн 29.02.2024



## Concept for Parameter Design and Optimization of Surface Acoustic Wave Devices

Aleksey S. Koigerov<sup>✉</sup>, Andrey V. Korlyakov

Saint Petersburg Electrotechnical University, St Petersburg, Russia

✉ a.koigerov@gmail.com

### Abstract

**Introduction.** Bandpass filters on surface acoustic waves (SAW) are important components in frequency selection devices for receiving and transmitting electronic equipment. Among the variety of existing requirements for SAW filters, particular attention is paid to those for the quality of characteristics, including reduction of insertion losses, unevenness in the bandwidth, etc., and those for reducing the development time of the filter. Reduction in the development time along with a simultaneous reduction in expenses can be achieved through the application of preliminary computer simulation. This task can be implemented only through an integrated approach to developing a computer-aided design system capable of solving optimization problems with a large number of degrees of freedom.

**Aim.** Development of a prototype of a fully functional complex for simulating and calculating SAW filters. Approximation of work on the creation of actual frequency filters on the example of resonator SAW filters with low losses on leaky SAWs. Development of a methodological approach to creation of a technology of computer-aided design of SAW filters using optimization algorithms.

**Materials and methods.** The theoretical part of the work was carried out using statistical analysis methods, circuit theory, and coupled mode theory. In the course of the work, mathematical processing and calculation were carried out in the MATLAB environment.

**Results.** A concept for creating a system of automated design of SAW filters with specified frequency characteristics was developed. An original method is proposed for optimizing the topology of SAW filter elements to obtain the maximum achievable frequency responses. The proposed approach was tested when calculating a resonator filter on leaky SAWs at 64° YX-cut lithium niobate.

**Conclusion.** The proposed integrated approach to designing SAW filters allows a rapid and relatively accurate prediction of filter characteristics at the modeling stage, which has a significant advantage compared to conducting numerous real experimental studies or numerical studies in the presence of a large number of degrees of freedom.

**Keywords:** surface acoustic waves, inter-digital transducer, SAW filter, coupling of modes model, COM method, piezoelectric substrate, strong piezoelectric material, lithium niobate, global optimization, multi-extreme objective function

**For citation:** Koigerov A. S., Korlyakov A. V. Concept for Parameter Design and Optimization of Surface Acoustic Wave Devices. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2024, vol. 27, no. 1, pp. 17–32. doi: 10.32603/1993-8985-2024-27-1-17-32

**Conflict of interest.** The authors declare no conflicts of interest.

**Acknowledgments.** The authors express his gratitude to the general director and the general designer "АЕС-Design" V. R. Reut for the experimental data provided

Submitted 12.05.2023; accepted 19.09.2023; published online 29.02.2024

**Введение.** Разработка приборов на поверхностных акустических волнах (ПАВ) – одно из актуальных направлений функциональной электроники, в частности акустоэлектроники [1]. Устройства частотной фильтрации, такие, как полосовые фильтры (ПФ) на ПАВ [2], являются важными компонентами современных систем связи, а радиометки [3] и датчики [4, 5] на ПАВ решают задачи идентификации и измерения внешних воздействующих факторов для раз-

личных приложений, в частности в системах промышленной автоматизации и для применения отдельных автономных датчиков.

При решении ряда задач, например синтезе топологии ПФ, обеспечивающей выполнение требований технического задания или спецификации в отношении амплитудно-частотных характеристик (АЧХ) и фазочастотных характеристик (ФЧХ), обычно необходимо установить функциональную зависимость указанных ча-

стотных характеристик от входных параметров элементов топологии. Аналитическое описание такой зависимости – сложная задача. Прямой перебор входных параметров тоже не приводит к необходимому результату, поскольку, с одной стороны, требует неоправданно длительного времени, а с другой – не всегда известна зависимость целевой функции от многочисленных входных параметров. Таким образом, актуально применение более адекватных и эффективных методов, которые позволят синтезировать и оптимизировать топологию устройства на ПАВ.

Синтез топологии устройства на ПАВ более сложен с математической точки зрения, чем непосредственный расчет характеристик фильтра, который является одним из ключевых (но не единственным) этапов при проектировании фильтра.

Настоящая статья описывает концепцию и построенный на ее основе программный комплексный подход, позволяющий выбрать топологию ПФ на ПАВ с заданными или предельно возможными характеристиками.

**Концепция подхода.** Успешный подход к решению задачи по разработке приборов на ПАВ с предельно достижимыми характеристиками [6, 7] возможен только на основе сопряжения конструктивных, технологических, материаловедческих, физических и схемотехнических принципов построения.

В основе концепции, позволяющей синтезировать ПФ с нужными характеристиками, лежит несколько фундаментальных блоков, отображенных на функциональной схеме (рис. 1):

- анализ технического задания;
- структурный синтез;
- параметрический синтез, содержащий в себе расчетный и оптимизационный модули;
- технологический (производство).

**Анализ технического задания (ТЗ)** позволяет определить требования разрабатываемого ПФ на ПАВ. Обобщив набор требований по параметрам, можно выделить следующие тенденции разработок ПФ на ПАВ:

- а) повышение рабочих частот;
- б) улучшение температурной стабильности [8, 9];
- в) увеличение входной мощности обрабатываемого сигнала [10];
- г) обеспечение предельных характеристик микроприборов на ПАВ [6, 11, 12]:

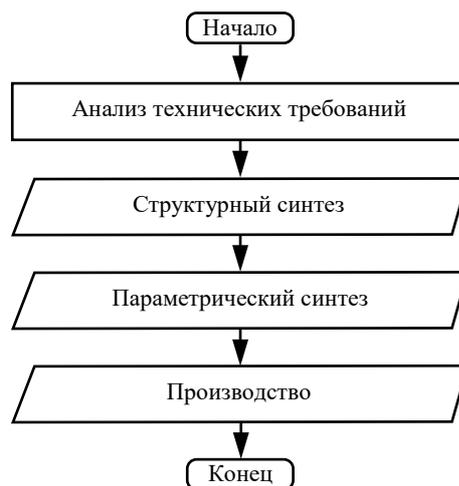


Рис. 1. Концепция подхода

Fig. 1. Conceptual approach

- снижение вносимого затухания;
- увеличение гарантированного относительного затухания в полосе заграждения;
- уменьшение неравномерности АЧХ в полосе пропускания;
- уменьшение неравномерности группового времени задержки (ГВЗ) в полосе пропускания;
- повышение селективности;
- минимизация коэффициента стоячей волны (КСВ).

Некоторые требования, например к АЧХ, можно представить в виде спецификаций или трафаретов частотной характеристики.

На рассматриваемом этапе необходимо проанализировать все технические требования, провести анализ существующих прототипов и технической литературы. Выявляются специфические требования проекта, позволяющие определить вариант исполнения фильтра. Проводится сравнительная оценка существующих решений и оценка вариантов возможного исполнения. Все варианты предложенного решения должны допускать возможности технической реализации.

На этапе анализа с опорой на перечисленные ранее данные и собственный опыт разработчика выдвигаются различные варианты выполнения задания, чем осуществляется переход к структурному синтезу. В результате анализа ТЗ целесообразность разработки избранного варианта ПФ обосновывается с технической точки зрения.

**Структурный синтез.** Особое место в процессе совершенствования акустоэлектронных

устройств занимают исследования и разработка новых рациональных, но в то же время нетривиальных топологических и схмотехнических решений, поскольку неудачный выбор топологии на стадии проектирования не может быть восполнен даже самыми современными подходами расчета и оптимизации. Наиболее остро значимость выбора и поиска новых топологических решений проявляется, когда возможности базовых и наиболее популярных решений исчерпаны и дальнейшее развитие наталкивается на существенные физические и технологические ограничения и противоречия.

Следует отметить, что, несмотря на значительные успехи в области технологии изготовления планарных устройств вообще и акустоэлектронных в частности, топология и схмотехнические решения не претерпели существенных изменений и базируются в основном на следующих элементах: встречно-штыревых преобразователях (ВШП), отражательных структурах (ОС) в виде полосок и канавок и ответвителях. Комбинация этих элементов формирует топологии различного типа. Понимание принципов работы и волновых процессов с сопряженными вторичными эффектами, от которых зависят рабочие характеристики

устройств, помогает на начальной стадии разработки выбрать наиболее подходящее решение.

**Выбор типа прибора (архитектура или топологическое решение).** Суть выбора – поиск реализации прибора в базе доступных решений или комбинации доступных элементов на основе опыта разработчика и физической реализуемости в рамках спецификации.

Этап структурного синтеза является основным, так как все преимущества и недостатки устройства определяются выбранной архитектурой. Успешное решение задачи синтеза в рамках традиционных подходов во многом определяется опытом разработчика и уровнем развития библиотеки базовых элементов и доступных стандартных решений. При использовании новых принципов и нетривиальных топологических решений синтез усложняется. Необходимо понять физику волновых процессов, после чего переходить к их моделированию и анализу топологии.

Типовые структуры приборов или топологических решений можно разделить на две большие группы [13, 14]:

- трансверсальные (рис. 2);
- резонаторные (рис. 3).

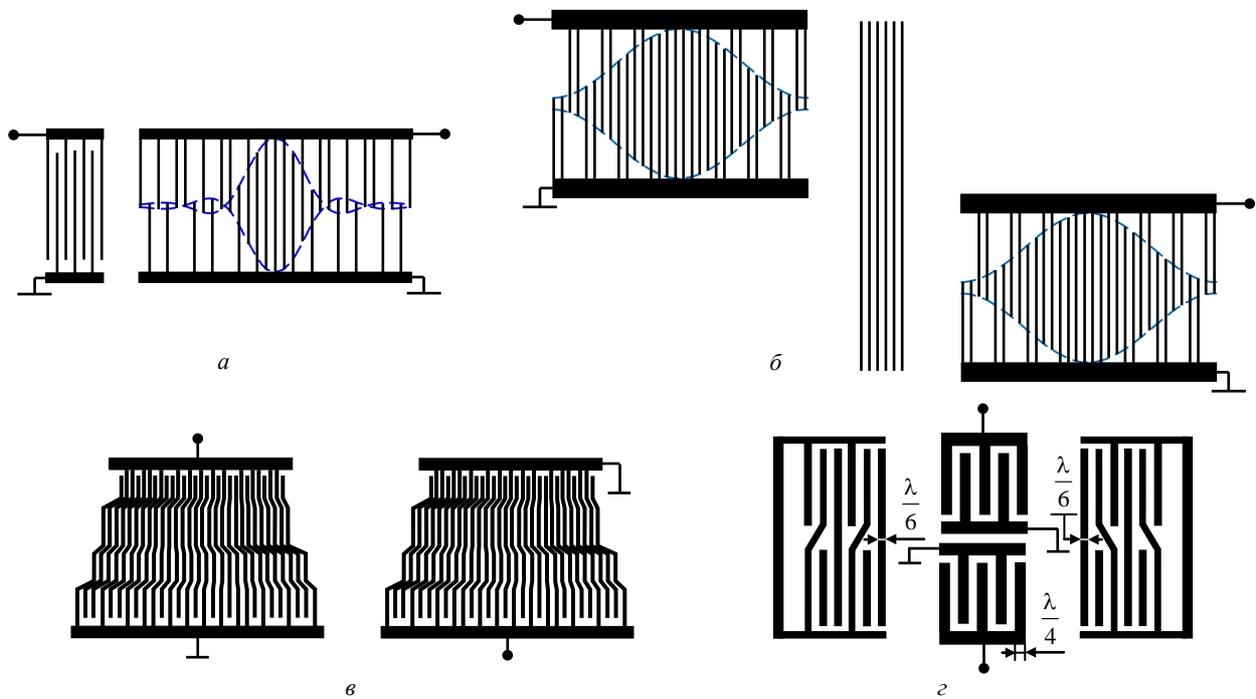


Рис. 2. Типовые структуры трансверсальных фильтров на ПАВ: а – одноканальная; б – двухканальная на основе МПО; в – веерная; з – кольцевая на основе реверсивного МПО

Fig. 2. Typical structures of transversal SAW filters: а – single channel; б – two channel based on multistrip couplers (MSC); в – quasi-fan; з – ring based on reversing MSC

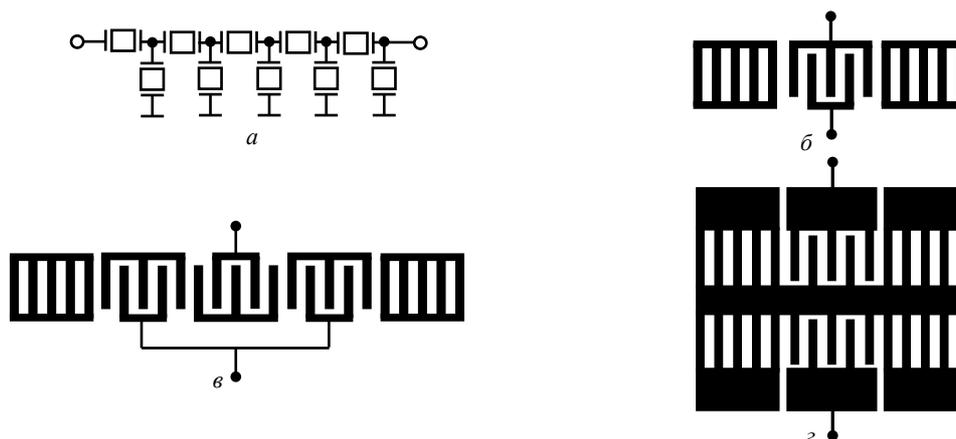


Рис. 3. Типовые резонаторных структуры на ПАВ: а – лестничная схема фильтра на основе однопортовых резонаторов; б – однопортовый резонатор; в – ПФ на основе продольных мод; г – ПФ на основе поперечных мод

Fig. 3. Typical structures of resonator SAW filters: а – ladder filters based on one-port resonators; б – one-port resonator; в – filter based on longitudinal modes; г – filter based on transverse modes

Базовые конструкции топологических решений для трансверсальных фильтров представлены одноканальной схемой (рис. 2, а), конструкцией на основе многополоскового ответвителя (МПО) (рис. 2, б), веерной структурой (рис. 2, в) и кольцевой структурой на основе реверсивного МПО (рис. 2, г).

Трансверсальные фильтры на ПАВ позволяют за счет амплитудной аподизации (показанной на рис. 2, а, б штриховой линией) и взвешивания ВШП создавать АЧХ и ФЧХ сложной формы с полосой пропускания до 80 %. Вносимые потери составляют  $-6...-40$  дБ в зависимости от полосы пропускания. Преимуществом резонаторных фильтров являются малые вносимые потери:  $-0.5...-4$  дБ. При этом реализуется полоса пропускания  $0.01...10$  %.

К основным резонаторным структурам можно отнести лестничный фильтр (рис. 3, а) на основе однопортовых резонаторов (рис. 3, б), конструкции фильтров на продольных (рис. 3, в) и поперечных акустических модах (рис. 3, г).

**Выбор материала** подразумевает выбор пьезоэлектрического материала, его кристаллического среза и типа волны. Выбор материала тесно связан с выбранным топологическим решением.

На сегодняшний день наиболее широко применяемыми типами поверхностных волн для приборов на ПАВ являются [3] (рис. 4):

- волны Рэлея (рис. 4, а);
- вытекающие или псевдоповерхностные ПАВ (ВПАВ) (leaky surface acoustic wave – LSAW) (рис. 4, б);

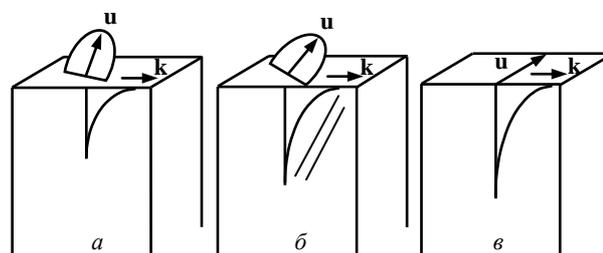


Рис. 4. Типы волн для устройств на ПАВ: а – волна Рэлея; б – вытекающая ПАВ; в – SH-волна ( $\mathbf{k}$  – направление распространения;  $\mathbf{u}$  – смещение)

Fig. 4. Wave types for SAW devices: а – Rayleigh wave; б – leaky SAW; в – SH-wave ( $\mathbf{k}$  – propagation direction;  $\mathbf{u}$  – displacement)

– волны с чисто сдвиговой горизонтальной поляризацией (shift horizontal – SH) (рис. 4, в). Одни из ярких представителей SH-волн – квазиповерхностные волны (surface transverse wave – STW).

Основные параметры наиболее используемых материалов приведены в табл. 1 [3, 15, 16]. К ним можно отнести скорость волны, коэффициент электромеханической связи (КЭМС), относительную эффективную диэлектрическую проницаемость (ДП)  $\epsilon_r = \epsilon/\epsilon_0$  ( $\epsilon$  – абсолютная ДП;  $\epsilon_0 = 8.85 \cdot 10^{-12}$  – абсолютная ДП вакуума), температурный коэффициент частоты (ТКЧ).

Как показывает практика, для каждого материала существует своя область применения.

**Анализ вторичных эффектов.** Для реализации предельных селективных параметров фильтра при выборе архитектуры и последующем расчете необходимо учитывать ряд эф-

Табл. 1. Параметры материалов

Tab. 1. Material parameters

Подложка	Основной тип волны	Скорость на свободной поверхности, м/с	ТКЧ, ppm/°C	КЭМС, %	Относительная диэлектрическая проницаемость ( $\epsilon_r$ )	Применение
Ниобат лития LiNbO <sub>3</sub> , Y-Z	Рэлея	3488	94	4.5	46	Широкополосные фильтры, линии задержки, ДЛЗ (трансверсальные фильтры)
Ниобат лития LiNbO <sub>3</sub> , 128° Y-X	Рэлея	3981	75	5.5	56	Широкополосные фильтры, линии задержки, ДЛЗ (трансверсальные фильтры)
Танталат лития LiTaO <sub>3</sub> , X-112° Y	Рэлея	3302	18	0.9	48	Полосовые фильтры (средние) (трансверсальные фильтры)
Кварц, 42.75° Y-X	Рэлея	3154	0.033	0.15	5.5	Узкополосные трансверсальные фильтры, ПФ на основе поперечных мод, резонаторы
Ниобат лития LiNbO <sub>3</sub> , 64° Y-X	ВПАВ	4696	76	11.2	52	Резонаторные фильтры с малыми потерями
Ниобат лития LiNbO <sub>3</sub> , 49° Y-X	ВПАВ	4748	79	14	60	Резонаторные фильтры с малыми потерями
Танталат лития LiTaO <sub>3</sub> , 36° Y-X	ВПАВ	4225	35	5.5	50	Резонаторные фильтры с малыми потерями
Кварц, 36° Y-X+90°	STW	5000	0.033	0.11	5.5	Узкополосные фильтры, резонаторы

ффектов "второго" порядка и различные механизмы потерь:

- потери на распространение (за счет вязкостных свойств материала и воздушной нагрузки);
- направленность преобразователя;
- паразитные отражения ПАВ внутри преобразователя, решетки;
- массэлектрические отражения от отдельного электрода;
- сигнал тройного прохождения (и другие сигналы многократного отражения);
- дифракционные потери;
- резистивные потери в электродах;
- возбуждение паразитных объемных акустических волн (ОАВ), распространяющихся в глубь подложки;
- генерацию гармоник ПАВ;
- потери на рассогласование;
- паразитные емкости и индуктивности контактных площадок и проводников, взаимные индуктивности;
- неоднородность распределения заряда по ширине электродов преобразователя;
- волноводный эффект.

Накопленный авторами настоящей статьи опыт проектирования устройств на ПАВ позволяет сделать вывод, что многие "вторичные" эффекты необходимо минимизировать еще на стадии структурного синтеза грамотным выбо-

ром параметров топологии и учета технологических особенностей при изготовлении.

**Параметрический синтез.** На этом этапе определяются параметры выбранной топологии, рассчитываются, анализируются и оптимизируются входные параметры.

**Расчетный модуль.** В результате реализации модуля рассчитываются рабочие характеристики прибора на ПАВ на основе набора входных параметров топологии и характеристик материала.

**Физико-математическая модель.** В основе моделирования приборов на ПАВ лежит замена сложного реального объекта на относительно простую, доступную и понятную для элементарного математического описания модель. В результате упрощения некоторые особенности реальных устройств, например различные "вторичные" эффекты, могут опускаться. Для их учета существуют различные модификации модели и ее дополнительные расширения.

В настоящей статье использована модифицированная модель связанных мод (МСМ), реализованная в среде MATLAB, и Р-матричный подход [17, 18]. С помощью МСМ можно рассчитать характеристики в виде полного набора Y-параметров, после чего по известным формулам теории цепей перейти к набору S-параметров, в том числе к АЧХ и ФЧХ фильтра.

Принцип расчета фильтров на ПАВ на основе МСМ и Р-матричного подхода графиче-

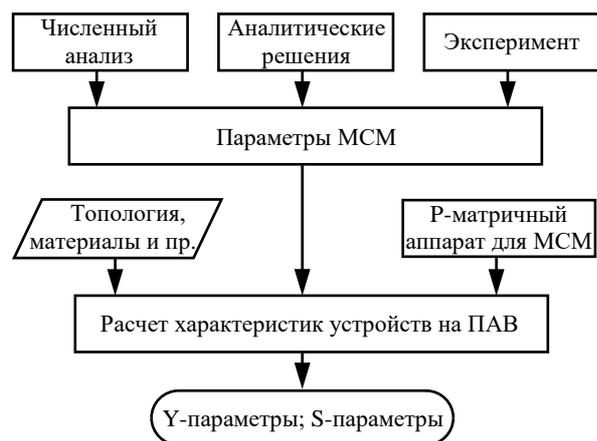


Рис. 5. Принцип расчета характеристик устройств на ПАВ

Fig. 5. Principle of calculating the SAW device responses

ски представлен на рис. 5. Одним из ключевых элементов расчета является ввод параметров материала. Параметры МСМ (скорость волны, коэффициент отражения, КЭМС и др.) не могут быть получены в рамках самой модели. Наиболее распространенными способами получения МСМ-параметров являются их извлечение из экспериментальных данных с последующим построением эмпирических зависимостей, аналитические решения или численные решения на основе метода конечных элементов (МКЭ).

**Параметры модели.** В рамках подхода, представленного в настоящей статье, параметры МСМ извлекаются МКЭ из COMSOL – программного пакета, успешно применявшегося при решении ряда задач акустоэлектроники [19–21].

Для моделирования устройств на ПАВ необходимо определить следующие МСМ-параметры:

- скорость ПАВ на свободной и металлизированной поверхности;
- скорость ПАВ под элементами ВШП и ОС;
- коэффициент отражения ПАВ от электрода;
- коэффициент прохождения ПАВ через электрод;
- коэффициент электромеханической связи;
- затухание ПАВ в подложке;
- статическую емкость.

Для анализа и расчета МСМ-параметров применяется анализ собственных частот с помощью МКЭ [16]. В рамках рассматриваемой задачи вместо затухающей бегущей волны рассматриваются незатухающие стоячие волны, для ко-

торых можно определить собственные частоты.

Расчет и анализ собственных частот – один из способов анализа акустических мод, возбуждаемых в изучаемой топологической структуре или элементарной ячейке. Если создать условия, при которых ячейке сообщается энергия за счет пьезоэлектрического эффекта, а последующие внешние воздействия на колебательную систему отсутствуют, то в отсутствие потерь в ней возникнут незатухающие собственные (или свободные) колебания на частотах, называемых собственными. В ограниченных системах, в частности, в тестовой ячейке с конечными размерами, но с бесконечными периодическими условиями, может существовать ограниченный набор собственных колебаний (акустических мод). Каждая возбуждаемая на собственных частотах акустическая мода (ПАВ, ВПАВ, ОАВ и их гармоники) характеризуется отдельными формами колебания.

В силу симметрии при рассмотрении ячейки бесконечной периодической системы неоднородностей (металлических электродов) для анализируемой акустической моды фиксируется пара собственных частот, между которыми располагается полоса брэгговского отражения волн. Для решетки с конечной протяженностью вдоль направления распространения волны имеющиеся собственные частоты соответствуют нулям коэффициента отражения ограниченной системы поверхностных неоднородностей. В однородной ячейке без условий для отражения (полностью свободная или металлизированная поверхность) собственная частота рассматриваемой акустической моды будет единственной, поскольку отсутствует условие Брэгга (условие синхронного отражения волны от системы периодических неоднородностей).

При моделировании необходимо учитывать значительное число степеней свободы, относящихся к топологическим, конструктивным и технологическим особенностям устройств, а именно:

- тип элементарной структуры ВШП;
- профиль электрода;
- геометрию контактных площадок и шин преобразователя;
- тип отражательной структуры (электрически закороченная или разомкнутая);
- толщину металлизации;
- коэффициент металлизации.

**Модуль оптимизации.** Широкий круг задач оптимизации применительно к микроприборам на ПАВ рассмотрен в [22–28], где в частности использованы стандартные современные методы статистического анализа на генетических алгоритмах [22, 26].

Модуль оптимизации является одним из ключевых базисов разрабатываемого комплексного подхода к проектированию. В основе рассматриваемого подхода лежит метод случайного поиска, что позволяет выйти на глобальные оптимальные решения. Начальное состояние формируется случайным образом в диапазоне параметров топологии, заданных конструктором-разработчиком.

Модуль оптимизации анализирует полученное в результате расчета на текущей итерации решение и выполняет переход к следующей итерации. Оптимизации подвергаются лишь геометрические параметры топологии в пределах выбранной архитектуры прибора. Выбор материала и типа среза не закладывается в алгоритм автоматической оптимизации, а выполняется на предварительном этапе. Противоположный подход требует усложнения программы расчета, что является нецелесообразным [22]. В рамках подхода, рассмотренного в настоящей статье, в результате оптимизации должны быть определены параметры элементов топологии разрабатываемого прибора, предусмотренные выбранной на этапе структурного синтеза архитектурой.

Количество параметров оптимизации изменяется от десятков до сотен в зависимости от выбранной архитектуры фильтра. Основная сложность заключается в том, что изменение одного параметра ведет к изменению влияния и других параметров на выходные характеристики, что следует понимать как сложный комплексный вклад каждого параметра. Предположим, что оптимизируемая функция содержит много экстремумов. Метод случайного поиска позволяет варьировать многие параметры или переменные одновременно, находя при этом наиболее рациональное решение при оптимизации многоэкстремальных и многопараметрических функций.

Рассмотрим общую задачу условной оптимизации:

$$\max CF(\mathbf{x}), \mathbf{x} = (x_1, x_2, \dots, x_N), \\ x_i \in [a, b], i = 1, N$$

где  $CF(\mathbf{x})$  – максимизируемая целевая функция (ЦФ), имеющая априори неизвестное число экстремумов.

В рассматриваемом случае задача многокритериальная. Имеет смысл свести ее в один комплексный критерий, обозначаемый как CF:

$$CF = \prod_{i=1}^N w_i CF_i(\mathbf{x}), \quad (1)$$

где  $N$  – количество критериев;  $w_i$  – весовой коэффициент  $i$ -го критерия, с помощью которого задается его приоритет;  $CF_i(\mathbf{x})$  – целевая функция  $i$ -го критерия.

У частных критериев могут устанавливаться весовые коэффициенты  $w_i$ , учитывающие важность их вклада в ЦФ.

Мультипликативный принцип формирования комплексного критерия (1) выбран исходя из того, что для принятия решения необходимо полное выполнение ТЗ, т. е. выполнение всех частных критериев, что соответствует значению  $CF=1$ . Невыполнение хотя бы одного частного критерия обнуляет CF, тем самым решение отбрасывается. Преимущество мультипликативного формирования критерия по сравнению с традиционным подходом в виде суммы взвешенных частных критериев состоит в том, что реализованный в MATLAB алгоритм оптимизации базируется именно на таком принципе. Принципиально аддитивный и мультипликативный подходы к формированию комплексного критерия тождественны с точностью до выбора весовых коэффициентов.

Как правило, большинство практических задач характеризуется сложной зависимостью ЦФ от параметров, характеризующейся большим количеством локальных максимумов. Полный перебор параметров для нахождения абсолютного максимума таких функций или вообще неприменим, или затруднителен ввиду очень больших временных затрат. Для их уменьшения можно увеличить шаг анализа, но при этом снижается его точность, и за максимальное значение ЦФ может быть принято значение на скате глобального максимума. Ес-

ли же уменьшать шаг, то точность растет, но очень существенно увеличивается время анализа.

При случайном выборе значений параметров точность результата определится количеством итераций и задаваемым ограничением области исследуемых значений параметров.

В рассмотренном далее алгоритме оптимизации предполагается, что исходные параметры  $x$  имеют известные ограничения области определения. Прочая дополнительная информация о характере целевой функции и ее свойствах (дифференцируемость, непрерывность и т. д.) неизвестна и не учитывается в процессе поиска решения.

Комплексный критерий с помощью нормировки и весовых коэффициентов приводится к виду:

- $CF \geq 1$  удовлетворяет ТЗ;
- $CF < 1$  не удовлетворяет ТЗ.

На рис. 6 представлен алгоритм оптимизации для определения максимума ЦФ на базе двухэтапного анализа. Этапы определяются числом итераций: при числе итераций  $k \leq N_1$  реализуется первый этап – метод случайного поиска решения задач на основе равномерного распределения параметров в некоторой широкой области определения; при  $N_1 < k < N$  – второй этап – аналогичный поиск при нормальном законе распределения в более узкой области, выбранной после первого этапа.

Шаг 1. Ввод числа итераций, предусмотренных для этапов 1 и 2.

Шаг 2. Ввод границ спецификации и требований к характеристикам фильтра, на основании которых будет рассчитываться ЦФ.

Шаг 3. Установить базовые значения ЦФ. Например, если характеристика фильтра полностью удовлетворяют требованиям ТЗ, то значение ЦФ приравнивается к 1. Таким образом, если по каким-либо частным критериям в результате оптимизации будут наблюдаться превышения заданных параметров, текущее значение  $CF_{ik}$  будет больше 1, а если же по каким-либо частным критериям заданные параметры не достигают требований ТЗ,  $CF_{ik} < 1$ . Поскольку результат оптимизации заранее неизвестен, есть смысл установить некое поро-

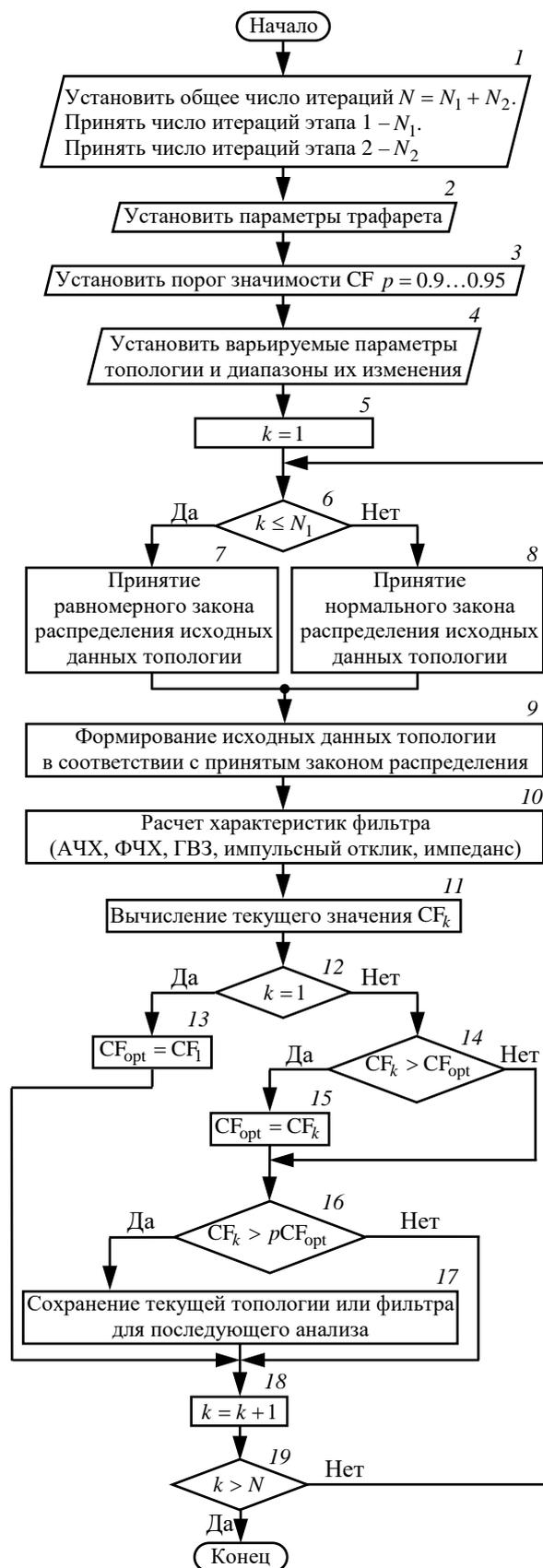


Рис. 6. Алгоритм поиска оптимального решения

Fig. 6. Optimal solution search algorithm

вое значение ЦФ, при достижении которого результат оптимизации будет все же сохраняться и учитываться в дальнейшем.

Шаг 4. Установить параметры топологии, по которым будет происходить оптимизация, по сути, определить число степеней свободы. Также необходимо задать диапазон изменения параметров топологии на основе анализа ТЗ и возможности технической и технологической реализации.

Шаг 5. Установить счетчик  $k = 1$ .

Шаг 6. Для исходных данных топологии проверить условие:

а) если  $k \leq N_1$ , формирование исходных данных топологии осуществляется случайным образом по закону с равномерной функцией распределения;

б) если  $k > N_1$ , формирование исходных данных топологии осуществляется случайным образом по закону с нормальной функцией распределения, максимум которого соответствует наибольшему значению ЦФ на первом этапе.

Шаги 7 и 8. Определить закон распределения исходных данных топологии.

Шаг 9. Формируются исходные данные топологии в соответствии с принятым законом распределения.

Шаг 10. Запускается расчетный модуль. Расчет характеристик ПФ.

Шаг 11. Вычисляется значение функции ЦФ в текущей точке.

Шаги 12, 13. На первой итерации ( $k = 1$ ) полученное значение ЦФ признается оптимальным.

Шаги 14, 15. Если полученное на текущей итерации значение ЦФ выше оптимального ( $CF_k > CF_{opt}$ ), оно становится оптимальным.

Шаги 16, 17. Сохранение текущего состояния проекта, если значение ЦФ выше порогового ( $CF_k > CF_1$ ).

Шаг 18. Приращение номера итерации.

Шаг 19. Проверка условия окончания процесса при  $k > N$ . В противном случае – переход к следующей итерации.

После окончания оптимизации необходимо проанализировать полученные рабочие характеристики и выбрать наилучшее компромисс-

ное решение из нескольких полученных, основываясь на эмпирическом опыте разработчика. Хотя в результате оптимизации и возможно получить наилучшее решение по максимуму ЦФ, однако в многокритериальных задачах абсолютно лучшее решение выбрать довольно сложно, поскольку при переходе от одного критерия к другому характеристики варьируются.

На основе представленного алгоритма разработана программа поиска максимума ЦФ, реализующая вышеописанный метод. Среда разработки – MATLAB.

**Технологические особенности.** От возможностей технологии изготовления приборов на ПАВ существенно зависят их характеристики. Выделим несколько важных моментов, которые показывают влияние технологии на структурный синтез, параметры ПАВ и на сходимость результата:

1. Применяемые способы литографии (прямая или обратная) влияют на профиль электрода, определяющий параметры волн, которые необходимо учитывать в аналитических моделях расчета.

2. Минимально достижимая ширина электрода определяет выбор типа преобразователя и архитектуру фильтра (на стадии структурного синтеза), поскольку этот параметр в первую очередь влияет на рабочую частоту устройства.

3. При изготовлении устройств необходимо выбирать окно процесса, обеспечивающее минимальное влияние технологических факторов производства. Правильный выбор окна процесса снижает неравномерность толщины и ширины электродов на пластине как по площади одного элемента (устройства/чипа), так и пластины в целом. На результат синтеза влияют такие критичные факторы, как ошибки при контроле времени экспонирования; неравномерность интенсивности ультрафиолетового излучения в рабочем поле установки; неравномерность фоторезиста на пластине и ее кривизна и т. д. [29, 30].

Технология, полученная в результате проектирования, должна обеспечивать повторяемость изделий при изготовлении и соответствие расчетных характеристик экспериментальным. Эти условия выполнимы, если все технологические этапы производства отработаны и соответствуют прецизионным требованиям.

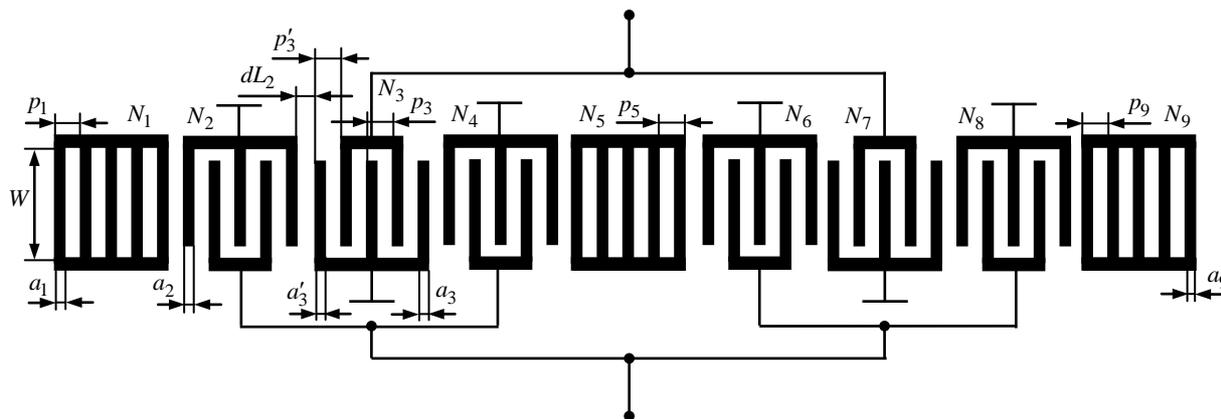


Рис. 7. Топология одной секции фильтра на продольных резонансных модах:  $W$  – апертюра;  $N$  – число электродов;  $p$  – период следования электродов;  $a$  – ширина электрода основного блока;  $a'$  – ширина электрода на краях блока;  $p'$  – период следования электродов на краях блока;  $dL$  – зазор между блоками

Fig. 7. Topology of one section filter on longitudinal resonant modes:  $W$  – aperture;  $N$  – number of electrodes;  $p$  – pitch of electrodes;  $a$  – electrode width of main block;  $a'$  – electrode width at the edges of the block;  $p'$  – pitch of electrodes at the edges of the block;  $dL$  – gap

**Апробация.** На основе предложенной концепции спроектирован резонаторный фильтр на ВПАВ на пьезоэлектрической подложке  $64^\circ$  УХ-среза ниобата лития. Фильтр состоит из двух секций фильтра на продольных резонансных модах (Double Mode SAW filter – DMS). На рис. 7 представлена топология первой секции фильтра и показаны основные топологические параметры: апертюра, количество, перио-

ды следования и ширина электродов ВШП и ОС, зазоры между ВШП и ОС. Исходя из особенностей работы резонаторных фильтров некоторые параметры полученной топологии являются взаимно зависимыми. Поэтому количество степеней свободы для этой конструкции не будет равно числу параметров. Параметры, по которым будет проходить оптимизация, представлены в табл. 2. Число независимых

Табл. 2. Параметры топологии, по которым проводится оптимизация, и их предельные значения

Tab. 2. Topology parameters used for optimization and their limit values

Параметр	Обозначение	Единица измерения	Минимум	Максимум
Апертура	$W$	Длина волны	15	45
Толщина металлизации	$H_m$	мкм	0.1	0.5
Количество электродов ВШП	$N_2 = N_4 = N_6 = N_8$	–	5	75
Количество электродов ВШП	$N_3 = N_7$	–	5	75
Количество ОС	$N_1$	–	8	100
Количество ОС	$N_5$	–	8	100
Количество ОС	$N_9$	–	8	100
Зазоры	$dL_2 = dL_3 = dL_6 = dL_7$	Длина волны	0	1
Период следования электродов ВШП	$p_2 = p_3 = p_4 = p_6 = p_7 = p_8$	мкм	3.9	4.2
Период следования электродов на краях ВШП	$p'_2 = p'_3 = p'_4 = p'_6 = p'_7 = p'_8$	мкм	3.9	4.2
Период следования электродов ОС	$p_1$	мкм	3.9	4.2
Период следования электродов ОС	$p_5$	мкм	3.9	4.2
Период следования электродов ОС	$p_9$	мкм	3.9	4.2
Коэффициент металлизации электродов ВШП	$C_{m2} = C_{m3} = C_{m4} = C_{m6} = C_{m7} = C_{m8}$	–	0.3	0.7
Коэффициент металлизации электродов на краях ВШП	$C'_{m2} = C'_{m3} = C'_{m4} = C'_{m6} = C'_{m7} = C'_{m8}$	–	0.3	0.7
Коэффициент металлизации электродов ВШП ОС	$C_{m1}$	–	0.3	0.7
Коэффициент металлизации электродов ВШП ОС	$C_{m5}$	–	0.3	0.7
Коэффициент металлизации электродов ВШП ОС	$C_{m9}$	–	0.3	0.7

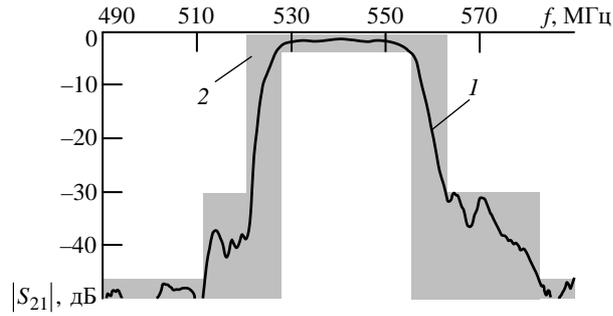


Рис. 8. Типовая АЧХ фильтра (1), вписанная в рамки заданной спецификации (2)

Fig. 8. Typical frequency response (1) within the given specification (2)

Табл. 3. Основные параметры ПФ

Tab. 3. Main filters parameters

Параметр	Значение
Рабочая (номинальная) частота, МГц	540
Вносимое затухание не более, дБ	-1.5
Полоса пропускания по уровню -2 дБ, МГц	28
Полоса пропускания по уровню -28 дБ не более, МГц	42
Неравномерность вносимого затухания в полосе пропускания не более, дБ	1
Гарантированное относительное затухание при отстройке от средней частоты на +40 МГц, дБ	-45
Гарантированное относительное затухание при отстройке от средней частоты на -30 МГц, дБ	-45

параметров составляет 17. Даже если каждый параметр получит 5–6 возможных значений, количество возможных топологий – более  $10^{10}$ . На примере представленной конструкции рассмотрим процесс оптимизации топологии.

Задание на оптимизацию соответствует спецификации фильтра, представленной на рис. 8 и в табл. 3.

На рис. 9, 10 представлены результаты оптимизации параметров фильтра. Максимальное число итерации установлено 6400. Расчет ЦФ

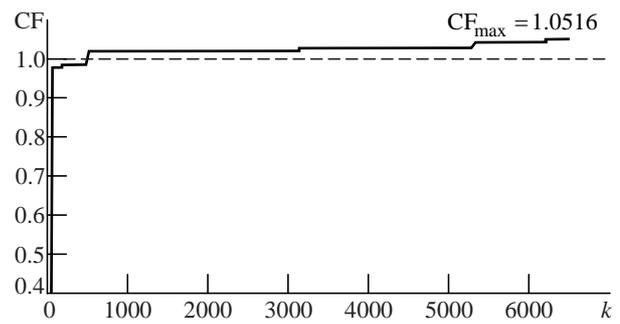


Рис. 9. Работа оптимизационного алгоритма на примере зависимости ЦФ в от числа итераций

Fig. 9. Operation of the optimization algorithm on the example of the dependence of the objective function on the number of iterations

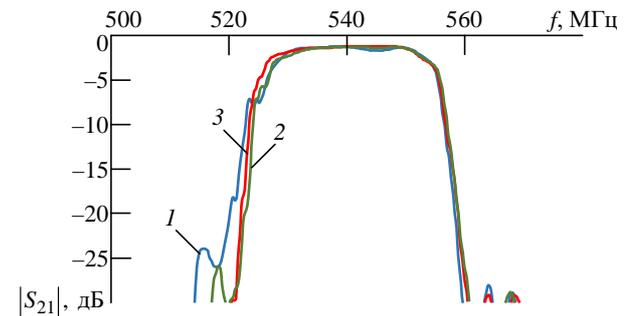


Рис. 10. Получение оптимального решения для резонаторного фильтра (1 – итерация № 35; 2 – итерация № 500; 3 – итерация № 6205)

Fig. 10. Obtaining of the optimal solution for the resonator filter

(1 – iteration № 35; 2 – iteration № 500; 3 – iteration № 6205)

показал, что потребовалось около 600 итераций, чтобы выйти на значение  $CF > 1$ . Это полностью соответствует требованиям спецификации. В интервале итераций 5200...6400 происходил более детальный анализ в окрестностях значений параметров, соответствующих наилучшим значениям ЦФ, и, как следует из рис. 9, максимум ЦФ при этом был еще раз улучшен.

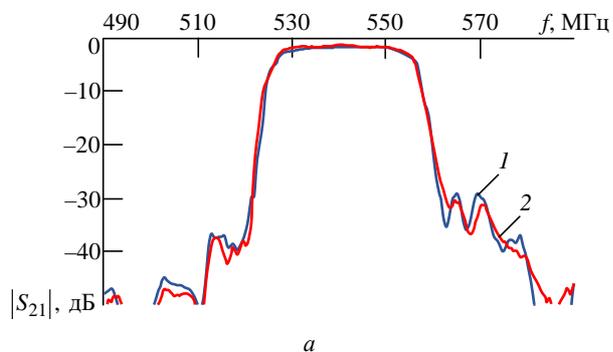
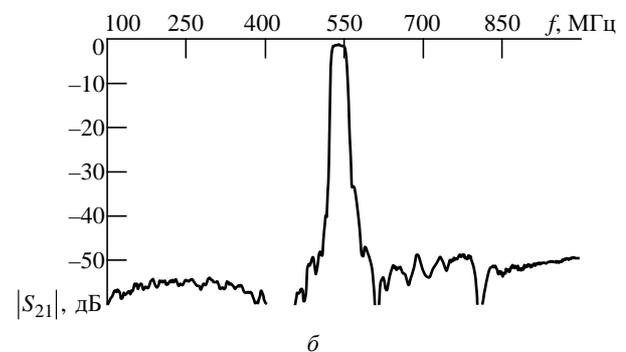


Рис. 11. АЧХ фильтра: а – сравнение расчетной (1) и измеренной (2) характеристик; б – измеренная характеристика в широком диапазоне частот

Fig. 11. Filter frequency response: а – comparison of calculated (1) and measured (2) responses; б – measured response over a wide frequency range



На рис. 11 представлены результаты расчета и измерения АЧХ разработанного резонаторного ПФ на ПАВ.

Как видно из сравнения характеристик, достигнуто хорошее их совпадение. Вносимые потери –1.25 дБ. Относительная полоса пропускания по уровню –2 дБ 5.2 %. Неравномерность в полосе –0.5 дБ. Подавление в полосе заграждения в ближней зоне –30...–40 дБ (рис. 11, а), в дальней зоне –48 дБ (рис. 11, б).

**Заключение.** Представлено описание комплексного подхода и концепции построения системы автоматизированного проектирования ПФ на ПАВ. Предложен оригинальный метод оптимизации топологии устройств на ПАВ. Проведена апробация подхода на примере рас-

чета и оптимизации ПФ на ВПАВ на 64° УХ-среде ниобата лития. Предложенный подход к проектированию фильтра на ПАВ позволяет быстро и относительно точно прогнозировать рабочие характеристики на стадии моделирования, а следовательно, уменьшить количество экспериментальных итераций и повысить эффективность разработки.

Результаты моделирования на основе МСМ подтверждаются результатами измерений характеристик экспериментальных образцов, что свидетельствует об адекватности рассмотренного подхода к моделированию. Представленный подход можно рассматривать как инструмент прогнозирования и оценки характеристик разрабатываемых фильтров на ПАВ.

### Список литературы

1. Гуляев Ю. В. Акустоэлектроника (исторический обзор) // Успехи физ. наук. 2005. Т. 175, № 8. С. 887–895. doi: 10.3367/UFN.0175.200508h.0887
2. Фильтрация и спектральный анализ радиосигналов. Алгоритмы. Структуры. Устройства / Г. М. Аристархов, Ю. В. Гуляев, В. Ф. Дмитриев и др.; под ред. Ю. В. Гуляева. М.: Радиотехника, 2020. 504 с.
3. Акустоэлектронные устройства обработки и генерации сигналов. Принципы работы, расчета и проектирования / О. Л. Балышева, В. И. Григорьевский, Ю. В. Гуляев и др.; под ред. Ю. В. Гуляева. М.: Радиотехника, 2012. 576 с.
4. Анцев И. Г., Богословский С. В. Эволюция систем мониторинга на основе меток и датчиков на поверхностных акустических волнах // Инновации. 2015. № 12. С. 115–122.
5. Пассивные беспроводные датчики и радиометки на принципах функциональной электроники / И. Г. Анцев, С. В. Богословский, Г. А. Сапожников, С. А. Жгун, А. Р. Жежерин, А. Н. Трофимов, А. С. Швецов. М.: Наука, 2021. 518 с.
6. Койгеров А. С. Достижение критических и предельных параметров в микроприборах на поверхностных акустических волнах // Нано- и микро-системная техника. 2022. Т. 24, № 4. С. 199–207. doi: 10.17587/nmst.24.199-207
7. Морозов А. И., Проклов В. В., Станковский Б. А. Пьезоэлектрические преобразователи для радиоэлектронных устройств. М.: Радио и связь, 1981. 184 с.
8. Good Temperature Coefficient of Frequency SAW resonator on a SiO<sub>2</sub>/Al/LiNbO<sub>3</sub> Structure / H. Nakanishi, H. Nakamura, T. Tsurunari, J. Fujiwara, Y. Hamaoka, K. Hashimoto // Int. IEEE Ultrasonics Symp. San Diego, USA, 11–14 Oct. 2010. IEEE, 2011. P. 1298–1301. doi: 10.1109/ULTSYM.2010.5935465
9. I.N.P. SAW Technology and its Application to Microacoustic Components (Invited) / T. Takai, H. Iwamoto, Y. Takamine, T. Fuyautsume, T. Nakao, M. Hiramoto, T. Toi, M. Koshino // IEEE Intern. Ultrasonics Symp. (IUS), Washington, DC, 6–9 Sept. 2017. IEEE, 2017. 8 p. doi: 10.1109/ULTSYM.2017.8091876
10. Фильтры на поверхностных акустических волнах с высокой входной мощностью для систем связи, радиолокационной и телекоммуникационной аппаратуры на номинальную частоту 2170 МГц / С. А. Никитов, А. С. Багдасарян, С. Н. Кондратьев, Т. В. Сеницына, О. В. Машинин, А. С. Груздев // Радиотехника и электроника. 2016. Т. 61, № 4. С. 389–394. doi: 10.7868/S0033849416040100
11. Фильтры на ПАВ с малыми потерями – одно из главных конкурентных преимуществ техники ПАВ / А. С. Багдасарян, Ю. В. Гуляев, С. А. Доберштейн, Т. В. Сеницына // Техника радиосвязи. 2019. № 3 (42). С. 86–98. doi: 10.33286/2075-8693-2019-42-86-98
12. Применение однонаправленных встречно-штырьевых преобразователей при проектировании фильтров на поверхностных акустических волнах / И. Г. Анцев, С. В. Богословский, Г. А. Сапожников, А. Р. Жежерин // Вопросы радиоэлектроники. 2019. № 2. С. 58–70.
13. Устройства частотной селекции на ПАВ в современных системах связи, радиолокации и телекоммуникации / А. Багдасарян, Т. Сеницына, О. Машинин, П. Иванов, Р. Егоров // Электроника: наука, технология, бизнес. 2013. № 8. С. 128–136.
14. Прапорщиков В., Орлов В. Фильтры на ПАВ. Краткий обзор и методы расчета // СВЧ-электроника. 2020. № 3. С. 40–47.
15. Morgan D. Surface Acoustic Wave Filters With Applications to Electronic Communications and Signal Processing. N. Y.: Academic Press, 2010. 448 p.
16. Койгеров А. С., Балышева О. Л. Быстрый численный расчет параметров поверхностных акустических волн Рэлея для модели связанных мод // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2022. Т. 25, № 5. С. 67–79. doi: 10.32603/1993-8985-2022-25-5-67-79

17. Дмитриев В. Ф. Вывод модифицированных уравнений связанных поверхностных акустических волн // Радиотехника и электроника. 2009. Т. 54, № 9. С. 1134–1143.

18. Койгеров А. С. Аналитический подход к расчету резонаторного комбинированного фильтра на поверхностных акустических волнах на основе модели связанных мод // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2022. Т. 25, № 2. С. 16–28. doi: 10.32603/1993-8985-2022-25-2-16-28

19. Тимошенко П. Е., Широков В. Б., Калинин В. В. Конечно-элементное моделирование характеристик ПАВ-фильтров на основе тонких пленок титаната бария стронция // Экологический вестн. науч. центров черноморского экономического сотрудничества. 2020. Т. 17, № 4. С. 48–56. doi: 10.31429/vestnik-17-4-48-56

20. 3D Finite Element Modeling of Real Size SAW Devices and Experimental Validation / S. Zhgoon, D. Tsimbal, A. Shvetsov, K. Bhattacharjee // IEEE Ultrasonics Symp. Beijing, China, 02–05 Nov. 2008. P. 1932–1935. doi: 10.1109/ULTSYM.2008.0476

21. Влияние апертуры встречно-штыревого преобразователя на характеристики его выходного сигнала в пьезоэлектрической пластине / И. Е. Кузнецова, А. В. Смирнов, Ю. В. Плеханова, А. Н. Решетилов, Г.-Ц. Ван // Изв. РАН. Сер. физическая. 2020. Т. 84, № 6. С. 790–793. doi: 10.31857/S0367676520060162

22. Бугаев А. С., Горский В. Б. Система оптимизации выходных характеристик электронных компонент // Радиотехника и электроника. 2009. Т. 54, № 10. С. 1266–1276.

23. Бауск Е. В., Одаренко О. И. Оптимизация характеристик фильтров на поверхностных акусти-

ческих волнах с помощью критерия минимакса // Автоматика. 2001. № 4. С. 18–25.

24. Hybrid optimization techniques for the design of SAW-filters / J. Franz, C. C. W. Ruppel, F. Seifert, R. Weigel // IEEE Ultrasonic Symp. Proc. Toronto, Canada, 05–08 Oct. 1997. P. 33–36. doi: 10.1109/ULTSYM.1997.662974

25. Bi F. Z., Pyman A. C. A Fast Algorithm of Designing Minimum Phase Transducer and Its Application to SPUDT Design // IEEE Symp. on Ultrasonics, Honolulu, USA, 05–08 Oct. 2003. Vol. 1. P. 522–525. doi: 10.1109/ULTSYM.2003.1293457

26. Genetic optimization algorithms in design of coupled SAW / J. Meltaus, P. Hämmäläinen, M. M. Salomaa, V. P. Plessky // IEEE Ultrasonic Symp., Montreal, Canada, 23–27 Aug. 2004. Vol. 3. P. 1901–1904. doi: 10.1109/ULTSYM.2004.1418202

27. Bausk E., Taziev R., Lee A. Synthesis of Slanted and Quasi-Slanted SAW Transducers // IEEE Trans. on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control. 2004, Vol. 51, iss. 8. P. 1002–1009. doi: 10.1109/TUFFC.2004.1324404

28. Ruppel C. C. W., Sachs A. A., Seifert F. J. A Review of Optimization Algorithms for the Design of SAW Transducers // IEEE Ultrasonic Symp., Orlando, USA, 08–11 Dec. 1991. P. 73–83. doi: 10.1109/ULTSYM.1991.234131

29. Optical and EUV projection lithography: A computational view / A. Erdmann, T. Fuhner, P. Evanschitzky, V. Agudelo, C. Freund, P. Michalak, D. Xu // Microelectronic Engineering. 2015. Vol. 132. P. 21–34. doi: 10.1016/j.mee.2014.09.011

30. Mack C. A. Inside PROLITH: A Comprehensive Guide to Optical Lithography Simulation. URL: [https://lithoguru.com/scientist/litho\\_papers/Inside\\_PROLITH.pdf](https://lithoguru.com/scientist/litho_papers/Inside_PROLITH.pdf) (дата обращения 19.01.2024)

## Информация об авторах

**Койгеров Алексей Сергеевич** – кандидат технических наук (2011), доцент (2021) кафедры микро- и наноэлектроники (МНЭ) Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 45 научных публикаций. Сфера научных интересов – моделирование и проектирование приборов на поверхностных акустических волнах, анализ волновых процессов в COMSOL. Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5 Ф, Санкт-Петербург, 197022, Россия  
E-mail: a.koigerov@gmail.com  
<https://orcid.org/0000-0002-6602-0528>

**Корляков Андрей Владимирович** – доктор технических наук (2011), профессор (2013) кафедры микро- и наноэлектроники (МНЭ) Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 125 научных публикаций. Сфера научных интересов – микро-электромеханические системы. Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5 Ф, Санкт-Петербург, 197022, Россия  
E-mail: akorl@yandex.ru

## References

1. Gulyaev Yu. V. Acoustoelectronics (historical review). Physics-Uspekhi. 2005, vol. 48, no. 8, pp. 847–855. doi: 10.1070/PU2005v048n08ABEH002840

2. Aristarkhov G. M., Gulyaev Yu. V., Dmitriev V. F., Zajchenko K. V., Komarov V. V. *Fil'tratsiya i spektral'nyi analiz radiosignalov. Algoritmy. Struktury.*

*Ustroistva* [Filtration and Spectral Analysis of Radio Signals]. Ed. by Yu. V. Gulyaev. Moscow, *Radiotekhnika*, 2020, 504 p. (In Russ.)

3. Balysheva O. L., Grigoryevskiy V. I., Gulyaev Yu. V. et al. *Akustoelektronnyye ustrojstva obrabotki i generacii simalov. Principy raboty, rascheta i proektirovaniya* [Acoustoelectronic Signal Processing and Generation Devices: Principles of Operation, Calculation and Design]. Ed. by Yu. V. Guljaev. Moscow, *Radiotekhnika*, 2012, 576 p. (In Russ.)

4. Antcev I. G., Bogoslovsky S. V. Development of Monitoring Systems on the Basis of Tags and Sensors Based on Surface Acoustic Waves. *Innovations*. 2015, vol. 12, pp. 115–122. (In Russ.)

5. Antcev I. G., Bogoslovsky S. V., Sapognikov G. A., Zhgoon S. A., Zhezherin A. R., Trofimov A. N., Shvetsov A. S. *Passivnyye besprovodnyye datchiki i radiometki na printsipakh funktsional'noy elektroniki* [Passive Wireless Sensors and Radio Tags Based on the Principles of Functional Electronics]. Moscow, *Nauka*, 2021, 518 p. (In Russ.)

6. Koigerov A. S. Achievement of Critical and Limiting Parameters in Surface Acoustic Wave Micro-devices. *Nano-I mikrosistemnaya tekhnika*. 2022, vol. 24, no. 4, pp. 199–207. doi: 10.17587/nmst.24.199-207 (In Russ.)

7. Morozov A. I., Proklov V. V., Stankovskii B. A. *P'yezoelektricheskiye preobrazovateli dlya radioelektronnykh ustroystv* [Piezoelectric Transducers for Radio-Electronic Devices]. Moscow, *Radio i svyaz'*, 1981, 184 p. (In Russ.)

8. Nakanishi H., Nakamura H., Tsurunari T., Fujiwara J., Hamaoka Y., Hashimoto K. Good Temperature Coefficient of Frequency SAW resonator on a SiO<sub>2</sub>/Al/LiNbO<sub>3</sub> Structure. *Int. IEEE Ultrasonics Symp. San Diego, USA, 11–14 Oct. 2010. IEEE, 2011*, pp. 1298–1301. doi: 10.1109/ULTSYM.2010.5935465

9. Takai T., Iwamoto H., Takamine Y., Fuyautsume T., Nakao T., Hiramoto M., Toi T., Koshino M. I.H.P. SAW Technology and its Application to Microacoustic Components (Invited). *IEEE Intern. Ultrasonics Symp. (IUS)*, Washington, DC, 6–9 Sept. 2017. *IEEE, 2017*, 8 p. doi: 10.1109/ULTSYM.2017.8091876

10. Nikitov S. A., Bagdasaryan A. S., Kondrat'ev S. N., Sinitsyna T. V., Mashinin O. V., Gruzdev A. S. Surface-Acoustic-Wave Filters with a High Input Power for a Nominal Frequency of 2170 MHz for Communication Systems and Radar and Telecommunications Equipment. *J. of Communications Technology and Electronics*. 2016, vol. 61, no. 4, pp. 443–448. doi: 10.1134/S1064226916040100

11. Bagdasaryan A. S., Gulyaev Yu. V., Doberstein S. A., Sinitsina T. V. Low-loss SAW Filters – One of Major Competitive Advantages of SAW Technology. *Radio Communication Technology*. 2019, no. 3 (42), pp. 86–98. doi: 10.33286/2075-8693-2019-42-86-98 (In Russ.)

12. Antcev I. G., Bogoslovsky S. V., Sapognikov G. A., Zhezherin A. R. Single-Phase Unidirectional Transducers and Their Application to Surface Acoustic Wave Filter Design. *Iss. of Radio Electronics*. 2019, no. 2, pp. 58–70. (In Russ.)

13. Bagdasaryan A., Sinitzina T., Mashinin O., Ivanov P., Egorov R. SAW Frequency Selection Devices for Modern Communication, Radiolocation and Telecommunication Systems. *Electronics: Science, Technology, Business*. 2013, no. 8, pp. 128–136. (In Russ.)

14. Praporshchikov V., Orlov V. SAW Filters. Brief Overview and Calculation Methods. *Microwave Electronics*. 2020, no. 3, pp. 40–47. (In Russ.)

15. Morgan D. Surface Acoustic Wave Filters With Applications to Electronic Communications and Signal Processing. Academic Press, 2010, 448 p.

16. Koigerov A. S., Balysheva O. L. Rapid Numerical Calculation of Rayleigh Surface Acoustic Wave Parameters for a Model of Coupling Modes. *Journal of the Russian Universities. Radioelectronics*. 2022, vol. 25, no. 5, pp. 67–79. doi: 10.32603/1993-8985-2022-25-5-67-79 (In Russ.)

17. Dmitriev V. F. Modified Equations of Coupled Surface Acoustic Waves. *J. of Communications Technology and Electronics*. 2009, vol. 54, no. 9, pp. 1077–1086. doi: 10.1134/S1064226909090137

18. Koigerov A. S. Analytical Approach to Designing a Combined-Mode Resonator Filter on Surface Acoustic Waves Using the Model of Coupling of Modes. *Journal of the Russian Universities. Radioelectronics*. 2022, vol. 25, no. 2, pp. 16–28. doi: 10.32603/1993-8985-2022-25-2-16-28 (In Russ.)

19. Timoshenko P. E., Shirokov V. B., Kalinchuk V. V. Finite-Element Modeling of SAW-Filters Based on Thin Films of Barium Strontium Titanate. *Ecological Bulletin of Research Centers of the Black Sea Economic Cooperation*. 2020, vol. 17, no. 4, pp. 48–56. doi: 10.31429/vestnik-17-4-48-56 (In Russ.)

20. Zhgoon S., Tsimbal D., Shvetsov A., Bhattacharjee K. 3D Finite Element Modeling of Real Size SAW Devices and Experimental Validation. *IEEE Intern. Ultrasonics Symp. Beijing, China, 2008*, pp. 1932–1935. doi: 10.1109/ULTSYM.2008.0476

21. Kuznetsova I. E., Smirnov A. V., Plekhanova Y. V., Reshetilov A. N., Wang G.-J. Effect of the Aperture Interdigital Transducer on the Characteristics of Its Output Signal in a Piezoelectric Plate. *Bulletin of the Russian Academy of Sciences: Physics*. 2020, vol. 84, no. 6, pp. 644–647. doi: 10.3103/S1062873820060143

22. Bugaev A. S., Gorskiy V. B. A System for Optimization of the Output Characteristics of Electron Components. *Radiotekhnika i Elektronika*. 2009, vol. 54, no. 10, pp. 1266–1276. (In Russ.)

23. Bausk E. B., Odarenko O. I. Optimization of Characteristics Filters on Surface Acoustic Waves with Help Minimax Criteria. *Autometrics*. 2001, no. 4, pp. 18–25. (In Russ.)

24. Franz J., Ruppel C. C. W., Seifert F., Weigel R. Hybrid optimization techniques for the design of SAW-filters. *IEEE Ultrasonic Symp. Proc., Toronto, Canada, 05–08 Oct. 1997*, pp. 33–36. doi: 10.1109/ULTSYM.1997.662974

25. Bi F. Z., Pyman A. C. A Fast Algorithm of Designing Minimum Phase Transducer and Its Application

to SPUDT Design. IEEE Symp. on Ultrasonics. Honolulu, USA, 05–08 Oct. 2003, vol. 1, pp. 522–525. doi: 10.1109/ULTSYM.2003.1293457

26. Meltaus J., Hämäläinen P., Salomaa M. M., Plessky V. P. Genetic Optimization Algorithms in Design of Coupled SAW. IEEE Ultrasonic Symp. Montreal, Canada, 23–27 Aug. 2004, vol. 3, pp. 1901–1904. doi: 10.1109/ULTSYM.2004.1418202

27. Bausk E., Taziev R., Lee A. Synthesis of Slanted and Quasi-Slanted SAW Transducers. IEEE Trans. on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control. 2004, vol. 51, iss. 8, pp. 1002–1009. doi: 10.1109/TUFFC.2004.1324404

28. Ruppel C. C. W., Sachs A. A., Seifert F. J. A Review of Optimization Algorithms for the Design of SAW Transducers. IEEE Ultrasonic Symp. Orlando, USA, 08–11 Dec. 1991, pp. 73–83. doi: 10.1109/ULTSYM.1991.234131

29. Erdmann A., Fuhner T., Evanschitzky P., Agudelo V., Freund C., Michalak P., Xu D. Optical and EUV Projection Lithography: A Computational View. Microelectronic Engineering. 2015, vol. 132, pp. 21–34. doi: 10.1016/j.mee.2014.09.011

30. Mack C. A. Inside PROLITH: A Comprehensive Guide to Optical Lithography Simulation. Available at: [https://lithoguru.com/scientist/litho\\_papers/Inside\\_PROLITH.pdf](https://lithoguru.com/scientist/litho_papers/Inside_PROLITH.pdf) (accessed 19.01.2024)

### **Information about the authors**

**Aleksey S. Koigerov** – Cand. Sci. (Eng) (2011), Associate Professor (2021) of the Department of Micro- and Nano Electronics (MNE) of Saint Petersburg Electrotechnical University. Author of 45 scientific publications. Area of expertise: modeling and design of devices based on surface acoustic waves.

Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197002, Russia

E-mail: [a.koigerov@gmail.ru](mailto:a.koigerov@gmail.ru)

<https://orcid.org/0000-0002-6602-0528>

**Andrey V. Korlyakov** – Dr. Sci. (Eng) (2011), Professor (2013) of the Department of Micro- and Nano Electronics (MNE) of Saint Petersburg Electrotechnical University. Author of 125 scientific publications. Area of expertise: MEMS.

Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197002, Russia

E-mail: [akorl@yandex.ru](mailto:akorl@yandex.ru)

---

## Синтез блоков электронной перестройки частоты для узкополосных сверхмаломощных генераторов с резонаторами на поверхностных акустических волнах

В. А. Лойко<sup>1,2</sup>, А. Р. Сафин<sup>1,2,3✉</sup>, А. А. Бобурков<sup>1,2</sup>,

<sup>1</sup>ООО "Радиокомп", Москва, Россия

<sup>2</sup>Национальный исследовательский университет "МЭИ", Москва, Россия

<sup>3</sup>Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН, Москва, Россия

✉ [arsafin@gmail.com](mailto:arsafin@gmail.com)

### Аннотация

**Введение.** Современные радиотехнические системы предъявляют жесткие требования к стабильности частоты источников СВЧ-колебаний (СВЧ-генераторов), входящих в их состав. Однако СВЧ-генераторы (на диэлектрических резонаторах или резонаторах на поверхностных акустических волнах), несмотря на низкие уровни спектральной плотности мощности частотных флуктуаций формируемых сигналов, не обладают необходимой стабильностью частоты, требуемой для большинства прецизионных применений (измерители фазового шума, авиационные радиолокаторы, сверхмаломощные синтезаторы частоты). Повысить стабильность частоты таких генераторов возможно, например, посредством системы фазовой автоматической подстройки частоты, однако для ее реализации, как правило, в состав СВЧ-генератора должен входить блок электронной перестройки частоты. Введение в состав СВЧ-генератора такого блока может приводить к ухудшению других его электрических характеристик, например спектральной плотности мощности частотных флуктуаций формируемых сигналов.

**Цель работы.** Разработка методики синтеза блоков электронной перестройки частоты с требуемым диапазоном изменения вносимого фазового сдвига и минимальными собственными потерями мощности для узкополосных СВЧ-генераторов с резонаторами на поверхностных акустических волнах.

**Материалы и методы.** Синтез блоков электронной перестройки частоты проводится численно-аналитическим методом с применением системы математических расчетов MATLAB (лицензия № 906991). Критический анализ полученных результатов проводится сравнительным методом.

**Результаты.** В статье представлена методика синтеза блоков электронной перестройки частоты с требуемым диапазоном изменения вносимого фазового сдвига при сохранении минимальных вносимых потерь, позволяющая учесть собственные паразитные параметры варикапа. Даны рекомендации по правильному выбору варикапов. Проведен сравнительный анализ расчетных и практических результатов. Практическая реализация блока электронной перестройки частоты проведена на базе ООО "Радиокомп" в 2023 г.

**Заключение.** Представленная методика синтеза блоков электронной перестройки частоты является универсальной и может быть использована не только для синтеза блоков электронной перестройки частоты различных узкополосных СВЧ-генераторов, использующих в качестве частото задающего элемента двухпортовые резонаторы, но и для синтеза узкополосных СВЧ-фазовращателей.

**Ключевые слова:** генератор, поверхностные акустические волны, спектральная плотность мощности частотных флуктуаций, перестройка частоты, фазовый сдвиг

**Для цитирования:** Лойко В. А., Сафин А. Р., Бобурков А. А. Синтез блоков электронной перестройки частоты для узкополосных сверхмаломощных генераторов с резонаторами на поверхностных акустических волнах // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2024. Т. 27, № 1. С. 33–47. doi: 10.32603/1993-8985-2024-27-1-33-47

**Конфликт интересов.** Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

**Источник финансирования.** Работа выполнена в рамках государственного задания Министерства науки и высшего образования Российской Федерации (тема № FFWZ-2022-0015).

**Благодарности.** Авторы выражают признательность инженеру ООО "Радиокомп" Добровольскому А. А. за конструктивную критику по результатам ознакомления с методикой синтеза блоков электронной перестройки частоты и активное участие в обсуждении полученных результатов.

Статья поступила в редакцию 27.06.2023; принята к публикации после рецензирования 09.11.2023; опубликована онлайн 29.02.2024



## Synthesis of Electronic Frequency Tuning Units for Narrowband Ultra-Low Noise Oscillators with Surface Acoustic Waves Resonators

Vitaliy A. Loiko<sup>1,2</sup>, Ansar R. Safin<sup>1,2,3✉</sup>, Alexander A. Boburkov<sup>1,2</sup>,

<sup>1</sup>"Radiocomp", Moscow, Russia

<sup>2</sup>National Research University "MPEI", Moscow, Russia

<sup>3</sup>Kotel'nikov Institute of Radioengineering and Electronics RAS, Moscow, Russia

✉arsafin@gmail.com

### Abstract

**Introduction.** Modern radio engineering systems impose strict requirements on the stability of the frequency of microwave oscillation sources (microwave generators) included in their composition. However, microwave oscillators (on dielectric resonators or resonators on surface acoustic waves), despite the low levels of power spectral density of frequency fluctuations of the generated signals, fail to exhibit the frequency stability required for most precision applications (phase noise meters, aircraft radars, ultra-low-noise frequency synthesizers). It is possible to increase the frequency stability of such oscillators, e.g., by using of a phase-locked loop system; however, for its implementation, as a rule, an electronic frequency tuning unit should be included in the microwave oscillator. The introduction of such a unit into the microwave oscillator can lead to degradation of its other electrical characteristics, e.g., the power spectral density of frequency fluctuations of the generated signals.

**Aim.** Development of a method for synthesizing electronic frequency tuning blocks with the required range of introduced phase shift and minimal intrinsic power loss for narrow-band microwave oscillators with resonators based on surface acoustic waves.

**Materials and methods.** The synthesis of electronic frequency tuning blocks is carried out by a numerical-analytical method using the MATLAB (academic license no. 906991) environment. The obtained results are analyzed by a comparative method.

**Results.** The paper presents a methodology for synthesizing electronic frequency tuning blocks with the required range of changes in the introduced phase shift while maintaining minimal insertion losses, which makes it possible to consider the intrinsic parasitic parameters of the varactor. Recommendations on the correct choice of varactors are given. A comparative analysis of calculated and practical results is carried out. The electronic frequency tuning unit was implemented on the basis of "Radiocomp" in 2023.

**Conclusion.** The presented methodology for synthesizing electronic frequency tuning blocks is versatile and can be used not only for the synthesis of electronic frequency tuning blocks of various narrow-band microwave oscillators using two-port resonators as a frequency-setting element, but also for the synthesis of narrow-band microwave phase shifters.

**Keywords:** oscillator, surface acoustic waves, power spectral density of frequency fluctuations, frequency tuning, phase shift

**For citation:** Loiko V. A., Safin A. R., Boburkov A. A. Synthesis of Electronic Frequency Tuning Units for Narrowband Ultra-Low Noise Oscillators with Surface Acoustic Waves Resonators. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2024, vol. 27, no. 1, pp. 33–47. doi: 10.32603/1993-8985-2024-27-1-33-47

**Conflict of interest.** The authors declare no conflicts of interest.

**Source of funding.** The work was carried out according to the state order of the Ministry of Science and Higher Education of the Russian Federation (subject no. FFWZ-2022-0015).

**Acknowledgments.** The authors express their gratitude to A. A. Dobrovolsky, the leading engineer of "Radiocomp", for constructive criticism based on the results of acquaintance with the methodology of synthesis of electronic frequency tuning blocks and active participation in the discussion of the obtained results.

Submitted 27.06.2023; accepted 09.11.2023; published online 29.02.2024

**Введение.** Малошумящие СВЧ-генераторы широко применяются в различных современных радиотехнических системах. При этом серьезным недостатком, присущим подавляюще-

му большинству таких генераторов, является их относительно невысокая долговременная стабильность частоты по сравнению с опорными высокостабильными прецизионными квар-

цевыми генераторами и квантовыми стандартами частоты [1]. С другой стороны, опорные высокостабильные прецизионные генераторы работают исключительно в ВЧ-диапазоне, и при попытке переноса частоты формируемых ими сигналов в СВЧ-диапазон посредством умножения происходит ухудшение другой не менее важной характеристики опорных генераторов – спектральной плотности мощности частотных флуктуаций формируемых сигналов, что не позволяет им по этому параметру конкурировать с малошумящими СВЧ-генераторами. Повысить долговременную стабильность частоты СВЧ-генераторов возможно за счет введения в их состав блока электронной перестройки частоты, посредством которого такой генератор можно синхронизировать с более высокостабильным ВЧ опорным генератором, например благодаря системе фазовой автоматической подстройки частоты (ФАПЧ) [2, 3]. Другой случай, когда малошумящему генератору СВЧ необходим блок электронной перестройки частоты, – снижение негативного влияния на него внешних механических воздействий, например вибраций и ударов посредством электронной системы компенсации.

Блок электронной перестройки частоты малошумящего генератора СВЧ в идеальном случае изменяет частоту формируемого сигнала за счет изменения фазового набега в замкнутой петле генератора (что напрямую вытекает из уравнения баланса фаз) [4]. В малошумящих генераторах СВЧ с двухпортовым резонатором на поверхностных акустических волнах (ПАВ) блок электронной перестройки частоты в случае обеспечения синхронизации посредством системы ФАПЧ должен обеспечивать изменение фазового набега в петле генератора не меньше изменения фазы конкретного ПАВ-резонатора во всем диапазоне рабочих температур (в случае нетермостатированного генератора), в том числе с учетом его долговременной нестабильности частоты в пределах 15–25 лет. По предварительной оценке для термостатированного классического рэлеевского резонатора это соответствует изменению фазы примерно в 30...40 °С [5]. В случае компенсации влияния внешних механических факторов на СВЧ-генератор необходимое изменение вносимого

фазового сдвига определяется чувствительностью конкретного резонатора на ПАВ к внешним вибрациям и уровнем внешнего механического воздействия. По предварительной оценке, для классического рэлеевского резонатора, используемого, например, в составе модулей опорных генераторов, установленных на борту самолета, это около 1...3 °С [5–7]. Следовательно, в зависимости от конкретной цели применения блока электронной перестройки частоты в составе малошумящего опорного генератора с резонатором на ПАВ формулируются требования к уровню перестройки вносимого им фазового сдвига. Однако независимо от цели введения блока электронной перестройки частоты в малошумящий генератор СВЧ с резонатором на ПАВ неизменным остается еще один немаловажный параметр – минимально возможные потери мощности в нем, которые напрямую определяют уровень спектральной плотности мощности частотных флуктуаций сигнала, формируемого таким генератором за пределами полуширины резонатора (в дальней зоне) [8, 9].

Цель данной статьи – описание методики синтеза блоков электронной перестройки частоты с требуемым диапазоном изменения фазы и минимальными собственными потерями.

**Синтез идеализированных блоков электронной перестройки частоты.** В роли управляющего элемента в блоках электронной перестройки частоты, входящих в состав относительно маломощных СВЧ-генераторов (как правило, с мощностью в замкнутой петле, не превышающей 20...25 дБм), в силу миниатюрности, простоты, надежности и дешевизны широко используются электрически управляемые емкости – варикапы.

В качестве базовых ячеек для построения блоков электронной перестройки частоты рассмотрим П- и Т-образные электрические схемы, представленные в общем виде на рис. 1.

Базовые ячейки такой конфигурации, во-первых, обладают возможностью трансформации входных и выходных полных комплексных сопротивлений [10, 11], что повышает их универсальность, поскольку их можно размещать между функциональными блоками электриче-

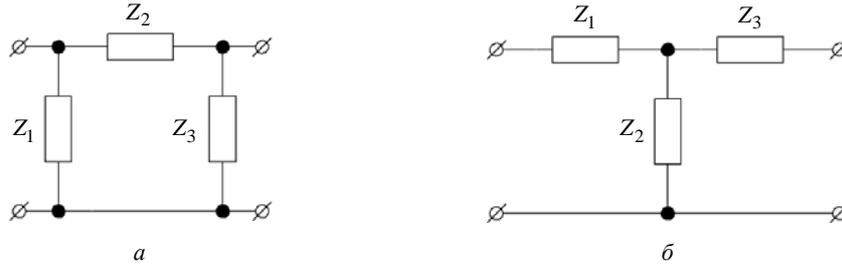


Рис. 1. Базовые схемы: а – П-образные; б – Т-образные  
 Fig. 1. Basic circuits: а – P-topology; б – T-topology

ской схемы, обладающими различными волновыми сопротивлениями, а во-вторых, как будет показано далее, при определенной комбинации входящих в их состав реактивных элементов можно достигать относительно больших изменений вносимых фазовых сдвигов (вплоть до 90 °С) при сохранении приемлемого уровня собственных потерь.

В общем виде комплексные коэффициенты передачи по напряжению для таких схем (на фиксированной частоте  $\omega$ ) можно представить следующим образом:

– для П-схемы (рис. 1, а):

$$\dot{K}_U = \frac{Z_2 Z_H}{\left( Z_2 + \frac{Z_2 Z_\Gamma}{Z_1} + Z_\Gamma \right) \left( Z_2 + \frac{Z_2 Z_\Gamma}{Z_3} + Z_H \right) - Z_H Z_\Gamma}; \quad (1)$$

– для Т-схемы (рис. 1, б):

$$\dot{K}_U = \frac{Z_2 Z_H}{Z_2 (Z_1 + Z_3 + Z_H + Z_\Gamma) + (Z_3 + Z_H)(Z_1 + Z_\Gamma)}, \quad (2)$$

где  $Z_1, Z_2, Z_3$  – полные комплексные сопротивления ветвей;  $Z_\Gamma, Z_H$  – полные комплексные сопротивления источника и нагрузки (для простоты восприятия на электрических схемах не показаны).

На практике, как правило, блоки электронной перестройки частоты, входящие в состав СВЧ-генераторов с резонаторами на ПАВ, включаются на участках, входные и выходные сопротивления которых равны или практически равны [5, 12, 13]. Это ограничивает разнообразие возможных вариантов электрических схем, построенных на основании представленных выше базовых ячеек, до четырех (рис. 2).

Считая, что входные и выходные полные комплексные сопротивления равны и имеют чисто активный характер (т. е.  $Z_\Gamma = Z_H = R_{\text{вх}} = R_{\text{вых}} = \rho$ ), на основании (1) и (2) выражения для комплексных коэффициентов передачи по напряжению схем, представленных на рис. 2 (с учетом обозначений, введенных на рис. 1 и [14]), можно записать в виде:

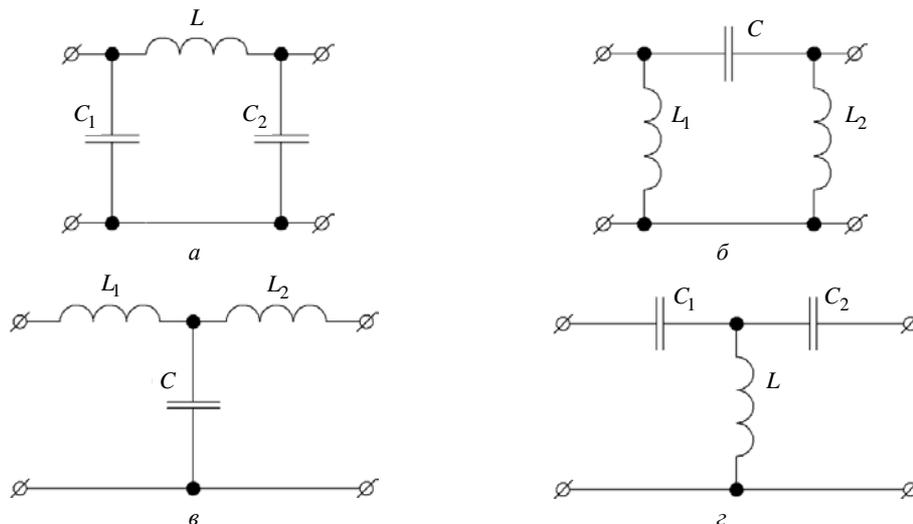


Рис. 2. Возможные схемотехнические реализации базовых ячеек П-схем (а, б) и Т-схем (в, г)  
 Fig. 2. Possible circuit implementations of basic cells of P-topology (а, б) and T-topology (в, г)

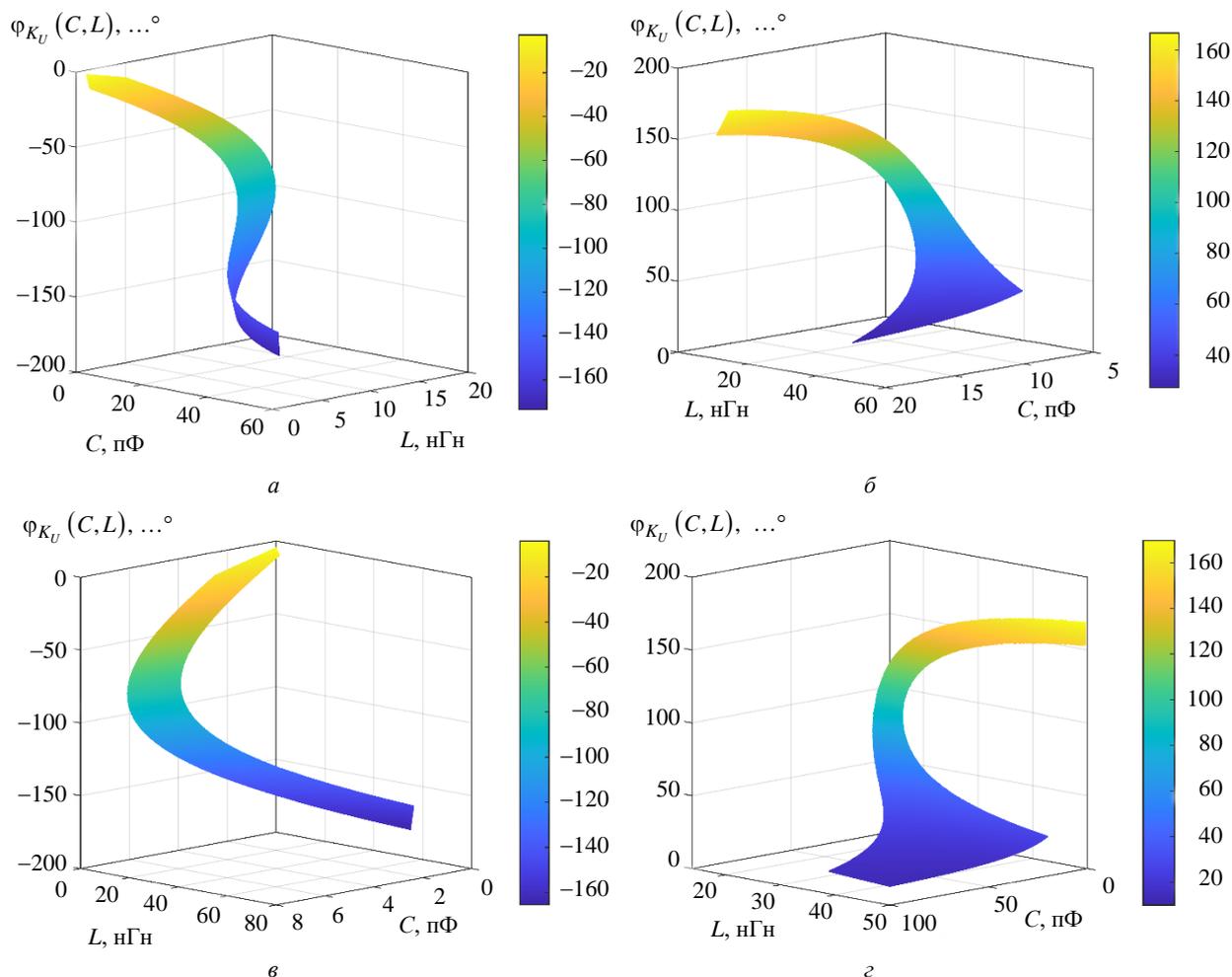


Рис. 3. Аргумент функции комплексного коэффициента передачи (вносимого фазового сдвига) на частоте 0.5 ГГц при  $|K_U(C, L)| \geq 0.495$  раза (9% от максимально возможного значения) для электрических схем, представленных на рис. 2:

$a$  – для рис. 2,  $a$ ;  $b$  – для рис. 2,  $b$ ;  $v$  – для рис. 2,  $v$ ;  $z$  – для рис. 2,  $z$

Fig. 3. Argument of the function of the complex transmission coefficient (introduced phase shift) at a frequency of 0.5 GHz at  $|K_U(C, L)| \geq 0.495$  times (99% of the maximum possible value) for the electrical circuits shown in Fig. 2:  $a$  – for Fig. 2,  $a$ ;

$b$  – for Fig. 2,  $b$ ;  $v$  – for Fig. 2,  $v$ ;  $z$  – for Fig. 2,  $z$

– для П-схемы на рис. 2,  $a$  (учитывая, что  $C_1 = C_2 = C$ ):

$$\dot{K}_U(C, L) = \rho / \left[ 2\rho(1 - \omega^2 LC) + j\omega(L + 2C\rho^2 - \omega^2 L\rho^2 C^2) \right]; \quad (3)$$

– для П-схемы на рис. 2,  $b$  (учитывая, что  $L_1 = L_2 = L$ ):

$$\dot{K}_U(C, L) = \rho / \left\{ 2\rho \left( 1 - \frac{1}{\omega^2 LC} \right) + \frac{j}{\omega} \left[ \frac{1}{C} \left( \frac{\rho^2}{\omega^2 L^2} - 1 \right) - \frac{2\rho^2}{L} \right] \right\}; \quad (4)$$

– для Т-схемы на рис. 2,  $v$  (учитывая, что  $L_1 = L_2 = L$ ):

$$\dot{K}_U(C, L) = \rho / \left\{ 2\rho(1 - \omega^2 LC) + j \left[ 2L\omega + C\omega(\rho^2 - \omega^2 L^2) \right] \right\}; \quad (5)$$

– для Т-схемы на рис. 2,  $z$  (учитывая, что  $C_1 = C_2 = C$ ):

$$\dot{K}_U(C, L) = \rho\omega L / \left[ 2\rho \left( \omega L - \frac{1}{\omega C} \right) - j \left( \frac{2L}{C} + \rho^2 - \frac{1}{\omega^2 C^2} \right) \right]; \quad (6)$$

где  $\omega = 2\pi f$  – круговая частота ( $f$  – циклическая частота);  $L$  и  $C$  – соответственно индуктивность и емкость;  $\rho$  – входное/выходное сопротивление.

Задаваясь для выражений (3)–(6) приемлемым значением модуля комплексного коэффициента передачи по напряжению на фиксированной круговой частоте  $\omega$ , получаем трехмерные зависимости вносимого фазового сдвига от номиналов элементов  $L$  и  $C$  для каждой из рассмотренных на рис. 2 схем.

Из зависимостей, представленных на рис. 3, очевидно, что для каждой из схем на рис. 2 существуют такие значения индуктивности  $L$ , для которых при изменении емкости  $C$  происходит наибольшее/наименьшее изменение вносимого фазового сдвига при сохранении заданного уровня вносимых потерь на фиксированной частоте. В таком случае задача синтеза блока электронной перестройки частоты заключается в определении оптимальных значений индуктивности  $L$  и диапазона допустимых значений емкости  $C$ , в которых при приемлемом уровне вносимых потерь достигается наибольшее/наименьшее изменение вносимого фазового сдвига в зависимости от назначения блока электронной перестройки частоты.

Задавшись приемлемым уровнем модуля комплексного коэффициента передачи по напряжению  $K_{Uж}$  (желаемым коэффициентом передачи), т. е.

$$|\dot{K}_U(C, L)| = K_{Uж}, \quad (7)$$

записав левые и правые части выражений (3)–(6) в показательной форме представления комплексных чисел и перейдя к уравнениям относительно модулей комплексных величин, с учетом введенного в (7) обозначения можем записать неравенства относительно емкости  $C$  соответственно для всех четырех схем, представленных на рис. 2:

– для П-схемы (рис. 2, а):

$$C^4(\omega^2 L \rho)^2 - C^3 L (2\rho\omega)^2 + C^2(2\omega^2 L^2 + 4\rho^2) - 4CL + \left[ \frac{4}{\omega^2} + \left(\frac{L}{\rho}\right)^2 - \frac{1}{(\omega K_{Uж})^2} \right] \geq 0; \quad (8)$$

– для П-схемы (рис. 2, б):

$$C^2 \left[ 4\rho^2 + \left(\frac{2\rho^2}{\omega L}\right)^2 - \left(\frac{\rho}{K_{Uж}}\right)^2 \right] - C \frac{4\rho^2}{\omega^2 L} \left[ 1 + \left(\frac{\rho}{\omega L}\right)^2 \right] + \frac{1}{\omega^2} \left[ 5 \left(\frac{\rho}{\omega L}\right)^2 - 1 \right] \geq 0; \quad (9)$$

– для Т-схемы (рис. 2, в):

$$C^2 \left[ (2\omega^2 L \rho)^2 + (\rho^2 \omega - \omega^3 L^2)^2 \right] - 4CL\omega^2 (\omega^2 L^2 + \rho^2) - \left[ \left(\frac{\rho}{K_{Uж}}\right)^2 - 4\rho^2 - (2\omega L)^2 \right] \geq 0; \quad (10)$$

– для Т-схемы (рис. 2, г):

$$C^4 \left[ (2\omega L \rho)^2 + \rho^4 - \left(\frac{\rho \omega L}{K_{Uж}}\right)^2 \right] - 4C^3 L \rho^2 + C^2 \left( \frac{2\rho^2}{\omega^2} + 4L^2 \right) - \frac{4L}{\omega^2} C + \frac{1}{\omega^4} \geq 0. \quad (11)$$

Численно решая неравенства (8)–(11) относительно емкости  $C$  как функции индуктивности  $L$ , например методом Ньютона [15], получаем диапазон допустимых значений емкостей  $[C_{\min}(L) \dots C_{\max}(L)]$ . Стоит отметить, что при решении неравенств (8) и (11) появляются ложные решения в виде комплексных значений емкости  $C$ , являющихся недопустимыми в рамках решаемой задачи.

Выражения (3)–(6) в общем виде можно представить следующим образом:

$$\dot{K}_U(C, L) = |\dot{K}_U(C, L)| e^{j\varphi_{K_U}(C, L)}, \quad (12)$$

где  $\varphi_{K_U}(C, L) = \arg\{\dot{K}_U(C, L)\}$  – аргумент комплексного коэффициента передачи по напряжению, характеризующий уровень собственного фазового сдвига на фиксированной круговой частоте  $\omega$  для конкретных значений  $C$  и  $L$ .

Для выражений (3)–(6) аргумент комплексного коэффициента передачи по напряжению можно записать в виде

– для П-схемы на рис. 2, а (учитывая, что  $C_1 = C_2 = C$ ):

$$\varphi_{K_U}(C, L) = \begin{cases} -\operatorname{arctg} \left[ \frac{\omega(L + 2C\rho^2 - \omega^2 L\rho^2 C^2)}{2\rho(1 - \omega^2 LC)} \right], \\ \text{при } LC \leq \frac{1}{\omega^2}; \\ -\pi - \operatorname{arctg} \left[ \frac{\omega(L + 2C\rho^2 - \omega^2 L\rho^2 C^2)}{2\rho(1 - \omega^2 LC)} \right], \\ \text{при } LC > \frac{1}{\omega^2}; \end{cases} \quad (13)$$

– для П-схемы на рис. 2, б (учитывая, что  $L_1 = L_2 = L$ ):

$$\varphi_{K_U}(C, L) = \begin{cases} -\operatorname{arctg} \left\{ \frac{\frac{1}{\omega} \left[ \frac{1}{C} \left( \frac{\rho^2}{\omega^2 L^2} - 1 \right) - \frac{2\rho^2}{L} \right]}{2\rho \left( 1 - \frac{1}{\omega^2 LC} \right)} \right\}, \\ \text{при } LC \geq \frac{1}{\omega^2}; \\ \pi - \operatorname{arctg} \left\{ \frac{\frac{1}{\omega} \left[ \frac{1}{C} \left( \frac{\rho^2}{\omega^2 L^2} - 1 \right) - \frac{2\rho^2}{L} \right]}{2\rho \left( 1 - \frac{1}{\omega^2 LC} \right)} \right\}, \\ \text{при } LC < \frac{1}{\omega^2}; \end{cases} \quad (14)$$

– для Т-схемы на рис. 2, в (учитывая, что  $L_1 = L_2 = L$ ):

$$\varphi_{K_U}(C, L) = \begin{cases} -\operatorname{arctg} \left[ \frac{2L\omega + C\omega(\rho^2 - \omega^2 L^2)}{2\rho(1 - \omega^2 LC)} \right], \\ \text{при } LC \leq \frac{1}{\omega^2}; \\ -\pi - \operatorname{arctg} \left[ \frac{2L\omega + C\omega(\rho^2 - \omega^2 L^2)}{2\rho(1 - \omega^2 LC)} \right], \\ \text{при } LC > \frac{1}{\omega^2}; \end{cases} \quad (15)$$

– для Т-схемы на рис. 2, г (учитывая, что  $C_1 = C_2 = C$ ):

$$\varphi_{K_U}(C, L) = \begin{cases} -\operatorname{arctg} \left[ \frac{-\left( \frac{2L}{C} + \rho^2 - \frac{1}{\omega^2 C^2} \right)}{2\rho \left( \omega L - \frac{1}{\omega C} \right)} \right], \\ \text{при } LC \geq \frac{1}{\omega^2}; \\ \pi - \operatorname{arctg} \left[ \frac{-\left( \frac{2L}{C} + \rho^2 - \frac{1}{\omega^2 C^2} \right)}{2\rho \left( \omega L - \frac{1}{\omega C} \right)} \right], \\ \text{при } LC < \frac{1}{\omega^2}; \end{cases} \quad (16)$$

Подставляя крайние точки интервала допустимых значений емкостей в (13)–(16), получаем граничные значения интервала допустимых значений вносимого фазового сдвига, исходя из чего определяем уровень максимально достижимого фазового сдвига для конкретного значения индуктивности  $L$ , т. е.

$$\Delta\varphi_{K_U}(L) = \varphi_{K_U}[C_{\min}(L), L] - \varphi_{K_U}[C_{\max}(L), L]. \quad (17)$$

На рис. 4 представлены графики зависимостей  $\Delta\varphi_{K_U}(L)$  для электрических схем на рис. 2 на основании (17).

Из графиков видно, что для электрических схем на рис. 2, б и в при любом значении индуктивности  $L$  существует интервал емкостей  $C$ , для которых фазовый сдвиг  $\Delta\varphi_{K_U}(L)$  остается постоянным и в большей степени определяется значением  $K_{Uж}$ , подставляемым в (9) или (10) при их решении. Для электрических схем на рис. 2, а и г, напротив, существует узкий диапазон значений индуктивностей  $L$ , в котором достигается наибольшее изменение вносимого фазового сдвига  $\Delta\varphi_{K_U}(L)$  в крайних точках допустимого интервала емкостей. Это может быть весьма полезно при проектировании блоков электронной перестройки ча-

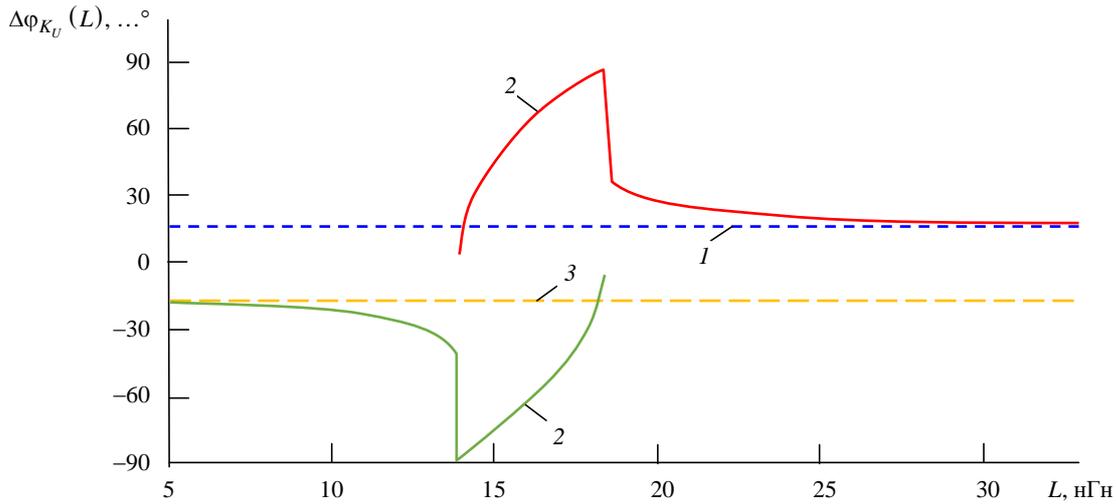


Рис. 4. Графики зависимостей  $\Delta\varphi_{K_U}(L)$  на частоте 500 МГц для электрических схем, представленных на рис. 2  
 (1 – для рис. 2, а; 2 – для рис. 2, б; 3 – для рис. 2, в; 4 – для рис. 2, г)

Fig. 4. Graphs of dependences  $\Delta\varphi_{K_U}(L)$  at a frequency of 500 MHz for the electrical circuits shown in Fig. 2  
 (1 – for Fig. 2, а; 2 – for Fig. 2, б; 3 – for Fig. 2, в; 4 – for Fig. 2, г)

стоты с большой крутизной вольт-фазовой характеристики.

**Синтез реальных блоков электронной перестройки частоты.** Заменяя в электрических схемах на рис. 2 фиксированные емкости на идеальные варикапы и добавляя вспомогательные цепи смещения, получаем идеализированные блоки электронной перестройки частоты (рис. 5), не учитывающие на данном этапе

собственные паразитные параметры катушек индуктивности и варикапов.

На практике, проектируя такие блоки, необходимо учитывать паразитные параметры, присущие всем элементам электрической цепи, особенно варикапам, так как их наличие будет приводить к резкому сужению диапазона изменения фазового набега в заданном интервале изменения емкости, а также к существенному росту вноси-

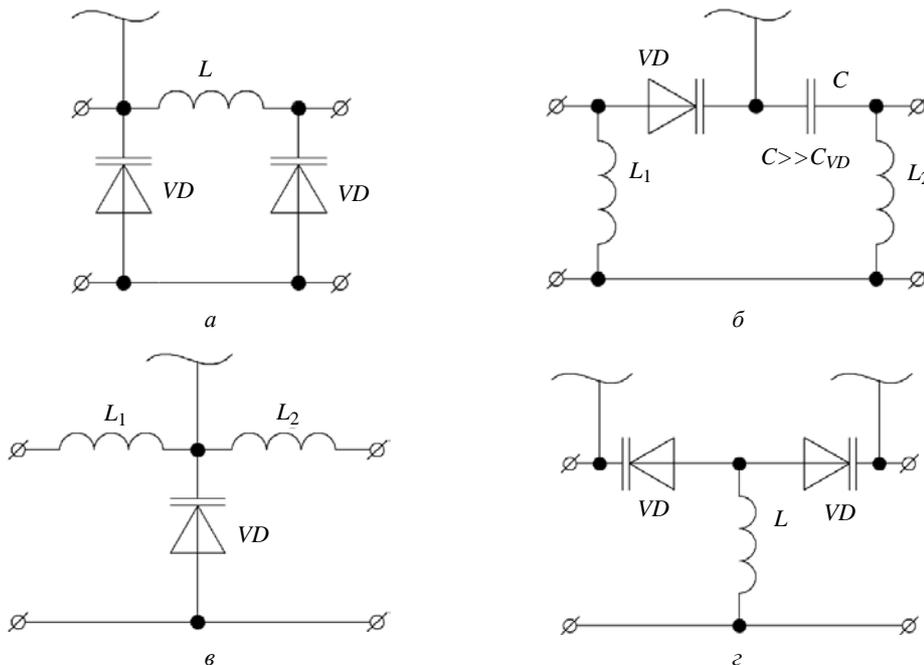


Рис. 5. Идеализированные блоки электронной перестройки частоты для базовых ячеек П-схем (а, б) и Т-схем (в, г)  
 Fig. 5. Idealized electronic frequency tuning blocks for basic cells of P-topology (а, б) and T-topology (в, г)

мых потерь. Более того, достаточно проблематично подобрать варикап, у которого собственная емкость в требуемом интервале напряжений на нем точно изменяется в интервале емкостей, необходимом для построения требуемого блока электронной перестройки частоты.

Основное требование, предъявляемое к варикапам для обеспечения требуемого диапазона изменения вносимого фазового сдвига, – диапазон изменения их емкости и начальные значения в требуемом диапазоне управляющих напряжений должны соответствовать ранее вычисленному диапазону допустимых значений емкостей  $[C_{\min}(L) \dots C_{\max}(L)]$  на заданной частоте при выбранном значении индуктивности  $L$  или, как минимум, перекрывать его, т. е.

$$C_{\max}(L) - C_{\min}(L) \leq C_{VD_{\max}} - C_{VD_{\min}}, \quad (18)$$

где  $C_{\max}(L)$  и  $C_{\min}(L)$  – максимальное и минимальное значения емкостей, определенные ранее для выбранной электрической цепи на основании (8)–(11) при фиксированном значении индуктивности  $L$ ;  $C_{VD_{\max}}$  и  $C_{VD_{\min}}$  – максимальная и минимальная емкости выбранного варикапа в диапазоне управляющих напряжений соответственно.

В случае невыполнения условия (18) не удастся реализовать весь возможный диапазон изменения вносимого фазового сдвига для выбранного значения  $L$  при необходимости.

На рис. 6 представлена эквивалентная схема замещения реального варикапа [16]. В данной схеме введены следующие обозначения:  $L_s$  – паразитная последовательная индуктивность (индуктивность выводов);  $C_p$  – паразитная шунтирующая емкость;  $C_{VD}$  – емкость обратно смещенного  $p$ - $n$ -перехода;  $R_s$  – собственное последовательное сопротивление ва-

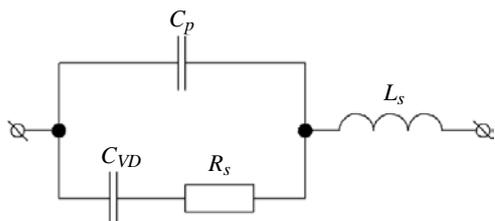


Рис. 6. Эквивалентная электрическая схема варикапа  
Fig. 6. Equivalent varactor electrical circuit

рикапа (сопротивление материала полупроводника и контакта). Наиболее критичными из паразитных параметров варикапа, существенно влияющими на его работу в составе проектируемых блоков электронной перестройки частоты, являются паразитная последовательная индуктивность  $L_s$ , приводящая к резкому изменению диапазона значений емкости в составе рассматриваемых блоков перестройки частоты, и собственное последовательное сопротивление  $R_s$ , приводящее к росту вносимых потерь. Учесть отличия реального варикапа от идеализированных емкостей, применяемых в ранее приведенных выражениях, возможно за счет введения дополнительных корректирующих цепей.

Рассмотрим случай, когда выполняется условие (18) и дополнительные условия:

$$C_{\max}(L) < C_{VD_{\max}}; \quad (19)$$

$$C_{\min}(L) < C_{VD_{\min}}. \quad (20)$$

В таком случае скомпенсировать паразитные параметры варикапа и добиться требуемого интервала изменения эквивалентной емкости цепи (рис. 7), образованной варикапом и компенсирующими элементами, возможно решением представленной ниже системы уравнений относительно  $L_p$  и  $C_s$ :

$$\begin{cases} X_{C_{\min}} [R_{\min}^2 + \gamma_{\min}^2(L_p, C_s)] + \\ + \beta_{\min}(L_p) R_{\min} - \alpha_{\min}(L_p, C_s) = 0; \\ X_{C_{\max}} [R_{\max}^2 + \gamma_{\max}^2(L_p, C_s)] + \\ + \beta_{\max}(L_p) R_{\max} - \alpha_{\max}(L_p, C_s) = 0. \end{cases} \quad (21)$$

Для лаконичности представления системы (21) введены следующие обозначения:

$$X_{C_{\min}} = (\omega C_{\min})^{-1}; \quad (22)$$

$$X_{C_{\max}} = (\omega C_{\max})^{-1}; \quad (23)$$

$$R_{\min} = \frac{R_s}{(\omega C_p R_s)^2 + \left( \frac{C_p}{C_{VD_{\min}}} + 1 \right)^2}; \quad (24)$$

$$R_{\max} = \frac{R_s}{\left(\omega C_p R_s\right)^2 + \left(\frac{C_p}{C_{VD_{\max}}} + 1\right)^2}; \quad (25)$$

$$X_{\min} = \left| \frac{-\omega C_p R_s^2 - \left(\frac{C_p}{C_{VD_{\min}}} + 1\right) \frac{1}{\omega C_{VD_{\min}}} + \omega L_s}{\left(\omega C_p R_s\right)^2 + \left(\frac{C_p}{C_{VD_{\min}}} + 1\right)^2} \right|; \quad (26)$$

$$X_{\max} = \left| \frac{-\omega C_p R_s^2 - \left(\frac{C_p}{C_{VD_{\max}}} + 1\right) \frac{1}{\omega C_{VD_{\max}}} + \omega L_s}{\left(\omega C_p R_s\right)^2 + \left(\frac{C_p}{C_{VD_{\max}}} + 1\right)^2} \right|; \quad (27)$$

$$\gamma_{\min}(L_p, C_s) = \omega L_p - X_{\min} - \frac{1}{\omega C_s}; \quad (28)$$

$$\gamma_{\max}(L_p, C_s) = \omega L_p - X_{\max} - \frac{1}{\omega C_s}; \quad (29)$$

$$\alpha_{\min}(L_p, C_s) = \left( \omega L_p X_{\min} - \frac{L_p}{C_s} \right) \gamma_{\min}(L_p, C_s); \quad (30)$$

$$\alpha_{\max}(L_p, C_s) = \left( \omega L_p X_{\max} - \frac{L_p}{C_s} \right) \gamma_{\max}(L_p, C_s); \quad (31)$$

$$\beta_{\min}(L_p) = \omega L_p R_{\min}; \quad (32)$$

$$\beta_{\max}(L_p) = \omega L_p R_{\max}, \quad (33)$$

где  $C_{\min}$  и  $C_{\max}$  – минимальное и максимальное желаемые значения емкости соответственно.

Система уравнений (21) получена из соображений, что при минимальной/максимальной в диапазоне управляющих напряжений емкости варикапа суммарное реактивное сопротивление эквивалентной цепи (вместе с компенсирующими элементами) должно быть равно реактивному сопротивлению желаемой минимальной/максимальной емкости, полученной решением соответствующей системы уравнений (8)–(11).

Так как аналитическое решение системы (21) весьма громоздко и привести его в рамках данной статьи не представляется возможным, систему уравнений следует решать численно. Стоит отметить, что в процессе решения системы (21) возможно появление ложных решений, противоречащих физической сущности определяемых величин, которые следует исключить из дальнейшего расчета.

Кроме того, возможен случай, когда выполняется условие (18), но при этом условия (19) и (20) принимают вид

$$C_{\max}(L) > C_{VD_{\max}};$$

$$C_{\min}(L) > C_{VD_{\min}}.$$

В таком случае скомпенсировать паразитные параметры варикапа и добиться требуемого интервала изменения эквивалентной емкости цепи возможно введением в схему, представленную на рис. 7, дополнительно к элементам  $L_p$  и  $C_s$ , параллельно варикапу корректирующего элемента  $C'_p$  (на схеме не показан), приводящего к гарантированному выполнению условий (19) и (20). После этого из соображений, аналогичных тем, что описаны при составлении системы уравнений (21), составляется новая система уравнений и определяются номиналы элементов  $L_p$  и  $C_s$ . Однако на практике такой способ встречается реже, так как выбор варикапов весьма разнообразен и проще подобрать варикап, удовле-

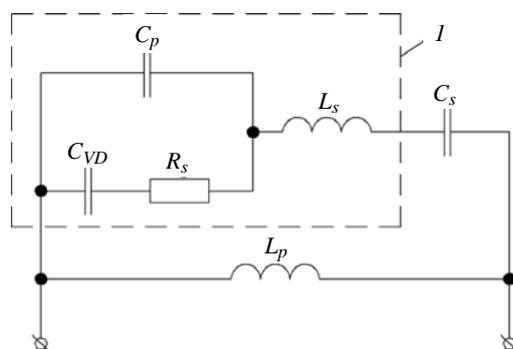


Рис. 7. Эквивалентная электрическая схема реального варикапа с компенсирующими цепями ( $I$  – эквивалентная схема реального варикапа)

Fig. 7. Equivalent electrical circuit of a real varactor with compensating circuits ( $I$  – equivalent electrical circuit of a real varactor)

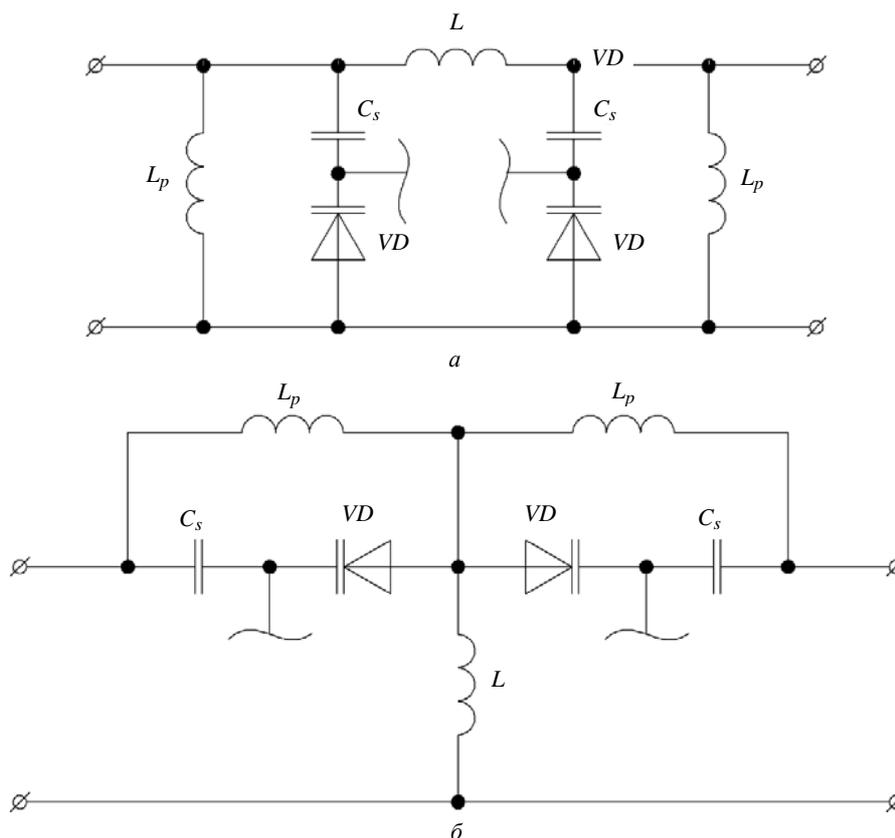


Рис. 8. Возможные реализации блоков электронной перестройки частоты на основе П-образных (а) и Т-образных (б) схем (цепи смещения не показаны)

Fig. 8. Possible implementations of electronic frequency tuning blocks based on P- topology (a) and T-topology (b) circuits (offset circuits are not shown)

творяющий условиям (18)–(20), чем вводить в схему еще несколько дополнительных элементов, нуждающихся в весьма трудоемком вычислении в процессе решения системы уравнений и потенциально снижающих отказоустойчивость блока.

На основании вышеизложенного представим несколько принципиальных электрических схем блоков электронной перестройки частоты (рис. 8), синтезированных с использованием описанной методики (из схем на рис. 2, а и г соответственно) и опробованных на практике.

В качестве варикапа при практической реализации обеих электрических схем использовался высокодобротный варикап с низким последовательным сопротивлением SMV1413-079LF американской фирмы "Skyworks" (заявленные производителем параметры [17]:  $L_s = 0.7$  нГн;

$$R_s = 0.35 \text{ Ом}; \quad C_p = 0.3 \text{ пФ}; \quad C_{VD}^{0V} = 9.24 \text{ пФ}; \\ C_{VD}^{5V} = 3.77 \text{ пФ}.$$

На рис. 9 представлены сравнительные графики зависимостей собственных вносимых потерь и вносимого фазового сдвига идеализированных схем и синтезированных с учетом паразитных параметров варикапа от его емкости.

Графики на рис. 9, а соответствуют электрической схеме, представленной на рис. 8, а и ее идеализированной модели, показанной на рис. 2, а (с учетом потерь в реальной катушке индуктивности  $L$ ). Видно, что графики изменения вносимого фазового сдвига идеализированной модели и синтезированной электрической схемы с учетом паразитных параметров конкретного варикапа точно совпадают друг с другом, что еще раз подтверждает правильность выбранной методики синтеза. Графики изменения вносимого затухания идеализированной модели и синтезированной практически совпадают при малых значениях емкости варикапа и несколько расходятся в процессе ее увеличения. Это обусловлено тем, что на первоначальном участке вносимые потери в большей степени

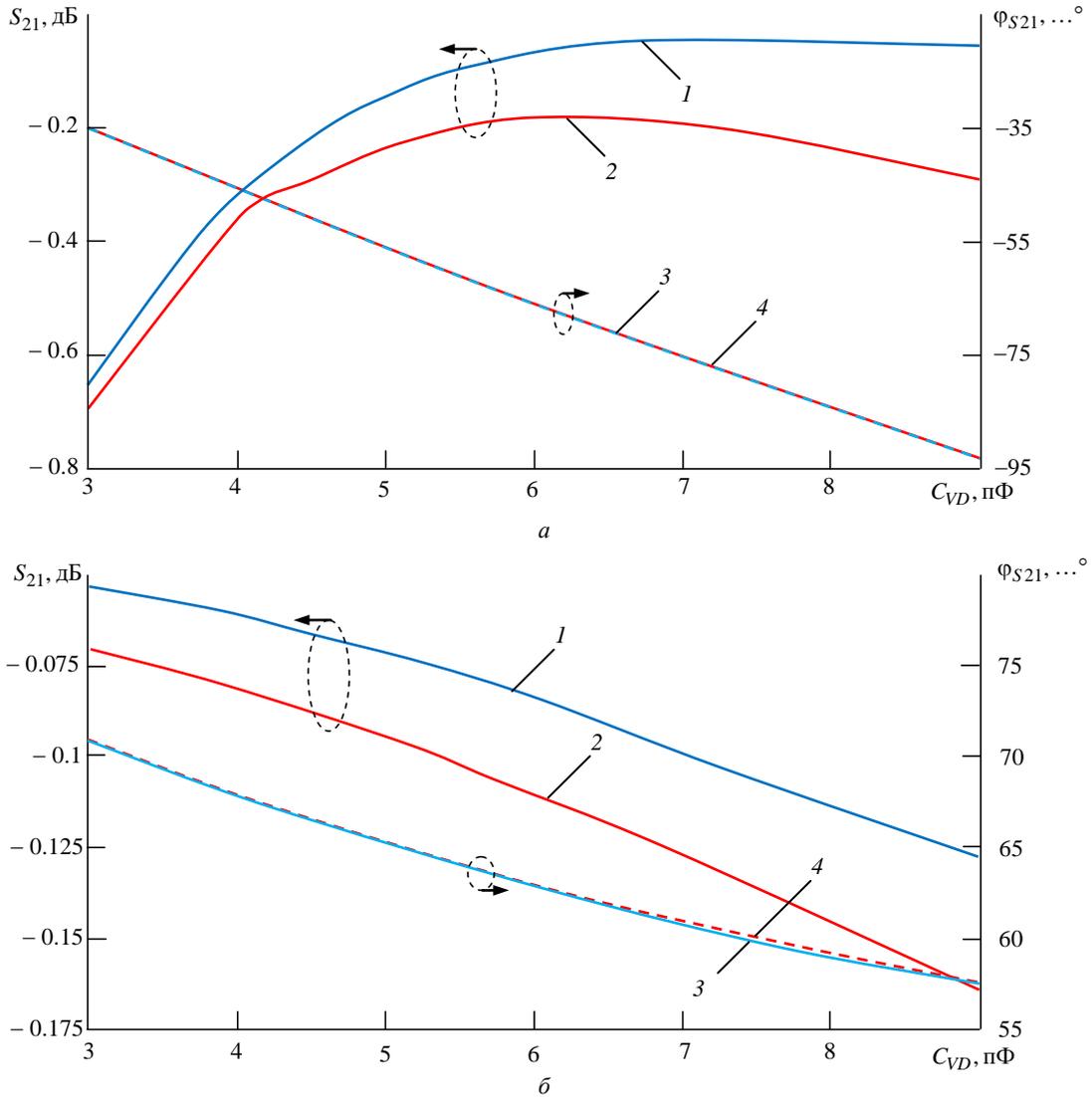


Рис. 9. Сравнение рабочих характеристик идеализированных (кривые 1 и 3) и синтезированных (кривые 2 и 4) электрических схем: а – сравнение рис. 2, а и рис. 7, а; б – сравнение рис. 2, з и рис. 7, б

Fig. 9. Comparison of the performance characteristics of idealized (curves 1 and 3) and synthesized electrical circuits: а – comparison of Fig. 2, а and Fig. 7, а; б – comparison of Fig. 2, з and Fig. 7, б

связаны с отражением полезного сигнала от входа/выхода блока электронной перестройки частоты и в меньшей степени – с собственным паразитным сопротивлением реального варикапа  $R_s$ . По мере увеличения емкости происходит снижение потерь, вызванных отражением, и увеличивается вклад  $R_s$  в суммарные потери синтезированного блока.

Графики на рис. 9, б соответствуют электрической схеме на рис. 8, б и ее идеализированной модели, представленной на рис. 2, з (с учетом потерь в реальной катушке индуктивности  $L$ ). Видно, что ситуация с графиком изменения вносимого фазового сдвига анало-

гична предыдущему случаю. Графики изменения вносимого затухания идеализированной модели и синтезированной электрической схемы с учетом паразитных параметров конкретного варикапа идут практически параллельно со сдвигом около 0.025 дБ на представленном на рис. 9, б интервале емкостей. Это в большей степени обусловлено тем, что в идеализированной модели не учитываются активные сопротивления обоих варикапов, которые по сути включены последовательно между входом и выходом синтезированной схемы и вносят существенный вклад в процесс образования суммарных вносимых потерь.

Несмотря на то что в обоих случаях наблюдаются небольшие расхождения (не более 0.2 дБ) в оценке вносимых потерь синтезированных схем по сравнению с идеализированными моделями, данное обстоятельство не является столь критичным, так как колебания вносимых потерь остальных элементов тракта генератора, в частности резонатора на ПАВ, легко могут достигать 2...5 дБ [12].

**Заключение.** Таким образом, сформулировав требования к желаемому диапазону изменения вносимого фазового сдвига проектируемого блока электронной перестройки частоты, выбираем одну из четырех приведенных на рис. 2 идеализированных моделей. Исходя из характера изменения вносимого фазового сдвига в зависимости от значения индуктивности, представленного на рис. 4 (или рассчитанного на основании выражений (13)–(16) для выбранной частоты), и выбранной модели определяем значение индуктивности, удовлетворяющее выбранному диапазону изменения вноси-

мого фазового сдвига. Решая соответствующее неравенство (8)–(12), определяем интервал изменения идеализированной емкости, на основании выражений (18)–(20) подбираем конкретную модель варикапа. Исходя из его паразитных параметров (как правило, представленных в техническом описании на конкретную модель варикапа) и решая систему уравнений (21), принимая во внимание (22)–(33), получаем номиналы элементов корректирующих цепей, после чего на основании ранее выбранной идеализированной модели переходим к конкретной синтезированной электрической схеме. На основании (1) или (2) проводится оценка полученных характеристик синтезированной электрической схемы.

Методика синтеза блоков электронной перестройки частоты, описанная в данной статье, является универсальной и может быть применена не только к представленным в статье электрическим схемам, но и к любым другим узкополосным СВЧ-фазовращателям.

### Список литературы

1. Автогенераторы на поверхностных акустических волнах (обзор) / В. А. Лойко, А. А. Добровольский, В. Н. Кочемасов, А. Р. Сафин // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2022. Т. 25, № 3. С. 6–21. doi: 10.32603/1993-8985-2022-25-3-6-21
2. Tatopoulos X. Compact Ultra-low Noise SAW Oscillator with reduced g-sensitivity for Radar applications // Intern. Radar Conf. Lille, France, 13–17 Oct. 2014. Piscataway: IEEE, 2014. P. 1–3. doi: 10.1109/RADAR.2014.7060383
3. Everard J. A Review of Low Noise Oscillator Theory and Design // Proc. of Intern. Frequency Control Symp. Piscataway: IEEE, 1997. P. 909–918. doi: 10.1109/FREQ.1997.639208
4. Driscoll M. Low noise, microwave signal generation using bulk and surface acoustic wave resonators // IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control. 1988. Vol. 35, № 3. P. 426–434. doi: 10.1109/FREQ.1988.27627
5. Parker T. E., Montress G. K. Precision Surface-Acoustic-Wave (SAW) Oscillators // IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control. 1988. Vol. 35, № 3. P. 342–364. doi: 10.1109/58.20455
6. Parker T. E., Andres D. K. Designing smaller SAW oscillators for low vibration sensitivity // Proc. of IEEE 48<sup>th</sup> Annual Symp. on Frequency Control. Boston, MA, USA, June 1994. IEEE, 1994. P. 352–358. doi: 10.1109/FREQ.1994.398312
7. Bipin Kumar Das, Prakash Kumar. Tailoring of specifications for random vibration testing of military airborne equipment's from measurement // IJRET: Intern. J. of Research in Engineering and Technology. 2015. Vol. 4, iss. 12. P. 293–299.
8. Leeson D. B. A Simple Model of Feedback Oscillator Noise Spectrum // IEEE Proc. 1966. Vol. 54, № 2. P. 329–332. doi: 10.1109/PROC.1966.4682
9. Parzen B. Clarification and a Generalized Restatement of Leeson's Oscillator Noise Model // Proc. of the 42<sup>nd</sup> Annual Frequency Control Symp. Baltimore, USA, 01–03 June 1988. IEEE, 1998. P. 348–351. doi: 10.1109/FREQ.1988.27623
10. Quendo C., Rius E., Person C. Narrow band-pass filters using dual-behavior resonators based on stepped-impedance stubs and different length stubs // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2004. Vol. 52, iss. 3. P. 1034–1044. doi: 10.1109/TMTT.2004.823582
11. Самуилов А. А., Черкашин М. В., Бабак Л. И. Методика "визуального" проектирования цепей на сосредоточенных элементах для широкополосного согласования двух комплексных нагрузок // Докл. Томского гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. 2013. № 2 (28). С. 30–39.
12. Montress G. K., Parker T. E., Andres D. Review of SAW Oscillator Performance // Proc. of IEEE Ultrasonics Symp. 1994. Vol. 1. P. 43–54. doi: 10.1109/ULTSYM.1994.401550
13. Chomiki M. SAW Oscillators Fly on Airborne Radars // Microwaves and RF. 2010. Vol. 49, № 6. P. 23–25.
14. Perfect Matching of Reactive Loads Through Complex Frequencies: from Circuitual Analysis to Experiments / A. V. Marini, D. Ramaccia, A. Toscano, F. Bilotti // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2022. Vol. 70, iss. 10. P. 9641–9651. doi: 10.1109/TAP.2022.3177571

15. Galantai A. The theory of Newton's method // J. of Computational and Applied Mathematics. 2000. Vol. 125. P. 25–44. doi: 10.1016/S0377-0427(00)00435-0

16. Модель варикапа для разработки сверхширокополосных перестраиваемых генераторов СВЧ / В. М. Малышев, Ю. А. Матвеев, А. Б. Никитин, А. В. Худяков // Науч.-техн. ведомости Санкт-

Петербургского государственного политехнического университета. Информатика. Телекоммуникации. Управление. 2014. № 2 (193). С. 55–60.

17. Skyworks Solutions, Inc. URL: [https://www.skyworksinc.com/-/media/SkyWorks/Documents/Products/101-200/SMV1405\\_1430\\_Series\\_200068W.pdf](https://www.skyworksinc.com/-/media/SkyWorks/Documents/Products/101-200/SMV1405_1430_Series_200068W.pdf) (дата обращения 10.05.2023)

### Информация об авторах

**Лойко Виталий Анатольевич** – инженер по специальности "Радиотехника" (Саратовский государственный технический университет им. Гагарина Ю. А., 2013), аспирант кафедры формирования и обработки радиосигналов Национального исследовательского университета (НИУ) "МЭИ", начальник отдела в ООО "Радиокомп". Автор 20 научных работ. Сфера научных интересов – стабилизация частоты колебаний; генераторы на поверхностных акустических волнах; виброзащита.

Адрес: ООО "Радиокомп", пр. Волгоградский, д. 42, Москва, 109316, Россия

E-mail: Lvitalika@yandex.ru

**Сафин Ансар Ризаевич** – доктор физико-математических наук (2023), доцент, старший научный сотрудник ИРЭ им. В. А. Котельникова РАН, профессор кафедры формирования и обработки радиосигналов НИУ "МЭИ", начальник отдела в ООО "Радиокомп". Автор более 100 научных работ. Сфера научных интересов – радиофизика и электроника, радиотехника, физика магнитных явлений, спинтроники.

Адрес: Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН, ул. Моховая, д.11, к.7, Москва, 125009, Россия

E-mail: arsafin@gmail.com

<https://orcid.org/0000-0001-6507-6573>

**Бобурков Александр Андреевич** – студент кафедры формирования и обработки радиосигналов НИУ "МЭИ", инженер ООО "Радиокомп". Сфера научных интересов – стабилизация частоты колебаний; генераторы на поверхностных акустических волнах; кварцевые генераторы.

Адрес: ООО "Радиокомп", пр. Волгоградский, д. 42, Москва, 109316, Россия

E-mail: aleksandrBoburkov@gmail.com

### References

1. Loiko V. A., Dobrovolsky A. A., Kochemasov V. N., Safin A. R. Self-Oscillators Based on Surface Acoustic Waves (A Review). Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2022, vol. 25, no. 3, pp. 6–21. doi: 10.32603/1993-8985-2022-25-3-6-21

2. Tatomoulos X. Compact Ultra-low Noise SAW Oscillator with Reduced G-Sensitivity for Radar Applications. Intern. Radar Conf. Lille, France, 13–17 Oct. 2014. Piscataway, IEEE, 2014, pp. 1–3. doi: 10.1109/RADAR.2014.7060383

3. Everard J. A Review of Low Noise Oscillator. Theory and Design. Proc. of Intern. Frequency Control Symp. Piscataway, IEEE, 1997, pp. 909–918. doi: 10.1109/FREQ.1997.639208

4. Driscoll M. Low Noise, Microwave Signal Generation Using Bulk and Surface Acoustic Wave Resonators. IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control. 1988, vol. 35, no. 3, pp. 426–434. doi: 10.1109/FREQ.1988.27627

5. Parker T. E., Montress G. K. Precision Surface-Acoustic-Wave (SAW) Oscillators. IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control. 1988, vol. 35, no. 3, pp. 342–364. doi: 10.1109/58.204555

6. Parker T. E., Andres D. K. Designing Smaller SAW Oscillators for Low Vibration Sensitivity. Proc. of IEEE 48<sup>th</sup> Annual Symp. on Frequency Control. Boston, MA, USA, June 1994. IEEE, 1994, pp. 352–358. doi: 10.1109/FREQ.1994.398312

7. Bipin Kumar Das, Prakash Kumar. Tailoring of Specifications for Random Vibration Testing of Military Airborne Equipment's from Measurement. IJRET: Intern. J. of Research in Engineering and Technology. 2015, vol. 4, iss. 12, pp. 293–299.

8. Leeson D. B. A Simple Model of Feedback Oscillator Noise Spectrum. IEEE Proc. 1966, vol. 54, no. 2, pp. 329–332. doi: 10.1109/PROC.1966.4682

9. Parzen B. Clarification and a Generalized Restatement of Leeson's Oscillator Noise Model. Proc. of the 42<sup>nd</sup> Annual Frequency Control Symp., Baltimore, USA, 01–03 June 1988. IEEE, 1998, pp. 348–351. doi: 10.1109/FREQ.1988.27623

10. Quendo C., Rius E., Person C. Narrow Bandpass Filters Using Dual-Behavior Resonators Based on Stepped-Impedance Stubs and Different Length Stubs. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2004, vol. 52, iss. 3, pp. 1034–1044. doi: 10.1109/TMTT.2004.823582

11. Samuilov A. A., Cherkashin M. V., Babak L. I. "Visual" Design Technique for Networks on Lumped Elements Providing Broadband Matching of Two Complex Impedances. Reports of the Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics. 2013, no. 2(28), pp. 30–39.

12. Montress G. K., Parker T. E., Andres D. Review of SAW Oscillator Performance. Proc. of IEEE Ultrasonics Symp. 1994, vol. 1, pp. 43–54. doi: 10.1109/ULTSYM.1994.401550

13. Chomiki M. SAW Oscillators Fly on Airborne Radars. *Microwaves and RF*. 2010, vol. 49, no. 6, pp. 23–25.

14. Marini A. V., Ramaccia D., Toscano A., Bilotti F. Perfect Matching of Reactive Loads Through Complex Frequencies: from Circuitual Analysis to Experiments. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 2022, vol. 70, iss. 10, pp. 9641–9651. doi: 10.1109/TAP.2022.3177571

15. Galantai A. The Theory of Newton's Method. *J. of Computational and Applied Mathematics*. 2000, vol. 125, pp. 25–44. doi: 10.1016/S0377-0427(00)00435-0

16. Malyshev V. M., Matveev Yu. A., Nikitin A. B., Khudyakov A. V. Varactor Diode Model Used to Design Wideband Microwave Voltage-Controlled Oscillators. *Scientific and Technical Bull. of St Petersburg Polytechnic University J. Physics and Mathematics*. 2014, no. 2 (193), pp. 55–60.

17. Skyworks Solutions, Inc. Available at: [https://www.skyworksinc.com/-/media/SkyWorks/Documents/Products/101-200/SMV1405\\_1430\\_Series\\_200068W.pdf](https://www.skyworksinc.com/-/media/SkyWorks/Documents/Products/101-200/SMV1405_1430_Series_200068W.pdf) (accessed 10.05.2023)

### Information about the authors

**Vitaliy A. Loiko**, Engineer in "Radio Engineering" (Saratov State Technical University n. a. Yu. A. Gagarin, 2013), Postgraduate of the Department of Formation and Processing of Radio Signal of NRU "MPEI", Head of the Department of Radiocomp LLC. The author of 20 scientific publications. Area of expertise: vibration frequency stabilization; surface acoustic wave generators; vibration protection.

Address: Radiocomp LLC, 42, Volgogradsky Ave., Moscow 109316, Russia

E-mail: Lvitalika@yandex.ru

**Ansar R. Safin**, Dr Sci. (Phys.-Math.) (2023), Associate Professor, Senior Researcher at the Institute of Radio Technologies and Electronics of the Russian Academy of Science n. a. V. A. Kotelnikov, Professor of the Department of Radio Signal Generation and Processing of NRU "MPEI", Head of the Department of Radiocomp LLC. The author of more than 100 scientific publications. Area of expertise: radiophysics and electronics; radio engineering; physics of magnetic phenomena; spintronics.

Address: Kotel'nikov Institute of Radioengineering and Electronics RAS, 11, Mokhovaya St., Moscow 125009, Russia

E-mail: arsafin@gmail.com

<https://orcid.org/0000-0001-6507-6573>

**Alexander A. Boburkov**, Student of the Department of Radio Signal Generation and Processing, NRU "MPEI", Engineer of the Generators Department of Radiocomp LLC. Area of expertise: vibration frequency stabilization; surface acoustic wave generators; quartz generators.

Address: Radiocomp LLC, 42, Volgogradsky Ave., Moscow 109316, Russia

E-mail: arsafin@gmail.com

E-mail: aleksandrboburkov@gmail.com

---

## Исследование характеристик элемента плоской антенной решетки Вивальди с расширенной полосой рабочих частот

И. Н. Бобков✉, Ю. В. Юханов

Южный федеральный университет, Таганрог, Россия

✉ [antennadesign@outlook.com](mailto:antennadesign@outlook.com)

### Аннотация

**Введение.** Основным механизмом расширения полосы рабочих частот в антенных решетках Вивальди является удлинение излучателей. Однако вслед за длиной излучателей увеличивается масса всего изделия и стремительно растет уровень кросс-поляризации. Исследования последних лет в этой области в основном были сфокусированы на техниках снижения уровня кросс-поляризационного излучения. Однако малоизученной остается возможность разработки антенных решеток Вивальди с расширенной рабочей полосой частот в первую очередь без изменения габаритных размеров излучателей или шага антенной решетки.

**Цель работы.** Разработка конструкции и исследование характеристик излучателя антенной решетки Вивальди, обеспечивающего работу в более широкой рабочей полосе частот, не прибегая к увеличению габаритов и массы.

**Материалы и методы.** Численное исследование характеристик элементарной ячейки с периодическими граничными условиями на гранях выполнено в программе ANSYS HFSS. Проведен сравнительный анализ характеристик элементарных ячеек антенной решетки-прототипа и предлагаемой конструкции.

**Результаты.** Представлены результаты проектирования излучателя антенной решетки Вивальди с улучшенными характеристиками. Исследовано влияние отдельных параметров излучателя на его характеристики при работе в составе бесконечной антенной решетки. Проведен сравнительный анализ характеристик элементарных ячеек двух плоских бесконечных антенных решеток линейной поляризации: на основе предложенного излучателя и излучателя-прототипа. Показана возможность понижения нижней границы рабочей полосы частот на 18.6 % и снижения уровня кросс-поляризации на отдельных частотах до 15 дБ.

**Заключение.** Предложенная конструкция излучателя позволяет расширить рабочую полосу частот антенной решетки, не прибегая к увеличению габаритных размеров. Проведенное численное исследование позволило определить ориентиры, которых следует придерживаться при разработке антенных решеток на основе предлагаемого решения.

**Ключевые слова:** антенные решетки, антенны Вивальди, расширение полосы частот, элементарная ячейка

**Для цитирования:** Бобков И. Н., Юханов Ю. В. Исследование характеристик элемента плоской антенной решетки Вивальди с расширенной полосой рабочих частот // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2024. Т. 27, № 1. С. 48–56. doi: 10.32603/1993-8985-2024-27-1-48-56

**Конфликт интересов.** Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

**Источник финансирования.** Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 22-19-00537, <https://rscf.ru/project/22-19-00537/> в Центре коллективного пользования "Прикладная электродинамика и антенные измерения" Южного федерального университета (Таганрог, Россия).

Статья поступила в редакцию 04.11.2023; принята к публикации после рецензирования 10.01.2024; опубликована онлайн 29.02.2024

## Characteristics of the Radiating Element of a Planar Vivaldi Antenna Array with Improved Bandwidth

Ivan N. Bobkov✉, Yury V. Yukhanov

Southern Federal University, Taganrog, Russia

✉ antennadesign@outlook.com

### Abstract

**Introduction.** The conventional approach to extending the operating frequency band of Vivaldi antenna arrays consists in increasing the radiating element length. However, this inevitably leads to an increase in the mass of the entire array, and, therefore, to a rapid growth in the cross-polarization level. Recent studies in this field have mainly focused on techniques for reducing the cross-polarization level. At the same time, the possibility of developing Vivaldi antenna arrays with an extended operating frequency band, primarily without changing the overall dimensions of the elements or the antenna array pitch, remains insufficiently studied.

**Aim.** Design and study of the Vivaldi antenna radiating element that ensures operation of the array in a wider operating frequency band without increasing its overall dimensions and weight.

**Materials and methods.** A numerical study of the characteristics of a unit-cell with periodic boundary conditions on the side faces was carried out in the ANSYS HFSS software. A comparative analysis of the unit-cell characteristics of the prototype antenna array and the proposed design was carried out.

**Results.** The design of the Vivaldi antenna radiating element is presented. The influence of some geometric parameters on the characteristics of the antenna array is studied. A comparative analysis of the unit-cell characteristics of two infinite single-polarization antenna arrays based on a regular Vivaldi element and the proposed solution is carried out. The possibility of improving the antenna array bandwidth by 18.6 % and improving cross-polarization by 15 dB on certain frequencies without increasing the overall dimensions or the antenna array pitch is shown.

**Conclusion.** The proposed Vivaldi antenna design makes it possible to extend its operating frequency band without increasing the overall dimensions. The results of the conducted numerical study should be used when developing antenna arrays based on the proposed solution.

**Keywords:** antenna arrays, Vivaldi antenna, bandwidth extension, unit-cell

**For citation:** Bobkov I. N., Yukhanov Yu. V. Characteristics of the Radiating Element of a Planar Vivaldi Antenna Array with Improved Bandwidth. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2024, vol. 27, no. 1, pp. 48–56. doi: 10.32603/1993-8985-2024-27-1-48-56

**Conflict of interest.** The authors declare no conflicts of interest.

**Source of funding.** This research was financially supported by Russian Science Foundation, project №22-19-00537, <https://rscf.ru/project/22-19-00537/> and was performed at the Center of Collective Use "Applied Electrodynamics and antenna measurements", Southern Federal University, Taganrog, Russia.

Submitted 04.11.2023; accepted 10.01.2024; published online 29.02.2024

**Введение.** В настоящее время антенные решетки (АР) Вивальди [1] относятся к одному из наиболее востребованных типов сверхширокополосных систем излучателей. От других известных решений, таких как АР сильно связанных диполей [2–6] или АР излучателей "banyan tree" [7], их отличает более широкая рабочая полоса частот [8, 9]. Еще более широкополосные решения, например АР спиральных или синусных излучателей, не допускают работу на линейной поляризации и сохраняют

сверхширокополосные свойства лишь в малом секторе углов сканирования [10]. Кроме того, антенны Вивальди обладают высокой технологичностью, поскольку могут быть изготовлены из фольгированных диэлектриков по технологии и методам производства печатных плат, а возможность простого подключения 50 Ом питающей коаксиальной линии обеспечена самой конструкцией излучателя [11–14].

Однако сверхширокая рабочая полоса частот в АР Вивальди обеспечивается в первую оче-

редь длиной излучателей [9, 15]. Помимо явного увеличения габаритных размеров и массы АР, удлинение излучателей приводит к повышению уровня кросс-поляризации при сканировании луча вне основных плоскостей [16–18].

Для борьбы с этим явлением были разработаны улучшенные конструкции излучателей на основе антенны Вивальди и предложены способы понижения уровня кросс-поляризации в уже известных АР.

Так, в [8, 15, 19, 20] исследованы АР из излучателей Вивальди, в которых металлические части экспоненциально расширяющихся щелевых раскрывов "рассекались" в горизонтальных плоскостях на отдельные сегменты. Такая техника позволила контролировать влияние продольно протекающих токов [15] и понизить уровень кросс-поляризации более чем на 20 дБ [8, 15].

В [21] описан способ снижения уровня кросс-поляризации в плоских АР Вивальди линейной поляризации, суть которого заключается в добавлении металлических стенок ортогонально рядам излучателей. В [22] металлические стенки заменены на отдельные перфорированные карты, что в конечном счете позволило понизить уровень кросс-поляризации не менее чем на 25 дБ.

Описанные техники позволяют эффективно бороться со следствием удлинения излучателей, однако малоизученной остается возможность разработки АР Вивальди с расширенной рабочей полосой частот в первую очередь без изменения габаритных размеров или шага АР.

В [23] авторами настоящей статьи предложен способ расширения полосы частот АР Вивальди без увеличения продольных размеров. Он заключается в увеличении длины плавного перехода от входа антенны к щелевому раскрыву [24].

Целью данной статьи является исследование влияния формы перехода к щелевому раскрыву в излучателях Вивальди на характеристики АР.

**Конструкция излучателя.** Конструкция классической антиподальной антенны Вивальди [11] приведена на рис. 1, *a* (все части показаны полупрозрачными для ясности). Физически антенна представляет собой диэлектрическую подложку с двусторонней металлизацией, который располагается на фронтальной

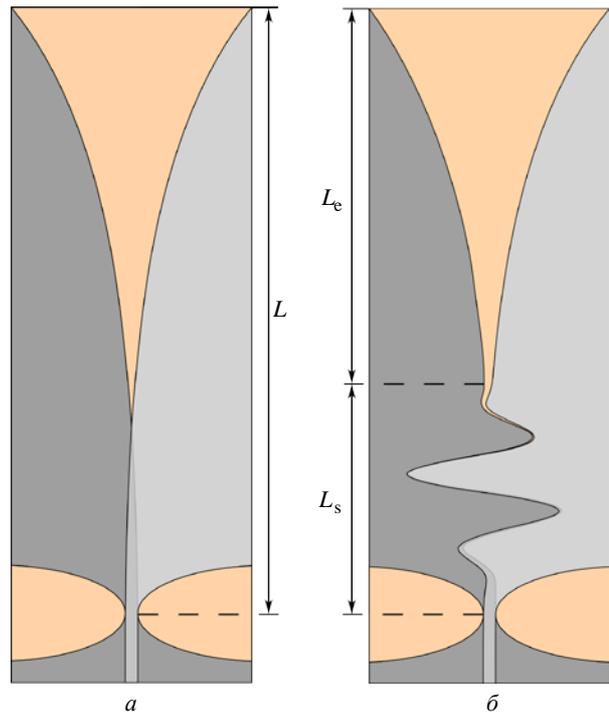


Рис. 1. Антиподальные антенны Вивальди:  
*a* – классическая конструкция [11];  
*б* – конструкция с переходом в форме синусоиды

Fig. 1. Antipodal Vivaldi antennas:  
*a* – conventional design [11];  
*б* – design with a sine-shaped transition

поверхности диэлектрической подложки. Слой металлизации на оборотной поверхности окрашен темно-серым цветом.

Вход излучателя (рис. 1, *a*) представляет собой короткий отрезок микрополосковой линии, за которым следует симметрирующая конструкция, образованная сужающимся земляным полигоном на задней поверхности подложки. На участке длиной  $L$  следует плавный переход от несимметричной щелевой линии передачи с перекрытием к несимметричной щелевой линии без перекрытия, которая, расширяясь, образует щелевой раскрыв.

Профиль расширяющегося щелевого раскрыва и перехода к нему на участке  $L$  рассчитывается по формуле

$$y(x) = a(e^{bx} - 1), \quad (1)$$

где  $y$  – индекс половинного деления;  $x$  – параметр длины;  $a$  – параметр масштабирования функции;  $b$  – показатель крутизны раскрыва [1].

На рис. 1, *б* изображена предлагаемая конструкция излучателя Вивальди. В антенне от-

резок  $L$  разделен на две части: переход от несимметричной щелевой линии с перекрытием к расширяющейся щели  $L_s$  и самой расширяющейся щели  $L_e$ . На участке  $L_e$  форма расширяющейся щели определяется выражением (1), а форма перехода на участке  $L_s$  рассчитывается по формуле

$$y(x) = a(e^{bx} - 1) \left[ 1 + A_m \sin(\pi x k / L_s) \sin^3(\pi x / L_s) \right],$$

где  $A_m$  – коэффициент, определяющий амплитуду синусоиды;  $k$  – количество полупериодов синусоиды;  $L_s$  – длина перехода синусоидальной формы.

Таким образом, переход на участке  $L_s$  (рис. 1, б) удлиннен за счет придания ему формы синусоиды с количеством полупериодов  $k = 6$ .

Рассмотрим, что дает такое удлинение пути к апертуре антенны, который проходит волна при работе излучателя в составе АР.

**Материалы и методы.** Для проведения численного исследования характеристик предлагаемой конструкции излучателя в программном обеспечении ANSYS HFSS была разработана электродинамическая модель элемента плоской АР линейной поляризации.

Применялась техника расчета, основанная на анализе элементарной ячейки с периодическими граничными условиями на гранях [25]. При таких расчетах АР подразумевается бесконечной, а эффекты конкатенации (ухудшение согласования на входе элементов, расположенных вблизи краев АР) отсутствуют. Получаемые результаты отражают характеристики, которых можно достичь в центральных элементах электрически больших АР [4].

Общий вид элементарной ячейки АР-прототипа представлен на рис. 2, а. Излучатель выполнен из материала с  $\epsilon_r = 3.5$ ;  $\text{tg } \delta = 0.0027$  толщиной 0.508 мм. Питание осуществляется при помощи соединителя типа IX через отверстие в металлическом основании.

Слева и справа по всей длине излучателя находятся ряды металлизированных отверстий, соединяющих слои металлизации на фронтальной оборотной стороне подложки. Таким образом между соседними излучателями АР обеспечивается гальванический контакт. Если не

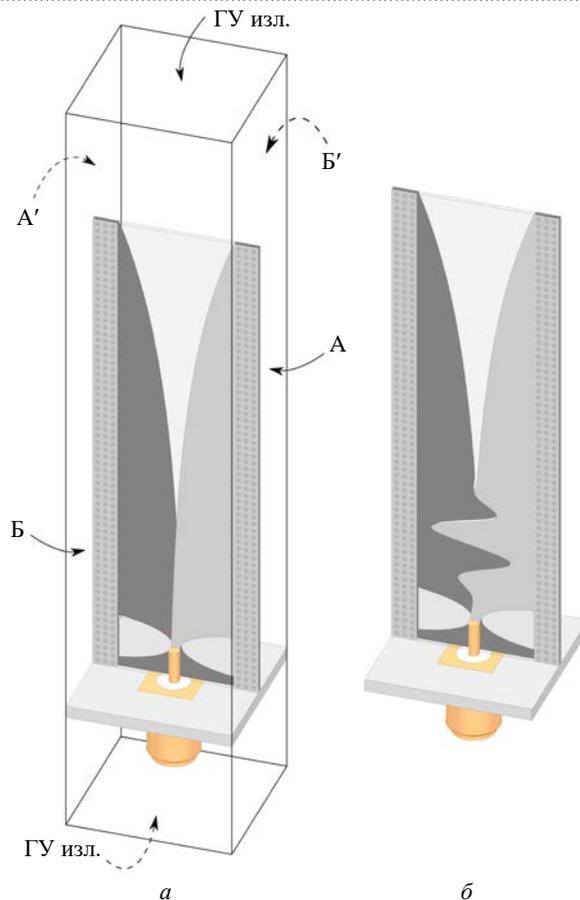


Рис. 2. Элементарные ячейки плоских однополяризационных антенных решеток Вивальди: а – прототип; б – предлагаемое решение

Fig. 2. Planar single-polarization Vivaldi antenna array unit-cells: a – prototype; б – proposed design

соединять излучатели, то промежутки между ними возбуждаются и в рабочей полосе частот появляется множество резонансных явлений, катастрофически сказывающихся на широкополосных свойствах АР [26].

Периодические граничные условия (ГУ) (рис. 2, а) заданы на поверхностях А, А' и Б, Б'. На верхней и нижней поверхностях элементарной ячейки заданы ГУ излучения.

На рис. 2, б показана предлагаемая конструкция элемента АР Вивальди с синусоидальным переходом к раскрытию (ГУ не показаны, их тип и расположение не отличаются от рис. 2, а).

Ширина и глубина обеих элементарных ячеек на рис. 2 равна шагу АР и составляет 20 мм. Высота элементов над поверхностью металлического основания 60 мм.

**Результаты численного исследования.** На рис. 3 приведены зависимости коэффициента стоячей волны по напряжению (КСВН)

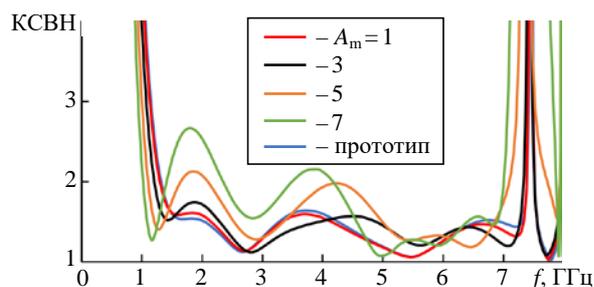


Рис. 3. Зависимости КСВН от частоты при различных значениях амплитуды синусоиды в сравнении с КСВН на входе излучателя АР-прототипа

Fig. 3. Dependence of VSWR on frequency at various amplitudes of the sinusoid in comparison with VSWR at the input of the prototype unit-cell

от частоты при различных значениях амплитуды синусоидального перехода. Количество полупериодов принято  $k = 5$ , длина перехода  $L_s = 18$  мм. Верхняя граница рабочего диапазона частот в АР обнаруживается около частоты 7.5 ГГц, т. е. частоты, выше которой шаг АР начинает превышать половину длины волны и появляются побочные главные максимумы диаграмм направленности [4]. Нижняя же граница диапазона, определяемого по уровню КСВН  $\leq 3$ , фиксируется на частоте 1149 МГц для АР-прототипа и на частотах 1072, 998, 937 МГц для коэффициента  $A_m$ , равного 3, 5, 7 соответственно.

Таким образом, с увеличением амплитуды синусоиды в переходе к щелевому раскрытию происходит смещение нижней границы и расширение полосы частот. Однако необходимо контролировать уровень согласования на остальных частотах.

Так, возможно ухудшение согласования вблизи верхней границы рабочего диапазона при больших значениях  $A_m$ . Причиной этого является большая кривизна линии передачи в месте, где оканчивается синусоидальный переход и начинается щелевой раскрытие.

Ухудшение согласования внутри рабочего диапазона частот при больших значениях  $A_m$  обусловлено большой кривизной линии передачи в максимумах и минимумах синусоиды и уменьшением расстояния от них до боковых стенок излучателя.

На рис. 4 приведены зависимости КСВН от частоты при различных значениях  $k$ . Ампли-

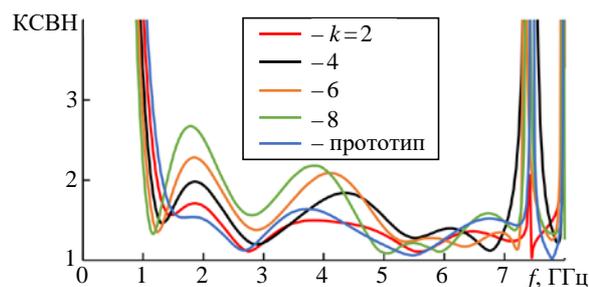


Рис. 4. Зависимости КСВН от частоты при различных значениях полупериодов синусоиды в сравнении с КСВН на входе излучателя АР-прототипа

Fig. 4. Dependence of VSWR on frequency for a various number of sinusoid half-cycles in comparison with VSWR at the input of the prototype unit-cell

туда синусоиды  $A_m = 5$ ; длина перехода  $L_s = 18$  мм. Так как длина синусоидального перехода остается неизменной, то с увеличением количества полупериодов синусоида "уплотняется" и кривизна линии передачи в максимумах и минимумах синусоиды также увеличивается. Как было обозначено, это приводит к ухудшению согласования внутри рабочего диапазона частот. В то же время с увеличением числа полупериодов переход к щелевому раскрытию удлиняется, трансформация сопротивлений осуществляется плавнее, и рабочая полоса частот становится шире. При  $k = 8$  нижняя граница рабочей полосы частот фиксируется на частоте 935 МГц.

На рис. 5 отображено влияние изменения длины синусоидального перехода на согласование на входе элемента АР при  $A_m = 5$  и  $k = 5$ . При малых значениях  $L_s$  синусоида получается чрезмерно "уплотненной" и согласование внутри рабочего диапазона ухудшается. При больших значениях  $L_s$  оказывается затро-

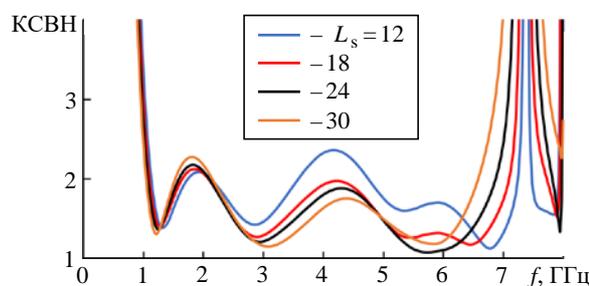


Рис. 5. Зависимости КСВН от частоты при различных значениях длины синусоидального перехода

Fig. 5. Dependence of VSWR on frequency for various values of the sine-shaped transition

нута нижняя часть щелевого раскрыва и рабочая полоса частот обужается сверху.

Выбор значений  $A_m$ ,  $k$  и  $L_s$  является компромиссным и должен осуществляться с контролем согласования на входе излучателя в каждом отдельном случае.

Далее сравним характеристики элементарных ячеек двух АР: прототипа и с синусоидальным переходом с параметрами  $A_m = 5$ ;  $k = 8$ ;  $L_s = 18$ .

На рис. 6 отображены зависимости коэффициента полезного действия (КПД) от частоты. На частотах до 1350 МГц конструкция элемента АР с синусоидой обеспечивает до 30 % большую эффективность по сравнению с прототипом. Однако на частотах, где согласование было наихудшим, снижение КПД по сравнению с прототипом достигает 16 %. КПД элемента с переходом в форме синусоиды не опускается ниже 75 % во всей рабочей полосе частот.

Коэффициент усиления (КУ) элементов АР приводится на рис. 7. На частотах до 1350 МГц элемент с переходом в форме синусоиды обеспечивает преимущество до 2 дБ по сравнению

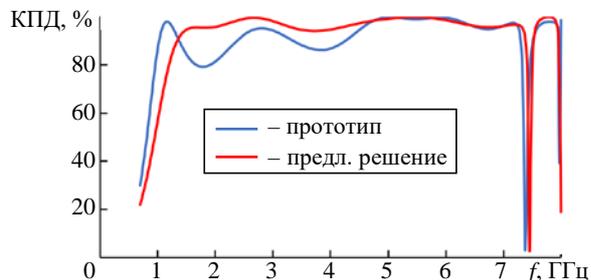


Рис. 6. КПД элементов двух АР: на основе излучателя-прототипа и излучателя с переходом в форме синусоиды

Fig. 6. Radiation efficiency of two unit cells: based on the prototype antenna and an antenna with a sine-shaped transition

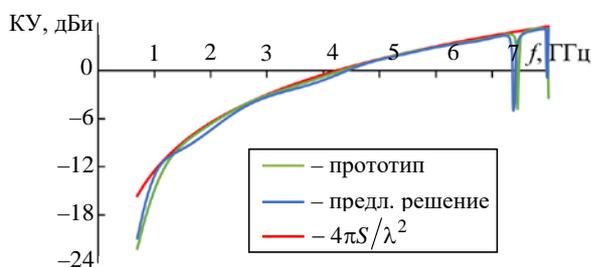


Рис. 7. КУ элементов двух АР на кополяризации в сравнении с теоретически достижимым КНД апертуры такой же площади

Fig. 7. Co-polarization gain of elements of two antenna arrays in comparison with the maximum theoretical gain of the same-size aperture

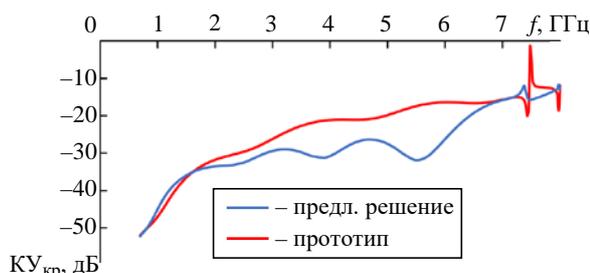


Рис. 8. КУ на кросс-поляризации элементов двух АР: на основе излучателя-прототипа и излучателя с переходом в форме синусоиды

Fig. 8. Cross-polarization gain of two unit cells: based on the prototype antenna and an antenna with a sine-shaped transition

с прототипом. В качестве ориентира приведена зависимость теоретически достижимого коэффициента направленного действия (КНД) апертуры такой же площади, что и элементарные ячейки АР, определяемого по формуле  $4\pi S/\lambda^2$ , где  $S$  – площадь апертуры;  $\lambda$  – длина волны на рассматриваемой частоте [27].

На рис. 8 показаны зависимости коэффициента усиления на кросс-поляризации от частоты. На частотах выше 1600 МГц уровень кросс-поляризации элементарной ячейки с переходом в форме синусоиды оказывается ниже уровня кросс-поляризации элементарной ячейки АР-прототипа. На отдельных частотах разница составляет 15 дБ.

**Заключение.** Представлены результаты проектирования излучателя АР Вивальди с расширенной полосой рабочих частот. В излучателе переход к щелевому раскрыву удлинен за счет придания ему формы синусоиды. При этом габаритные размеры остались неизменными.

Численно исследовано влияние амплитуды и числа полупериодов синусоиды, а также длины перехода синусоидальной формы на уровень согласования на входе излучателя при работе в составе АР. Показано, что большая кривизна линии передачи в переходе к щелевому раскрыву ухудшает согласование в рабочей полосе частот. Внесение изменений в форму щелевого раскрыва излучателя или чрезмерная кривизна линии передачи вблизи основания раскрыва обужают рабочую полосу частот сверху.

Применение перехода в форме синусоиды позволило понизить нижнюю частоту рабочего диапазона, определяемого по уровню КСВН  $\leq 3$ , с 1149 до 935 МГц (на 18.6 %). При этом КСВН внутри диапазона не превысил 2.7.

КПД элемента АР с переходом в форме синусоиды не опускается ниже 75 % во всей рабочей полосе частот. Вблизи нижней границы рабочего диапазона конструкция элемента АР с синусоидой обеспечивает до 30 % большую эффективность по сравнению с прототипом.

Показано снижение уровня кросс-поляризации на частотах выше 1600 МГц за счет применения перехода в форме синусоиды. На отдельных частотах уровень кросс-поляризации элементарной ячейки с синусоидальным переходом оказывается ниже уровня кросс-поляризации элементарной

ячейки АР-прототипа на 15 дБ. Авторы полагают, что изогнутая в форме синусоиды линия передачи является преградой на пути токов, протекающих в продольной плоскости на краях щелевого раскрытия. Однако это предположение требует проведения отдельного исследования.

Также будущие исследования излучателя Вивальди с переходом в форме синусоиды будут направлены на изучение возможности разработки двухполяризационных АР и исследование характеристик АР при сканировании луча диаграммы направленности в пространстве.

### Список литературы

1. Gibson P. J. The Vivaldi Aerial // 1979 9th European Microwave Conf. Brighton, UK, 17–20 Sept. 1979. IEEE, 1979. P. 101–105. doi: 10.1109/EUMA.1979.332681
2. A low-profile broadband phased array antenna / B. Munk, R. Taylor, T. Durharn, T. Durharn, B. Pigon, R. Boozer, S. Brown, M. Jones, J. Pryor, S. Ortiz, J. Rawnick, K. Krebs, M. Vanstrum, G. Gothard, D. Wiebelt // Proc. IEEE Antennas Propag. Soc. Int. Symp. Columbus, USA, 22–27 June 2003. IEEE, 2003. P. 448–451. doi: 10.1109/APS.2003.1219272
3. Holland S. S., Vouvakis M. N. The Planar Ultrawideband Modular Antenna (PUMA) Array // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2012. Vol. 60, № 1. P. 130–140. doi: 10.1109/TAP.2011.2167916
4. A New Class of Planar Ultrawideband Modular Antenna Arrays With Improved Bandwidth / J. T. Logan, R. W. Kindt, M. Y. Lee, M. N. Vouvakis // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2018. Vol. 66, № 2. P. 692–701. doi: 10.1109/TAP.2017.2780878
5. A review of Planar Ultrawideband Modular Antenna (PUMA) Arrays / J. T. Logan, S. S. Holland, D. H. Schaubert, R. W. Kindt, M. N. Vouvakis // Intern. Symp. on Electromagnetic Theory. Hiroshima, Japan, 20–24 May 2013. IEEE, 2013. P. 868–871.
6. Doane J. P., Sertel K., Volakis J. L. A Wideband, Wide Scanning Tightly Coupled Dipole Array With Integrated Balun (TCDA-IB) // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2013. Vol. 61, № 9. P. 4538–4548. doi: 10.1109/TAP.2013.2267199
7. Holland S. S., Vouvakis M. N. The Banyan Tree Antenna Array // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2011. Vol. 59, № 11. P. 4060–4070. doi: 10.1109/TAP.2011.2164177
8. Logan J. T., Kindt R. W., Vouvakis M. N. A 1.2–12 GHz Sliced Notch Antenna Array // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2018. Vol. 66, № 4. P. 1818–1826. doi: 10.1109/TAP.2018.2809476
9. Joon Shin, Schaubert D. H. A parameter study of stripline-fed Vivaldi notch-antenna arrays // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1999. Vol. 47, № 5. P. 879–886. doi: 10.1109/8.774151
10. Review on Ultra-Wideband Phased Array Antennas / T. Latha, G. Ram, G. A. Kumar, M. Chakravarthy // IEEE Access. 2021. Vol. 9. P. 129742–129755. doi: 10.1109/ACCESS.2021.3114344
11. Gazit E. Improved design of the Vivaldi antenna // IEE Proc. Microwaves, Antennas and Propagation. 1988. Vol. 135, № 2. P. 89–92. doi: 10.1049/ip-h-2.1988.0020
12. Ultra-wideband low-cost phased-array radars / C. T. Rodenbeck, Sang-Gyu Kim, Wen-Hua Tu, M. R. Coutant, Seungpyo Hong, Mingyi Li, Kai Chang // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2005. Vol. 53, № 12. P. 3697–3703. doi: 10.1109/TMTT.2005.856668
13. Nassar I. T., Weller T. M. A Novel Method for Improving Antipodal Vivaldi Antenna Performance // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2015. Vol. 63, № 7. P. 3321–3324. doi: 10.1109/TAP.2015.2429749
14. Vivaldi Antenna Arrays for Wide Bandwidth and Electronic Scanning / D. H. Schaubert, S. Kasturi, A. O. Boryssenko, W. M. Elsallal // The Second European Conf. on Antennas and Propagation, Edinburgh, 11–16 Nov. 2007. IEEE, 2007. P. 1–6. doi: 10.1049/ic.2007.1334
15. Logan J. T., Kindt R. W., Vouvakis M. N. Low Cross-Polarization Vivaldi Arrays // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2018. Vol. 66, № 4. P. 1827–1837. doi: 10.1109/TAP.2018.2809492
16. Schaubert D. H., Joon Shin, Wunsch G. Characteristics of single-polarized phased array of tapered slot antennas // Proc. of Intern. Symp. on Phased Array Systems and Technology, Boston, USA, 15–18 Oct. 1996. IEEE, 1996. P. 102–106. doi: 10.1109/PAST.1996.565944
17. Polarization properties of scanning arrays / D. T. McGrath, N. Schuneman, T. H. Shively, J. Irion // IEEE Intern. Symp. on Phased Array Systems and Technology, Boston, USA, 14–17 Oct. 2003. IEEE, 2003. P. 295–299. doi: 10.1109/PAST.2003.1256997
18. Kindt R., Taylor D. Polarization correction in dual-polarized phased arrays of flared notches // 2011 IEEE Intern. Symp. on Antennas and Propagation (AP-SURSI), Spokane, USA, 03–08 July 2011. IEEE, 2011. P. 1961–1964. doi: 10.1109/APS.2011.5996888
19. Kindt R. W., Logan J. T. Dual-Polarized Metal-Flare Sliced Notch Antenna Array // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2020. Vol. 68, № 4. P. 2666–2674. doi: 10.1109/TAP.2020.2969724

20. Dual-polarized sliced notch array – ultrawideband flares with exceptional polarization control / R. Kindt, R. Mital, J. Logan, M. Vouvakis // IEEE Intern. Symp. on Phased Array Systems and Technology (PAST), Waltham, USA, 18–21 Oct. 2016. IEEE, 2016. P. 1–5. doi: 10.1109/ARRAY.2016.7832628

21. Kindt R. W., Logan J. T. Single-Polarization Vivaldi Antenna Array with Orthogonal Walls for Improved Polarization Purity // IEEE Intern. Symp. on Phased Array Systems & Technology (PAST), Waltham, USA, 11–14 Oct. 2022. IEEE, 2022. P. 1–4. doi: 10.1109/PAST49659.2022.9975104

22. Kindt R. W., Logan J. T. Cross-Polarization Treatment in Linearly Polarized Vivaldi Array Apertures // IEEE Intern. Symp. on Phased Array Systems & Technology (PAST), Waltham, USA, 11–14 Oct. 2022. IEEE, 2022. P. 01–04. doi: 10.1109/PAST49659.2022.9975012

23. Yukhanov Yu. V., Bobkov I. N. Linear Vivaldi Antenna Array With Improved Low-Band Performance // Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW), Divnomorskoe, Russia, 28 June 2021 – 02

July 2021. IEEE, 2021. P. 203–206. doi: 10.1109/RSEMW52378.2021.9494118

24. Пат. RU 203479 U1 H01Q 1/38 (2006.01). Модернизированная сверхширокополосная антенна Вивальди / Ю. В. Юханов, Т. Ю. Привалова, И. В. Мерглодов, И. В. Ильин, И. Н. Бобков; опублик. 07.04.2021.

25. Kindt R. W., Logan J. T. Benchmarking Ultrawideband Phased Antenna Arrays: Striving for Clearer and More Informative Reporting Practices // IEEE Antennas and Propagation Magazine. 2018. Vol. 60, № 3. P. 34–47. doi: 10.1109/MAP.2018.2818464

26. Schaubert D. H. A gap-induced element resonance in single-polarized arrays of notch antennas // Proc. of IEEE Antennas and Propagation Society International Symp. and URSI National Radio Science Meeting, Seattle, USA, 20–24 June 1994. IEEE, 1994. Vol. 2. P. 1264–1267. doi: 10.1109/APS.1994.407859

27. Pozar D. M. The active element pattern // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1994. Vol. 42, № 8. P. 1176–1178. doi: 10.1109/8.310010

### Информация об авторах

**Иван Николаевич Бобков** – инженер по специальности "Средства радиоэлектронной борьбы" (2011, Южный федеральный университет), научный сотрудник передовой инженерной школы "Инженерия кибер-платформ" Южного федерального университета. Автор 8 научных работ. Сфера научных интересов: теория и практика антенных решеток; СВЧ-устройства и технологии.

Адрес: Южный федеральный университет, Некрасовский пер., д. 44, Таганрог, 347900, Россия

E-mail: antennadesign@outlook.com

<https://orcid.org/0000-0002-6923-7917>

**Юрий Владимирович Юханов** – доктор технических наук (1997), профессор (2000), заведующий кафедрой антенн и радиопередающих устройств Института радиотехнических систем и управления Южного федерального университета. Автор 252 научных работ. Сфера научных интересов: электродинамика и распространение радиоволн; синтез импедансных структур по заданным характеристикам излучения и рассеяния.

Адрес: Южный федеральный университет, Некрасовский пер., д. 44, Таганрог, 347900, Россия

E-mail: yu\_yukhanov@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0001-8448-5508>

### References

1. Gibson P. J. The Vivaldi Aerial. 1979 9th European Microwave Conf. Brighton, UK, 17–20 Sept. 1979. IEEE, 1979, pp. 101–105. doi: 10.1109/EUMA.1979.332681

2. Munk B., Taylor R., Durharn T., Durharn T., Pignon B., Boozer R., Brown S., Jones M., Pryor J., Ortiz S., Rawnick J., Krebs K., Vanstrum M., Gothard G., Wiebelt D. A Low-Profile Broadband Phased Array Antenna. Proc. IEEE Antennas Propag. Soc. Int. Symp. Columbus, USA. 22–27 June 2003. IEEE, 2003, pp. 448–451. doi: 10.1109/APS.2003.1219272

3. Holland S. S., Vouvakis M. N. The Planar Ultrawideband Modular Antenna (PUMA) Array. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2012, vol. 60, no. 1, pp. 130–140. doi: 10.1109/TAP.2011.2167916

4. Logan J. T., Kindt R. W., Lee M. Y., Vouvakis M. N. A New Class of Planar Ultrawideband Modular Antenna Arrays With Improved Bandwidth. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2018, vol. 66, no. 2, pp. 692–701. doi: 10.1109/TAP.2017.2780878

5. Logan J. T., Holland S. S., Schaubert D. H., Kindt R. W., Vouvakis M. N. A Review of Planar Ultrawideband Modular Antenna (PUMA) Arrays. Intern. Symp. on Electromagnetic Theory. Hiroshima, Japan, 20–24 May 2013. IEEE, 2013, pp. 868–871.

6. Doane J. P., Sertel K., Volakis J. L. A Wideband, Wide Scanning Tightly Coupled Dipole Array With Integrated Balun (TCDA-IB). IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2013, vol. 61, no. 9, pp. 4538–4548. doi: 10.1109/TAP.2013.2267199

7. Holland S. S., Vouvakis M. N. The Banyan Tree Antenna Array. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2011, vol. 59, no. 11, pp. 4060–4070. doi: 10.1109/TAP.2011.2164177

8. Logan J. T., Kindt R. W., Vouvakis M. N. A 1.2–12 GHz Sliced Notch Antenna Array. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2018, vol. 66, no. 4, pp. 1818–1826. doi: 10.1109/TAP.2018.2809476

9. Joon Shin, Schaubert D. H. A Parameter Study of Stripline-Fed Vivaldi Notch-Antenna Arrays. IEEE

Transactions on Antennas and Propagation. 1999, vol. 47, no. 5, pp. 879–886. doi: 10.1109/8.774151

10. Latha T., Ram G., Kumar G. A., Chakravarthy M. Review on Ultra-Wideband Phased Array Antennas. IEEE Access. 2021, vol. 9, pp. 129742–129755. doi: 10.1109/ACCESS.2021.3114344

11. Gazit E. Improved Design of the Vivaldi Antenna. IEE Proc. Microwaves, Antennas and Propagation. 1988, vol. 135, no. 2, pp. 89–92. doi: 10.1049/ip-h-2.1988.0020

12. Rodenbeck C. T., Sang-Gyu Kim, Wen-Hua Tu, Coutant M. R., Seungpyo Hong, Mingyi Li, Kai Chang. Ultra-Wideband Low-Cost Phased-Array Radars. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2005, vol. 53, no. 12, pp. 3697–3703. doi: 10.1109/TMTT.2005.856668

13. Nassar I. T., Weller T. M. A Novel Method for Improving Antipodal Vivaldi Antenna Performance. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2015, vol. 63, no. 7, pp. 3321–3324. doi: 10.1109/TAP.2015.2429749

14. Schaubert D. H., Kasturi S., Boryssenko A. O., Elsallal W. M. Vivaldi Antenna Arrays for Wide Bandwidth and Electronic Scanning. The Second European Conf. on Antennas and Propagation, Edinburgh, 11–16 Nov. 2007. IEEE, 2007, pp. 1–6. doi: 10.1049/ic.2007.1334

15. Logan J. T., Kindt R. W., Vouvakis M. N. Low Cross-Polarization Vivaldi Arrays. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2018, vol. 66, no. 4, pp. 1827–1837. doi: 10.1109/TAP.2018.2809492

16. Schaubert D. H., Joon Shin, Wunsch G. Characteristics of Single-Polarized Phased Array of Tapered Slot Antennas. Proc. of Intern. Symp. on Phased Array Systems and Technology, Boston, USA, 15–18 Oct. 1996. IEEE, 1996, pp. 102–106. doi: 10.1109/PAST.1996.565944

17. McGrath D. T., Schuneman N., Shively T. H., Irion J. Polarization Properties of Scanning Arrays. IEEE Intern. Symp. on Phased Array Systems and Technology, Boston, USA, 14–17 Oct. 2003. IEEE, 2003, pp. 295–299. doi: 10.1109/PAST.2003.1256997

18. Kindt R., Taylor D. Polarization Correction in Dual-Polarized Phased Arrays of Flared Notches. 2011 IEEE Intern. Symp. on Antennas and Propagation (AP-SURSI), Spokane, USA, 03–08 July 2011. IEEE, 2011, pp. 1961–1964. doi: 10.1109/APS.2011.5996888

19. Kindt R. W., Logan J. T. Dual-Polarized Metal-Flare Sliced Notch Antenna Array. IEEE Transactions

on Antennas and Propagation. 2020, vol. 68, no. 4, pp. 2666–2674. doi: 10.1109/TAP.2020.2969724

20. Kindt R., Mital R., Logan J., Vouvakis M. Dual-Polarized Sliced Notch Array – Ultra-Wideband Flares with Exceptional Polarization Control. IEEE Intern. Symp. on Phased Array Systems and Technology (PAST), Waltham, USA, 18–21 Oct. 2016. IEEE, 2016, pp. 1–5. doi: 10.1109/ARRAY.2016.7832628

21. Kindt R. W., Logan J. T. Single-Polarization Vivaldi Antenna Array with Orthogonal Walls for Improved Polarization Purity. IEEE Intern. Symp. on Phased Array Systems & Technology (PAST), Waltham, USA, 11–14 Oct. 2022. IEEE, 2022, pp. 1–4. doi: 10.1109/PAST49659.2022.9975104

22. Kindt R. W., Logan J. T. Cross-Polarization Treatment in Linearly Polarized Vivaldi Array Apertures. IEEE Intern. Symp. on Phased Array Systems & Technology (PAST), Waltham, USA, 11–14 Oct. 2022. IEEE, 2022, pp. 01–04. doi: 10.1109/PAST49659.2022.9975012

23. Yukhanov Yu. V., Bobkov I. N. Linear Vivaldi Antenna Array with Improved Low-Band Performance. Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW), Divnomorskoe, Russia, 28 June 2021 – 02 July 2021. IEEE, 2021, pp. 203–206. doi: 10.1109/RSEMW52378.2021.9494118

24. Yukhanov Yu. V., Privalova T. Yu., Merglodov I. V., Ilyin I. V., Bobkov I. N. *Modernizirovannaya sverhshirokopolosnaya antenna Vival'di* [Modernized Ultra-Wideband Vivaldi Antenna]. Patent RU, no. 203479, 2021. (In Russ.)

25. Kindt R. W., Logan J. T. Benchmarking Ultrawideband Phased Antenna Arrays: Striving for Clearer and More Informative Reporting Practices. IEEE Antennas and Propagation Magazine. 2018, vol. 60, no. 3, pp. 34–47. doi: 10.1109/MAP.2018.2818464

26. Schaubert D. H. A Gap-Induced Element Resonance in Single-Polarized Arrays of Notch Antennas. Proc. of IEEE Antennas and Propagation Society International Symp. and URSI National Radio Science Meeting, Seattle, USA, 20–24 June 1994. IEEE, 1994, vol. 2, pp. 1264–1267. doi: 10.1109/APS.1994.407859

27. Pozar D. M. The Active Element Pattern. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1994, vol. 42, no. 8, pp. 1176–1178. doi: 10.1109/8.310010

### Information about the authors

**Ivan N. Bobkov**, Engineer's degree in electrical engineering (2011, Southern Federal University), researcher at Advanced engineering school in Cyberplatform Engineering of Southern Federal University. The author of 8 scientific publications. Area of expertise: theory and application of antenna arrays; microwave theory and techniques.

Address: Southern Federal University, 44, Nekrasovsky Per., Taganrog 347900, Russia

E-mail: antennadesign@outlook.com

<https://orcid.org/0000-0002-6923-7917>

**Yury V. Yukhanov**, Dr Sci. (Eng.) (1997), Professor (2000), Head of the Antenna and Radio Transmitter Department at Institute of Radioengineering Systems and Control of Southern Federal University. The author of 252 scientific publications. Area of expertise: electromagnetic scattering theory and application; analysis and synthesis of impedance surfaces.

Address: Southern Federal University, 44, Nekrasovsky Per., Taganrog 347900, Russia

E-mail: yu\_yukhanov@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0001-8448-5508>

## Исследование влияния отказов фазовращателей на характеристики волноводно-щелевой фазированной антенной решетки

М. Р. Бибарсов<sup>1,2✉</sup>

<sup>1</sup> Военная академия связи, Санкт-Петербург, Россия

<sup>2</sup> Санкт-Петербургский государственный университет  
аэрокосмического приборостроения, Санкт-Петербург, Россия

✉ [bibarsovmr@rambler.ru](mailto:bibarsovmr@rambler.ru)

### Аннотация

**Введение.** В настоящее время одной из проблем при эксплуатации антенн для различных радиоэлектронных систем является учет влияния отказов фазовращателей (ФВ) на характеристики фазированных антенных решеток, в частности волноводно-щелевой фазированной антенной решетки (ВЩФАР). Анализ публикаций показывает, что ситуации выхода из строя указанных элементов рассмотрены не в полной мере и исследования в этом направлении носят весьма ограниченный характер.

**Цель работы.** Исследование характеристик ВЩФАР при отказах ФВ, когда их фаза принимает значение, равное нулю, вместо требуемого значения.

**Материалы и методы.** При исследовании влияния отказов на характеристики ВЩФАР использовались методы статистического моделирования. Расчеты проводились на ЭВМ с помощью пакета прикладной математики Mathcad 15.

**Результаты.** В ходе исследования предложен алгоритм статистического моделирования влияния отказов на характеристики ВЩФАР. Приведено соотношение, связывающее диаграмму направленности с объемом статистической выборки и количеством ФВ, вышедших из строя. Исследовались неисправности излучателей от 5 до 35 из 50 элементов, найдены диапазоны изменения следующих характеристик: среднеквадратическое отклонение – от 0.064 до 0.18; относительные значения: ширина диаграммы направленности – от 8 до 18 %; уровень боковых лепестков – от 13 до 59 %; мощность излучения – от 0.9 до 0.3.

**Заключение.** Результаты исследований могут быть обобщены и использованы в радиоэлектронных системах с антенными решетками на этапе их разработки. Следующим направлением работы автор считает исследование влияния отказов ФВ с установлением фаз случайным образом и случайными значениями, а также варианта выхода из строя ФВ, при котором мощность не проходит в излучатель. Другим важным направлением является компенсация искажений в результате отказов антенных элементов.

**Ключевые слова:** волноводно-щелевая фазированная антенная решетка, фазовращатель, диаграмма направленности, среднеквадратическое отклонение, ширина диаграммы направленности, уровень боковых лепестков, мощность излучения, статистическое моделирование

**Для цитирования:** Бибарсов М. Р. Исследование влияния отказов фазовращателей на характеристики волноводно-щелевой фазированной антенной решетки // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2024. Т. 27, № 1. С. 57–66. doi: 10.32603/1993-8985-2024-27-1-57-66

**Конфликт интересов.** Автор заявляет об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 04.12.2023; принята к публикации после рецензирования 10.01.2024; опубликована онлайн 29.02.2024



## Research into the Impact of Phase Shifter Failures on the Characteristics of Slotted Waveguide Array Antenna

Marat R. Bibarsov<sup>1,2</sup>✉

<sup>1</sup>Military Telecommunications Academy, St Petersburg, Russia

<sup>2</sup>Saint Petersburg State University of Aerospace Instrumentation, St Petersburg, Russia

✉ bibarsovmr@rambler.ru

### Abstract

**Introduction.** Currently, the impact of phase shifter (PS) failures on the characteristics of phased antenna arrays, slotted waveguide array antenna (SWAA) in particular, represents a significant problem. A review of publications shows that insufficient attention has been paid to PS failures.

**Aim.** To investigate the characteristics of a SWAA in the event of PS failures, when their phase takes a value equal to zero instead of the required value.

**Materials and methods.** The methods of statistical modeling methods were used to study the impact of failures on SWA characteristics. Calculations were carried using the Mathcad 15 software package.

**Results.** An algorithm for statistical modeling of the impact of PS failures on SWAA characteristics is proposed. A relationship that connects the radiation pattern with the volume of the statistical sample and the number of failed PSs is given. The malfunctions of emitters from 5 to 35 out of 50 elements were studied. Changes in the following characteristics were obtained: standard deviation – from 0.064 to 0.18, radiation pattern width – from 8 to 18 %, the level of side lobes – from 13 to 59 %, radiation power – from 0.9 to 0.3.

**Conclusion.** The results obtained can be used in radio-electronic systems with antenna arrays at the stage of their development. Future work will address PS failures with phases being established randomly and with random values, as well as the case of PS failures where power does not pass into the emitter. Another important direction concerns compensation of distortions resulting from failures of antenna elements.

**Keywords:** slotted waveguide phased array antenna, phase shifter, radiation pattern, standard deviation, radiation pattern width, side lobe level, radiation power, statistical modeling

**For citation:** Bibarsov M. R. Research into the Impact of Phase Shifter Failures on the Characteristics of Slotted Waveguide Array Antenna. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2024, vol. 27, no. 1, pp. 57–66. doi: 10.32603/1993-8985-2024-27-1-57-66

**Conflict of interest.** The author declares no conflicts of interest.

Submitted 04.12.2023; accepted 10.01.2024; published online 29.02.2024

**Введение.** Щелевые антенны (ЩА) применяются во многих радиоэлектронных системах: радиолокационной; спутниковой, радиорелейной и мобильной связи; беспроводной локальной сети; радиоастрономии. Такие излучатели, в отличие от вибраторных, являются невыступающими антеннами. Кроме того, возможность выполнения ЩА в плоскости металлической поверхности делает их чрезвычайно удобными для применения на подвижных объектах [1–5]. Для получения одностороннего излучения щель размещают над экраном или прорезают в волноводе. В этом случае ЩА имеет одностороннюю диаграмму направленности (ДН) с максимумом, ориентированным перпендику-

лярно плоскости щели, и нулевыми значениями поля вдоль оси щели. Входное сопротивление и коэффициент направленного действия полуволновой щели возрастают в 2 раза. При этом ЩА излучает электромагнитное поле линейной поляризации, а ориентация вектора напряженности электрического поля зависит от расположения щели на волноводе. Для формирования круговой поляризации поля излучатель выполняется из крестообразной щели [5, 6]. Однако такой излучатель как отдельная антенна (приемная или передающая) практически не применяется.

Широкое применение в радиоэлектронных комплексах различного назначения находят волноводно-щелевые фазированные антенные

решетки (ВЩФАР) [7–19]. Такие решетки, выполненные из волноводов, в которых прорезаны щели определенной формы, позволяют значительно увеличить коэффициент направленного действия. В прямоугольном волноводе, возбуждаемом основной волной  $H_{10}$ , щели прорезают на широкой или узкой стенке. В качестве примера в табл. 1 приведены параметры приемной и передающей ВЩФАР, применяемых в малогабаритных мобильных станциях спутниковой связи.

В зависимости от режима работы линии питания (волновода) можно получить синфазную многощелевую решетку. Для этого волновод должен работать в режиме стоячей волны (короткозамкнутая линия питания). В случае согласованной нагрузки волновод работает в режиме бегущей волны, а многощелевая решетка создает наклонное излучение (по типу антенны бегущей волны). На рис. 1, 2 представлены модели ВЩФАР синфазной и в режиме бегущей волны.

На рис. 1 введены обозначения:  $d$  – расстояние между щелями в ВЩФАР;  $\Lambda$  – длина волны в волноводе, определяемая как

$$\Lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - (\lambda_0/2a)^2}},$$

Табл. 1. Параметры приемной и передающей ВЩФАР  
Tab. 1. Parameters of the receiving and transmitting SWAA

Параметры ВЩФАР	Прием	Передача
Диапазон частот, МГц	3635	5860
Число элементов	15	32
Поляризация	Круговая	Круговая
Коэффициент усиления, дБ	19	22
Ширина ДН $2\Delta\varphi(2\Delta\theta), \dots^\circ$	20(10)	15(7)
УБЛ <sub>1</sub> , дБ	-10	-10
Добротность $(G/T)$ , дБ/К	0	0

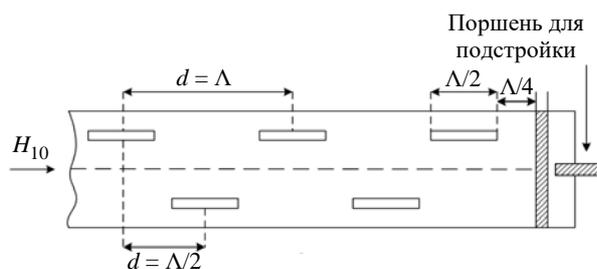


Рис. 1. Синфазная ВЩФАР

Fig. 1. Common-mode SWAA

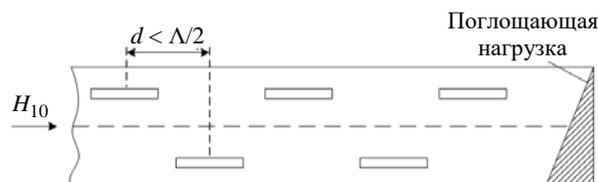


Рис. 2. ВЩФАР в режиме бегущей волны

Fig. 2. SWAA in the traveling wave mode

где  $\lambda_0$  – длина волны в свободном пространстве;  $a$  – длина широкой стенки прямоугольного волновода. Длина волны в волноводе несколько превышает длину волны в свободном пространстве, при этом справедливы следующие соотношения:  $\beta = 2\pi/\Lambda = \xi k$ ;  $\xi = c/v_{\text{ф}} = \lambda_0/\Lambda$ , где  $\beta$  – коэффициент фазы;  $\xi$  – коэффициент укорочения волны;  $k$  – волновое число;  $c$  – скорость света;  $v_{\text{ф}}$  – фазовая скорость волны.

На рис. 3, а, б представлена конструкция ВЩФАР для приемной системы наземного мобильного терминала (вид спереди и сзади) из  $16 \times 36$  антенных элементов с габаритами  $681 \times 242 \times 15$  мм [20]. Антенная система функционирует в диапазоне частот 10.6...12.8 ГГц. На рис. 3, б справа установлена плата малошумящих усилителей – фазовращателей (МШУ-Ф). Эта же плата со снятой экранирующей крышкой представлена на рис. 4.

В процессе функционирования ВЩФАР возможны случаи выхода из строя МШУ-Ф ли-

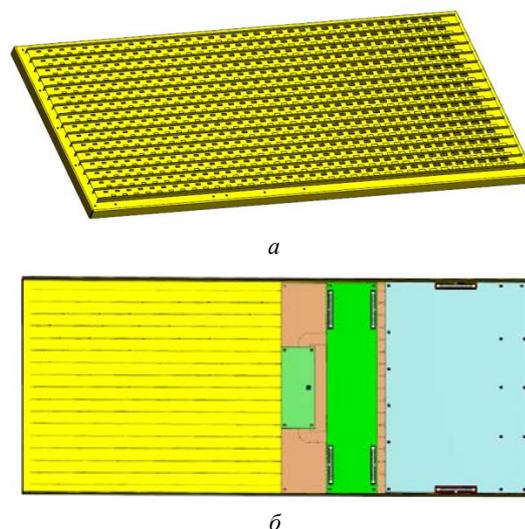


Рис. 3. ВЩФАР для приемной системы наземного мобильного терминала: а – вид спереди; б – вид сзади

Fig. 3. SWAA for the receiving system of a land mobile terminal: а – front view; б – rear view



Рис. 4. Плата питания МШУ-Ф со снятой экранирующей крышкой

Fig. 4. MShU-F board with the shielding cover removed

бо отдельно МШУ или фазовращателей (ФВ) в зависимости от конструктивных особенностей построения таких антенных систем и рабочего диапазона частот. Это, в свою очередь, негативно влияет на характеристики системы в целом. Анализ публикаций показывает, что ситуации выхода из строя указанных элементов рассмотрены не в полной мере и носят весьма ограниченный характер.

Целью настоящей статьи является исследование характеристик ВЦФАР при отказах ФВ, когда их фаза принимает значение, равное нулю, вместо требуемого значения.

**Постановка задачи.** Рассмотрим линейную эквидистантную ВЦФАР с линейным фазовым и равномерным амплитудным распределениями. ДН такой антенной решетки (АР) в плоскости, перпендикулярной оси волновода, как системы из  $N$  направленных излучателей определяется выражением [1–10]:

$$f(\theta) = f_1(\theta) f_n(\theta), \quad (1)$$

где  $f_1(\theta)$  – ДН одиночной щели с односторонним излучением;  $f_n(\theta)$  – множитель системы (решетки);  $\theta$  – угол, отсчитываемый от направления перпендикуляра к линии расположения излучателей. Для многоэлементной антенны множитель  $f_1(\theta)$  практически не влияет на общую ДН, которая в основном определяется вторым множителем в (1).

Функцию  $f_n(\theta)$  запишем в виде соотношения

$$f_n(\theta) = \sum_{n=1}^N \exp[i(n-1)kd \sin \theta], \quad (2)$$

где  $i$  – мнимая единица;  $k$  – волновое число;  $d$  – расстояние между элементами (шаг линейной АР).

В результате применения формулы для суммы геометрической прогрессии ДН множителя линейной АР (2) из  $N$  одинаково ориентированных идентичных излучателей, расположенных на равных расстояниях  $d$  друг от друга (1), примет вид

$$f_n(\theta) = \frac{\sin \left[ \frac{N}{2} (kd \sin \theta - \Psi) \right]}{\sin \left[ \frac{1}{2} (kd \sin \theta - \Psi) \right]}, \quad (3)$$

где  $\Psi$  – сдвиг по фазе между точками в соседних излучателях. Тогда нормированную ДН ВЦФАР определим следующим соотношением:

$$F(\theta) = \frac{\sin \left[ \frac{N}{2} (kd \sin \theta - \Psi) \right]}{N \sin \left[ \frac{1}{2} (kd \sin \theta - \Psi) \right]}. \quad (4)$$

Главный максимум ДН ориентирован в направлении  $\theta_0$ , для которого суммарный фазовый сдвиг

$$\Psi = kd \sin \theta_0. \quad (5)$$

С учетом (4), (5) выражение (3) для ДН принимает вид

$$F(\theta) = \frac{\sin \left[ \frac{N}{2} (kd \sin \theta - \sin \theta_0) \right]}{N \sin \left[ \frac{1}{2} (kd \sin \theta - \sin \theta_0) \right]}, \quad (6)$$

где  $\theta_0$  – фиксированный угол, соответствующий направлению главного максимума ДН.

Предположим, произошел такой отказ ФВ, что фазы в них изменились с требуемых значений на  $\varphi_n = 0$ . В этом случае необходимо учесть влияние неисправных ФВ. Этот учет выражается в том, что производится вычитание излучения, которое отказавшие ФВ обеспечивали при установке фазы до наступления неисправности, и добавление излучения, которое они стали формировать при установке их фаз в нулевое значение. Вместе с тем необходимо учитывать местоположение каждого неисправного ФВ в ВЦФАР.

**Алгоритм моделирования.** Учитывая постановку задачи влияния отказов ФВ на характеристики волноводно-щелевой антенной ре-

Табл. 2. Исходные данные для моделирования

Tab. 2. Initial data for modeling

Параметры моделирования	Значение
Диапазон рабочих частот ( $\Delta f_{\text{раб}}$ ), ГГц	5...5.750
Средняя частота ( $f_{\text{ср}}$ ), ГГц	5.5
Волновой размер антенны $L/\lambda$ ( $L$ – длина АР)	$\approx 180/(2\pi) = 30$
Расстояние между излучателями ( $d$ )	$0.60\lambda$ (считаем, что $\lambda = \Lambda$ )
Количество излучателей ( $N$ )	$30/0.60 = 50$
$\theta_0, \dots^\circ$	20
Объем статистической выборки ( $N_B$ )	50
Количество отказов ФВ ( $M$ )	До $M < 35$
Сектор углов для расчетов	$-40^\circ < \theta < 40^\circ$
Мнимая единица	$i = \sqrt{-1}$

шетки, в статье описывается алгоритм статистического моделирования. Порядок его выполнения следующий:

1. Вводятся исходные данные в соответствии с табл. 2.

Выбор диапазона частот обусловлен применением его в радиосвязи и радиолокации.

2. Случайным образом разыгрывается выход из строя  $M$  ФВ. Для этого организуются циклы по перебору ФВ для получения случайных номеров неисправных ФВ в линейной АР:

– цикл по перебору всех элементов линейной антенной решетки;

– цикл по перебору количества неисправных ФВ;

– получение номеров отказавших ФВ антенных элементов.

3. Вычисляется реализованная ДН в соответствии с постановкой задачи. Исходная ДН без отказов ФВ рассчитывается по формуле

$$F(\theta) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^N \exp[i2kdn(\sin \theta - \sin \theta_0)]. \quad (7)$$

Выражение (7) с помощью формулы для суммы геометрической прогрессии преобразуется в (6).

При появлении отказов ФВ ДН рассчитывается по следующей формуле, которая учитывает место отказа ФВ и фазу, устанавливаемую равной 0:

$$F1(\theta) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N_B} \left[ F(\theta) - \left\langle \sum_{p=0}^M \left\{ \exp \left[ \frac{1}{N} i2kdm_{n,p} (\sin \theta - \sin \theta_0) \right] \right\} \right\rangle \right] \frac{1}{N_B}, \quad (8)$$

где  $M$  – количество ФВ, вышедших из строя;  $m_{n,p}$  – номера отказавших элементов;  $N_B$  – объем статистической выборки.

4. Пункты 2, 3 повторяются  $N_B$  раз.

5. Вычисляется среднее значение и дисперсия (среднеквадратичное отклонение – СКО) ДН:

$$\sigma(\theta) = \sqrt{\sum_{n=1}^{N_B} F(\theta) - \left\langle \left\{ \sum_{p=0}^M \exp \left[ \frac{1}{N} i2kdm_{n,p} (\sin \theta - \sin \theta_0) \right] \right\}^2 \frac{1}{N_B} - F1(\theta)^2 \right\rangle^{1/2}}. \quad (9)$$

Среднее значение ДН характеризует степень искажения ее формы, а СКО – степень изменчивости ДН от реализации к реализации (разброс).

6. По вычисленным результатам в соответствии с (8), (9) строятся графики полученных функций.

**Результаты моделирования.** Исследования влияния отказов ФВ на характеристики ВЩФАР проводились на ЭВМ с помощью пакета прикладной математики Mathcad 15. Неисправность ФВ констатировалась по сбросу их фаз в ноль, вместо требуемых значений при линейном фазовом распределении.

Выбор места отказа или номера неисправного ФВ производился случайным образом. В ходе исследований вычислялись статистические значения основных параметров волноводно-щелевой фазированной АР, ширина ДН и уровень бокового лепестка, а также относительная мощность излучения в направлении максимального излучения  $\theta_0$  ( $P_{\text{отн}}$ ) и СКО.

При проведении исследований моделировалось до 35 отказов ФВ из 50 с шагом 5 неисправностей. Соответствующие результаты показаны на рис. 5–12. Графики ДН и СКО представлены для 5, 10, 20 и 30 отказавших ФВ.

На рис. 5 представлены графики исходной ДН (пунктир) и средней ДН (сплошная) при отказе 5 ФВ. На этом и последующих графиках пунктирной линией обозначены исходные ДН, а сплошной – средние при отказе определенного количества ФВ.

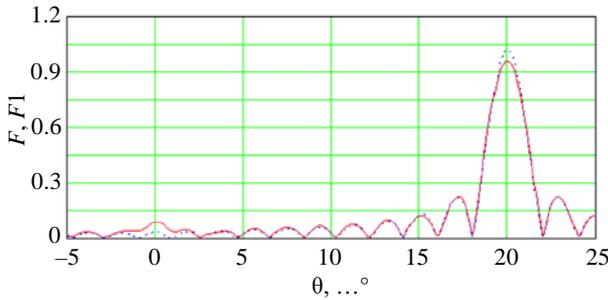


Рис. 5. Графики исходной ДН (пунктир) и средней ДН (сплошная) при отказе 5 ФВ

Fig. 5. Graphs of the initial AP (dotted line) and average AP (solid) with a failure of 5 PS

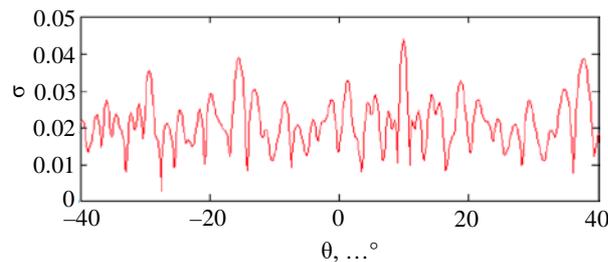


Рис. 6. График SKO ДН при отказе 5 ФВ

Fig. 6. SD of AP in case of failure of 5 PS

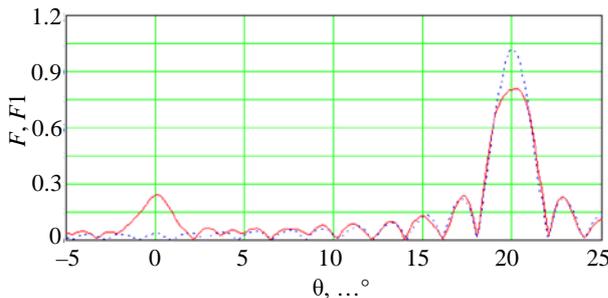


Рис. 7. Графики исходной ДН (пунктир) и средней ДН (сплошная) при отказе 10 ФВ

Fig. 7. Graphs of the initial AP (dotted line) and average RP (solid) with a failure of 10 PS

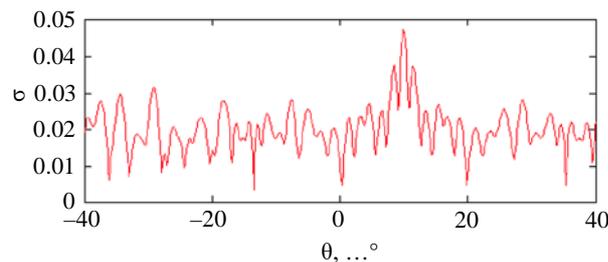


Рис. 8. График SKO ДН при отказе 10 ФВ

Fig. 8. SD of AP in case of failure of 10 PS

Рис. 6 иллюстрирует график SKO ДН при отказе пяти ФВ.

Из рис. 5 видно, что при отказе пяти ФВ ДН практически не меняется, наблюдается лишь уменьшение уровня главного лепестка ДН. При этом относительный уровень боковых лепест-

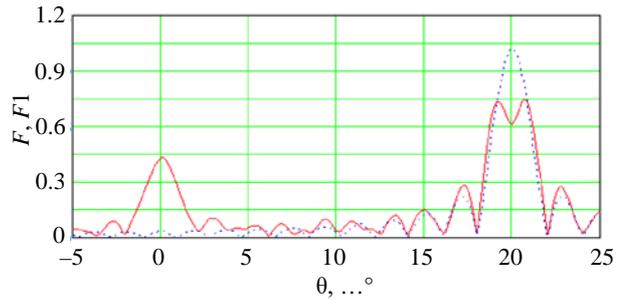


Рис. 9. Графики исходной ДН (пунктир) и средней ДН (сплошная) при отказе 20 ФВ

Fig. 9. Graphs of the initial AP (dotted line) and average RP (solid) with a failure of 20 PS

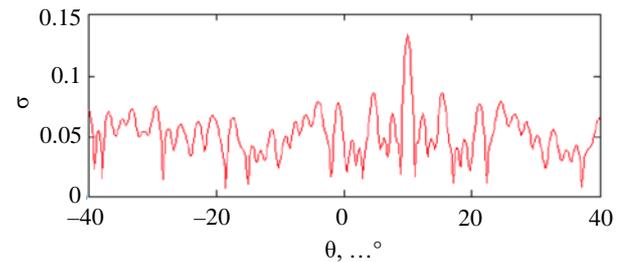


Рис. 10. График SKO ДН при отказе 20 ФВ

Fig. 10. SD of AP in case of failure of 20 PS

ков (УБЛ) составляет 13 %; относительная ширина ДН (ШДН) – 8 %; относительная мощность излучения в направлении максимального излучения  $\theta_0$  – 0.9; SKO не превышает 0.046.

На рис. 7 и 8 представлены такие же графики, но при отказе 10 ФВ.

При отказе 10 ФВ получены следующие результаты: относительный УБЛ составляет 16 %; относительная ШДН – 10 %;  $P_{\text{отн}} = 0.82$ ; SKO не превышает 0.09.

Графики на рис. 9, 10 соответствуют случаю неисправности 20 ФВ со сбросом их фаз в ноль.

При этом получены следующие результаты: относительный УБЛ составляет 32 %; относительная ШДН – 13 %;  $P_{\text{отн}} = 0.65$ ; SKO не превышает 0.12.

На рис. 11 и 12 представлены результаты моделирования отказов 30 ФВ в ВЦФАР.

Графики на рис. 11 и 12 обосновывают следующие полученные показатели: относительный УБЛ составляет 50 %; относительная ШДН – 16 %,  $P_{\text{отн}} = 0.42$ ; SKO не превышает 0.17.

Вместе с тем все результаты моделирования отказов ФВ сведены в табл. 3, где представлены результаты исследований 50-элементной ВЦФАР при отказах до 35 ФВ излучателей. Здесь пока-

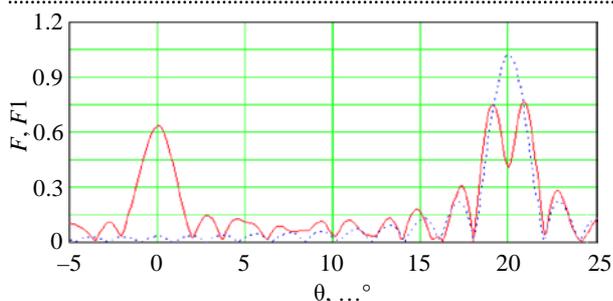


Рис. 11. Графики исходной ДН (пунктир) и средней ДН (сплошная) при отказе 30 ФВ

Fig. 11. Graphs of the initial AP (dotted line) and average RP (solid) with a failure of 30 PS

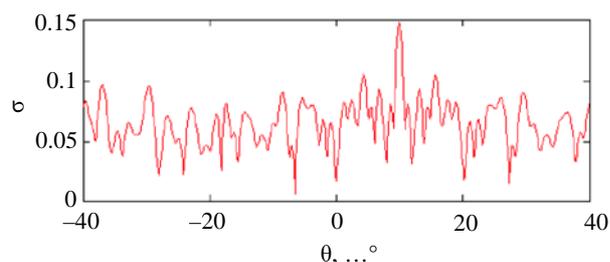


Рис. 12. График СКО ДН при отказе 30 ФВ

Fig. 12. SD of AP in case of failure of 30 PS

зана динамика изменения параметров рассмотренной линейной АР в этих условиях.

Приведем обобщенный анализ результатов моделирования:

- при изменении количества неисправных ФВ наблюдается искривление формы главного лепестка ДН;

- при увеличении количества неисправных ФВ от 1 до 15 происходит почти линейное падение мощности, излучаемой в направлении главного максимума, которое становится равным 0.82 от исходного значения при отказе 10 ФВ и 0.3 при отказе 35 ФВ;

- наблюдается появление второго максимума ДН в направлении, которое соответствует установке фазы в  $0^\circ$ , и достигающего уровня 0.5 относительно главного максимума при выходе из строя 17 ФВ и уровня 0.94 при отказе 35 ФВ;

- при отказе 12 ФВ появляется провал в ДН. При выходе из строя 30 ФВ провал дости-

гает значения 0.5 от главного максимума;

- при изменении количества неисправных ФВ происходит рост СКО от 0.04 при отказе 1 ФВ до 0.18 при отказе 35 ФВ.

**Заключение.** В ходе исследования проведен анализ построения и применения ЩА и ВЦФАР. Согласно постановке задачи исследования в линейной АР моделировалась такая ситуация, когда при отказах ФВ их фазы приобретают значение ноль вместо требуемых для линейного фазового распределения.

Учет влияния такого рода неисправностей получается вычитанием излучения, которое неисправные ФВ обеспечивали при установке фазы до наступления отказа, и добавлением излучения, которое они стали формировать при установке их фаз в нулевое значение. Одновременно учитывалось местоположение каждого неисправного ФВ в ВЦФАР. Вместе с тем приведено аналитическое соотношение, связывающее ДН с объемом статистической выборки и количеством ФВ, вышедших из строя.

В свою очередь, это позволило разработать алгоритм моделирования влияния отказов ФВ на характеристики ВЦФАР. В результате применения этого алгоритма рассчитаны и построены графики исходной ДН и средней ДН при разном количестве отказов элементов, а также графики СКО, оценивающие степень изменения значений ДН от реализации к реализации.

Результаты исследований могут быть обобщены и использованы в радиолокационных системах; системах спутниковой, радиорелейной и мобильной связи; беспроводной локальной сети; радиоастрономии на этапе разработки радиоэлектронных устройств в этих направлениях.

Дальнейшие направления исследований автор связывает с рассмотрением вопросов компенсации искажений параметров и характеристик АР с использованием методов, рассмотренных в [21–24]. Кроме того, представляет интерес исследование

Табл. 3. Результаты моделирования отказов фазовращателей

Tab. 3. Results of modeling PS failures

Параметр	Количество неисправных ФВ						
	5	10	15	20	25	30	35
Относительный УБЛ, %	13	16	18	32	38	50	59
Относительная ШДН, %	8	10	11	13	15	16	18
Мощность излучения в $\theta_0$	0.9	0.82	0.7	0.65	0.5	0.42	0.3
СКО	0.064	0.09	0.1	0.12	0.15	0.17	0.18

влияния отказов ФВ с установлением фаз случайным образом, а также вариант выхода из строя

ФВ, при котором мощность не проходит в излучатель, что выходит за рамки настоящей работы.

### Список литературы

1. Мануилов М. Б., Лерер В. А., Синявский Г. П. Методы расчета и новые применения волноводно-щелевых антенных решеток // Успехи современной радиоэлектроники. 2007. № 5. С. 3–28.
2. Виленский А. Р. Метод анализа пространственно-временных характеристик излучения печатных щелевых антенн бегущей волны // Наука и образование: науч. издание МГТУ им. Н. Э. Баумана. 2014. № 5. С. 139–154. doi: 10.7463/0514.0710740
3. Данильчук В. И. Модельная задача расчета щелевой антенны под покрытием // Радиотехника. 2000. № 9. С. 12–15.
4. Радциг Ю. Ю., Хаванова М. А., Мойсенко Н. П. Математическое моделирование задачи синтеза слабонаправленных щелевых антенн для летательных аппаратов // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2001. Т. 4, № 3. С. 27–29.
5. Математические методы прикладной электродинамики / С. Б. Раевский, Ю. Г. Белов, А. А. Денисенко и др. М.: Радиотехника, 2007. 88 с.
6. Войтович Н. И., Клыгач Д. С., Хашимов А. Б. Поле излучения двусторонней щелевой антенны // Вестн. ЮУрГУ. Сер. Компьютерные технологии, управление и радиоэлектроника. 2012. Вып. 16, № 6 (282). С. 135–141.
7. Кошкидько В. Г., Мигалин М. М. Разработка линейной эквивалентной волноводно-щелевой антенной решетки и анализ ее направленных свойств // Антенны. 2018. № 2. С. 15–20.
8. Milligan T. A. Modern Antenna design. N. J.: John Wiley & Sons, 2005. 630 p.
9. Balanis C. A. Modern antenna handbook. N. J.: John Wiley & Sons, 2008. 1704 p.
10. Levin B. Antenna Engineering Theory and Problems. Boca Raton: CRC Press, 2017. 406 p.
11. Пелевин А. О., Заргано Г. В., Вяткина С. В. Сравнительный анализ ФАР на прямоугольных и гребневых волноводах // Телекоммуникации. 2019. № 3. С. 22–28.
12. Single ridge waveguide slot incremental conductance analysis and array antenna design / Rui Xu, Jiangying Li, Dingyi Luo, Guangwei Yang // Proc. of 2014 3<sup>rd</sup> Asia-Pacific Conf. on Antennas and Propagation, Harbin, China, 26–29 July 2014. IEEE, 2014. P. 143–146. doi: 10.1109/APCAP.2014.6992435
13. Teng Li, Wenbin Dou. Design of an Edge Slotted Waveguide Antenna Array Based on T-Shaped Cross-Section Waveguide // Intern. J. of Antennas and Propagation. 2017. P. 1–8. doi: 10.1155/2017/7385357
14. Elliott R. S. Antenna Theory & Design. Wiley-IEEE Press, 2003. 612 p.
15. Математическая модель антенно-волноводного тракта с разделением сигналов по частоте-поляризации / Д. Д. Габриэлян, А. Е. Коровкин, С. И. Бойчук, С. В. Дворников, М. Р. Бибарсов, Г. Ш. Бибарсова // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2022. Т. 25, № 4. С. 41–51. doi: 10.32603/1993-8985-2021-25-4-41-51
16. Пономарев Л. И., Степаненко В. И. Сканирующие многочастотные совмещенные антенные решетки. М.: Радиотехника, 2009. 328 с.
17. Вендик О. Г., Парнес М. Д. Антенны с электрическим сканированием. М.: Сайнс-пресс, 2001. 232 с.
18. Пелевин А. О., Земляков В. В., Заргано Г. В. Исследование характеристик щелевой антенной решетки на основе П-волноводов // Антенны. 2018. № 3. С. 3–7.
19. Bozzi M., Georgiadis A., Wu K. Review of Substrate Integrated Waveguide (SIW) Circuits and Antennas // IET Microwaves, Antennas and Propagation. 2011. Vol. 5, № 8. P. 909–920. doi: 10.1049/iet-map.2010.0463
20. Пастернак Ю. Г. Разработка антенной решетки для мобильного терминала спутниковой связи. URL: <https://cchgeu.ru/upload/iblock/211/itogovuyotchet-po-proektu-razrabotka-antennoy-reshetki-dlya-mobilnogo-terminala-sputnikovoy-svyazi.pdf> (дата обращения 01.11.2023)
21. Шифрин Я. С. Вопросы статистической теории антенн. М.: Сов. радио, 1970. 384 с.
22. Синтез амплитудно-фазового распределения в квазиколецевой антенной решетке / М. Р. Бибарсов, Е. В. Грибанов, Д. Д. Габриэлян, Ден. С. Федоров, Дан. С. Федоров // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2017. Вып. 2. С. 28–33.
23. Влияние локально плоских искажений излучающего раскрыва на диаграмму направленности фазированной антенной решетки / М. Р. Бибарсов, Г. Ш. Бибарсова, Д. Д. Габриэлян, С. В. Дворников, Д. С. Федоров // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2023. Т. 26, № 1. С. 17–25. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-1-17-25
24. Влияние ошибок формирования амплитудно-фазового распределения в раскрыве фазированной антенной решетки на точность пеленгации / М. Р. Бибарсов, Г. Ш. Бибарсова, Д. Д. Габриэлян, В. Н. Шацкий // Информация и космос. 2023. № 2. С. 18–23.

### Информация об авторе

**Бибарсов Марат Рашидович** – кандидат технических наук (1999), доцент (2007), старший преподаватель кафедры радиосвязи Военной академии связи (Санкт-Петербург), доцент кафедры радиотехнических и оптоэлектронных комплексов Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. Автор 188 научных работ. Сфера научных интересов – системы передачи и приема информации; адаптивные антенные системы.

Адрес: Военная академия связи, пр. Тихорецкий, д. 3, Санкт-Петербург, 194064, Россия

E-mail: Bibarsovmr@rambler.ru

### References

1. Manuilov M. B., Lerer V. A., Sinyavsky G. P. Methods of Simulation and New Design Concepts of Slotted-Waveguide Array Antennas. *Advances of modern radio electronics*. 2007, no. 5, pp. 3–28. (In Russ.)
2. Vilensky A. R. A Novel Approach for Space-Temporal Analysis of Tapered Slot Antenna. *Science and Education of the Bauman MSTU*. 2014, no. 5, pp. 139–154. (In Russ.)
3. Danilchuk V. I. Model Problem of Calculating a Slot-Left Antenna under a Coating. *Radio engineering*. 2000, no. 9, pp. 12–15. (In Russ.)
4. Radzig Yu. Yu., Khavanova M. A., Moiseenko N. P. Mathematical Modeling of the Problem of Synthesis of Weakly Directional Slot Antennas for Aircraft. *Physics of Wave Processes and Radio-Technical Systems*. 2001, vol. 4, no. 3, pp. 27–29. (In Russ.)
5. Raevsky S. B., Belov Yu. G., Denisenko A. A., Ermolaev A. I., Ermoshin V. V., Zaboronkova T. N. [Matematicheskie metody prikladnoi elektrodinamiki] *Mathematical Methods of Applied Electrodynamics*. Moscow, Radio engineering, 2007, 88 p. (In Russ.)
6. Voitovich N. I., Klygach D. S., Khashimov A. B. Radiation Field of a Bilateral Slot Antenna. *Bulletin of SUSU. Series "Computer technologies, control and radio electronics"*. 2012, vol. 16, no. 6 (282), pp. 135–141. (In Russ.)
7. Koshkidko V. G., Migalin M. M. Development of a Linear Equivalent Waveguide-Slot Antenna Array and Analysis of its Directional Properties. *Antennas*. 2018, no. 2, pp. 15–20. (In Russ.)
8. Milligan T. A. *Modern Antenna Design*. New Jersey, John Wiley & Sons, 2005, 630 p.
9. Balanis C. A. *Modern Antenna Handbook*. New Jersey, John Wiley & Sons, 2008, 1704 p.
10. Levin B. *Antenna Engineering Theory and Problems*. Boca Raton, CRC Press, 2017, 406 p.
11. Pelevin A. O., Zargano G. V., Vyatkina S. V. Comparative Analysis of Radiation Patterns of Phased Arrays of Slotted Rectangular and Single-Ridge Waveguide Antennas. *Telecommunications*. 2019, no. 3, pp. 22–28. (In Russ.)
12. Rui Xu, Jiangying Li, Dingyi Luo, Guangwei Yang. Single Ridge Waveguide Slot Incremental Conductance Analysis and Array Antenna Design. *Proc. of 2014 3<sup>rd</sup> Asia-Pacific Conf. on Antennas and Propagation*, Harbin, China, 26–29 July 2014. IEEE, 2014, pp. 143–146. doi: 10.1109/APCAP.2014.6992435
13. Teng Li, Wenbin Dou. Design of an Edge Slotted Waveguide Antenna Array Based on T-Shaped Cross-Section Waveguide. *Intern. J. of Antennas and Propagation*. 2017, pp. 1–8. doi: 10.1155/2017/7385357
14. Elliott R. S. *Antenna Theory & Design*. Wiley-IEEE Press, 2003, 612 p.
15. Gabriel'ean D. D., Korovkin A. E., Boychuk S. I., Dvornikov S. V., Bibarsov M. R., Bibarsova G. Sh. Mathematical Model of an Antenna-Waveguide Path with Separation of Signals by Frequency–Polarization. *J. of the Russian Universities. Radioelectronics*. 2022, vol. 25, no. 4, pp. 41–51. doi: 10.32603/1993-8985-2021-25-4-41-51 (In Russ.)
16. Ponomarev L. I., Stepanenko V. I. *Skaniruyushchie mnogochastotnye sovmeshchennye antennye reshetki* [Scanning Multi-Frequency Combined Antenna Arrays]. Moscow, Radio engineering, 2009, 328 p. (In Russ.)
17. Vendik O. G., Parnes M. D. [Antennы s elektricheskim skanirovaniem] *Antennas with Electrical Scanning*. Moscow, Science Press, 2001, 232 p. (In Russ.)
18. Pelevin A. O., Zemlyakov V. V., Zargano G. V. Study of the Characteristics of a Slot Antenna Array Based on P-Waveguides. *Antennas*. 2018, no. 3, pp. 3–7. (In Russ.)
19. Bozzi M., Georgiadis A., Wu K. Review of Substrate Integrated Waveguide (SIW) Circuits and Antennas. *IET Microwaves, Antennas and Propagation*. 2011, vol. 5, no. 8, pp. 909–920. doi: 10.1049/iet-map.2010.0463
20. Pasternak Yu. G. Development of an Antenna Array for a Mobile Satellite Communication Terminal. Available at: <https://cchgeu.ru/upload/iblock/211/itogovyotchet-po-proektu-razrabotka-antennay-reshetki-dlya-mobilnogo-terminala-sputnikovoy-svyazi.pdf> (accessed 01.11.2023)
21. Shifrin Y. S. [Voprosy statisticheskoi teorii antenn] *Questions of statistical theory of antennas*. Moscow, Sov. radio, 1970, 384 p. (In Russ.)
22. Bibarsov M. R., Griбанov E. V., Gabrielyan D. D., Fedorov Den. S., Fedorov Dan. S. Synthesis of Amplitude-Phase Distribution in Quasiconcave an Antenna Array. *J. of the Russian Universities. Radioelectronics*. 2017, iss. 2. pp. 28–33. (In Russ.)

23. Bibarsov M. R., Bibarsova G. Sh., Gabriel'ean D. D., Dvornikov S. V., Fedorov D. S. Effect of Locally Flat Distortions in the Radiating Aperture on the Radiation Pattern of a Phased Antenna Array. J. of the Russian Universities. Radioelectronics. 2023, vol. 26, no. 1, pp. 17–25. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-1-17-25 (In Russ.)

24. Bibarsov M. R., Bibarsova G. Sh., Gabriel'yan D. D. Shatsky V. N. Influence of Errors in the Formation of the Amplitude-Phase Distribution in the Aperture of a Phased Array Antenna on the Accuracy of Direction Finding. Information and Space. 2023, no. 2, pp. 18–23.

#### Information about the author

**Marat R. Bibarsov**, Cand. Sci. (Eng.) (1999), Associate Professor (2007), Senior Lecturer of the Radio Communications Department of the Military Telecommunications Academy, Associate Professor of the Department of Radio-engineering and Optoelectronic Complexes of the Saint Petersburg State University of Aerospace Instrumentation. The author of 188 scientific publications. Area of expertise: information transmission and reception systems; adaptive antenna systems.

Address: Military Telecommunications Academy, 3, Tikhoretsky Ave., St Petersburg 194064, Russia

E-mail: bibarsovmr@rambler.ru

---

## Анализ возможностей использования сигналов подсвета 5G в полуактивной радиолокационной системе

В. М. Кутузов<sup>1</sup>, В. И. Веремьев<sup>2</sup>, Нгуен Ван Туан<sup>3✉</sup>, Е. Н. Воробьев<sup>2</sup>

<sup>1</sup> Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ"  
им. В. И. Ульянова (Ленина), Санкт-Петербург, Россия

<sup>2</sup> НИИ "Прогноз", Санкт-Петербург, Россия

<sup>3</sup> Вьетнамский государственный технический университет им. Ле Куй Дона, Ханой, Вьетнам

✉ [hinhthien08@gmail.com](mailto:hinhthien08@gmail.com)

### Аннотация

**Введение.** В полуактивных радиолокационных системах (ПАРЛС) обнаружение целей выполняется по отраженным сигналам, излученным сторонними передатчиками. Отсутствие собственного передатчика определяет основные преимущества ПАРЛС в сравнении с активными РЛС: более низкая стоимость, скрытность работы, отсутствие электромагнитного воздействия на другие радиотехнические устройства и окружающую среду. В зависимости от доступности и зоны действия передатчиков, характеристик используемых сигналов, а также областей возможного применения ПАРЛС в качестве источников подсвета сегодня используют передатчики различных телекоммуникационных систем, включая теле- и радиовещание, навигационные и системы мобильной связи. Появление новых стандартов телекоммуникационных систем открывает дополнительные перспективы для развития ПАРЛС. Так, внедрение пятого поколения мобильной связи стандарта 5G с более высокой пропускной способностью потенциально может повысить точностные характеристики обнаружения целей в ПАРЛС, работающей по сигналам передатчиков нового стандарта. Исследование возможностей использования сигналов передатчиков стандарта 5G в качестве радиолокационного подсвета является актуальной задачей.

**Цель работы.** Анализ возможностей, ограничений и перспектив использования сигналов 5G в качестве подсвета в полуактивных радиолокационных системах.

**Материалы и методы.** В проведенных исследованиях использовались основы теории полуактивной радиолокации, теории связи, сравнительный анализ. Оценка потенциальных характеристик обнаружения целей проведена с помощью компьютерного статистического моделирования в среде MATLAB.

**Результаты.** Исследованы особенности сигналов стандарта 5G с точки зрения их применения в качестве сигналов подсвета в ПАРЛС. Проведена оценка потенциальных характеристик обнаружения целей в ПАРЛС, использующей сигналы 5G в качестве радиолокационного подсвета, и их сравнение с характеристиками ПАРЛС, работающей по сигналам других передатчиков. Показано, что сигнал 5G позволяет получить лучшее разрешение по дальности и скорости, чем сигналы других телекоммуникационных систем.

**Заключение.** В результате сравнительного анализа показано, что передатчики сигналов 5G NR можно использовать в качестве перспективного источника подсвета в полуактивных радиолокационных системах на относительно небольших территориях.

**Ключевые слова:** полуактивная радиолокация, пассивный когерентный радиолокатор, сеть 5G, источник подсвета

**Для цитирования:** Анализ возможностей использования сигналов подсвета 5G в полуактивной радиолокационной системе / В. М. Кутузов, В. И. Веремьев, Нгуен Ван Туан, Е. Н. Воробьев // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2024. Т. 27, № 1. С. 67–78. doi: 10.32603/1993-8985-2024-27-1-67-78

**Конфликт интересов.** Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 13.11.2023; принята к публикации после рецензирования 12.01.2024; опубликована онлайн 29.02.2024



## Feasibility Study of Using 5G Signals for Illumination Purposes in Passive Radar

Vladimir M. Kutuzov<sup>1</sup>, Vladimir I. Veremyev<sup>2</sup>, Nguyen Van Tuan<sup>3</sup>, Evgenii N. Vorobev<sup>2</sup>

<sup>1</sup> Saint Petersburg Electrotechnical University, St Petersburg, Russia

<sup>2</sup> Research Institute "Prognoz", St Petersburg, Russia

<sup>3</sup> Le Quy Don Technical University, Hanoi, Vietnam

✉ hinhthien08@gmail.com

### Abstract

**Introduction.** Passive radars perform target detection based on reflected signals emitted by third-party transmitters. The absence of its own transmitter determines the main advantages of passive radars compared to conventional active radars: lower cost, silent operation, no electromagnetic impact on other radio equipment and the environment. Third-party transmitters of different telecommunication systems are currently used as illuminators of opportunity in passive radars. The emergence of new telecommunication standards opens additional prospects for the development of passive radars. For instance, the deployment of the fifth generation of mobile communications standard 5G with a higher bandwidth can potentially improve the accuracy of target detection in passive radars. Investigating the possibility of using signals from 5G transmitters for radar targets illumination is a relevant research task.

**Aim.** To analyze the possibilities, limitations and prospects of using 5G signals as illuminators of opportunity in passive radar systems.

**Materials and methods.** The methods of passive radar theory, communication theory, and comparative analysis were used. Evaluation of potential characteristics of target detection was carried out using computer statistical modelling in the MATLAB environment.

**Results.** The peculiarities of 5G signals from the point of view of their application as illumination signals in passive radars are investigated. The potential target detection characteristics of a passive radar using 5G signals for target illumination are evaluated and compared with those of passive radars operating on signals from other transmitters. The 5G signal provides an improved range and velocity resolution than signals from other telecommunication systems.

**Conclusion.** The comparative analysis shows that 5G NR signal transmitters can be used as a promising source of illumination in passive radar systems over relatively small areas.

**Keywords:** passive radar, passive coherent radar, 5G network, illumination signal

**For citation:** Kutuzov V. M., Veremyev V. I., Nguyen Van Tuan, Vorobev E. N. Feasibility Study of Using 5G Signals for Illumination Purposes in Passive Radar. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2024, vol. 27, no. 1, pp. 67–78. doi: 10.32603/1993-8985-2024-27-1-67-78

**Conflict of interest.** The authors declare no conflicts of interest.

Submitted 13.11.2023; accepted 12.01.2024; published online 29.02.2024

**Введение.** Полуактивная радиолокация является одним из видов радиолокации, при которой в качестве зондирующего сигнала используется сигнал стороннего источника, т. е. отсутствует собственный передатчик, и регистрируется сигнал, отраженный от объекта наблюдения [1]. Сигналы стороннего передатчика называются сигналами подсвета. Данный вид радиолокации отличается от активной радиолокации, где присутствует излучение собственного зондирующего сигнала, и от пассивной радиолокации, которая основана на приеме собственного излучения объекта. История радиолокации начинается с экспе-

риментов Г. Герца (1887), а также П. Н. Лебедева, А. С. Попова, К. Хюльсмайера и т. д. Одну из первых систем радиолокации "Чейн Хоум" продемонстрировал в феврале 1935 г. шотландский физик Роберт Уотсон-Уотт [2, 3]. В состав этой системы входят 3 передающих и 4 приемных антенны на разнесенных позициях. Такая система, где разнесены две позиции (приемная и передающая), называется бистатической радиолокационной системой. Первыми действующими пассивными радаром являются немецкие приемники "Klein Heidelberg", работавшие в 1943 г. для обнаружения самолетов на основе излучений

британских радаров "Чейн Хоум" [4]. После Второй мировой войны было разработано несколько совместных бистатических радиолокационных станций, однако внимание радиолокационного сообщества было в основном сосредоточено на технологии активной радиолокации.

Внимание к полуактивной радиолокации возникло в европейских странах в 1980-х гг., благодаря исследованию Н. D. Griffiths и N. R. W. Long [5]. Такой интерес в основном был вызван необходимостью реагировать на все более перегруженную электромагнитную обстановку, обусловленную распространением услуг связи [6]. Полуактивная радиолокация становится все более популярной из-за ее достоинств: отсутствия необходимости выделения частоты; меньшей стоимости производства и эксплуатации; скрытной работы; отсутствия вредного воздействия на окружающую среду и помех другим радиотехническим устройствам. Ее популярность возросла также за счет увеличения вычислительной мощности компьютеров, что позволило реализовывать и выполнять относительно сложную обработку сигналов в режиме реального времени. Основным недостатком является отсутствие контроля за передатчиком полуактивной радиолокационной системы (ПАРЛС).

На сегодняшний день были разработаны несколько промышленных ПАРЛС: система "Silent Sentry" компании Lockheed-Martin; системы "Celldar" компании Roke Manor; системы "Homeland Alerter 100" компании Thales; система "SINBAD" компании Thales; ПАРЛС "Поле" предприятия "Алевкурп"; система "Aulos" фирмы Selex ES; системы "Manastash Ridge Radar" университета Вашингтона (США). Эти полуактивные системы хорошо описаны в [1, 7, 8]. Сигналами подсвета в перечисленных ПАРЛС являются аналоговые и цифровые сигналы, радио- или наземного телевизионного вещания (FM, DAB, DVB-T) и сигнал сотовой связи GSM. Исследования, проведенные с использованием перечисленных сигналов в качестве подсвета, показали возможности обнаружения и оценки параметров движения целей различных классов [9–12].

Сегодня технология полуактивной радиолокации уже достигла высокого уровня технологической зрелости. Большая часть научной деятельности направлена в сторону исследования

возможностей использования новых сигналов подсвета. Проводятся исследования ПАРЛС с применением в качестве источников сигналов подсвета передатчиков глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС). Сигналы ГНСС используются для обеспечения широкой зоны покрытия за счет наличия нескольких спутниковых созвездий на средней околоземной орбите (например, GPS, Galileo, ГЛОНАСС), которые обеспечивают прямую видимость нескольких спутников в любой точке земного шара. Возможности работы ПАРЛС на основе ГНСС были показаны для различных целей (корабли, самолеты и транспортные средства) [13–15]. Тем не менее низкая мощность сигнала на уровне земли ограничивает ожидаемую зону действия такой ПАРЛС. Также были проведены исследования по использованию в качестве подсвета сигналов системы спутникового интернета Starlink [16]. Однако развертывание такой системы во многих странах может вызвать противоречие с принятыми нормами безопасности.

Использование новых сигналов подсвета в ПАРЛС связано, с одной стороны, с развитием беспроводных систем связи в части улучшения свойств сигналов, повышения надежности и пропускной способности. Так, сигнал подсвета с более широкой полосой частот позволяет ПАРЛС осуществлять более точное обнаружение целей.

С другой стороны, поиск других типов сторонних передатчиков для ПАРЛС связан с постепенным выводом из эксплуатации ранее используемых систем связи. Так, в обозримом будущем мобильная связь стандартов GSM и UMTS будет полностью замещена связью стандартов четвертого поколения LTE. Сети этого стандарта покрывают большую территорию, что вызывает большой интерес для использования сигналов LTE в качестве источников подсвета для ПАРЛС [17, 18].

На перспективную смену LTE уже сейчас во многих странах развертываются сети мобильной связи пятого поколения (5G). Сигнал 5G имеет большую полосу пропускания (обычно от 50 до 400 МГц), поэтому его использование может позволить разрабатывать системы ПАРЛС высокого разрешения с хорошим покрытием на малых высотах в городских районах. В настоящей статье приводятся результаты анализа возможностей использования сигналов 5G в качестве подсвета в ПАРЛС.

**Параметры полуактивной радиолокации.**

1. *Бистатическая дальность.* Базовая геометрия полуактивной радиолокационной системы, состоящей из источника подсвета (передатчик) и приемной позиции (приемник), приведена на рис. 1. Здесь  $L$  – расстояние между приемником и передатчиком;  $R_t$  – расстояние от передатчика до цели;  $R_r$  – расстояние от приемника до цели;  $\beta$  – бистатический угол;  $\alpha_t$  – направление на цель относительно передатчика;  $\alpha_r$  – направление на цель относительно приемника;  $\mathbf{v}$  – вектор скорости цели;  $\theta$  – угол между вектором скорости цели и биссектрисой бистатического угла;  $N$  обозначает направление на север.

В полуактивной радиолокации передатчик и приемник имеют два разных местоположения. Сигнал от передатчика распространяется до приемной позиции двумя способами: прямым путем на расстояние  $L$ ; непрямым (в результате отражения от цели) путем на расстояние  $R_t + R_r$ . Разность расстояний непрямого и прямого пути определяет бистатическую дальность:

$$R_b = R_t + R_r - L.$$

Время задержки отраженного сигнала относительно прямого определяется отношением бистатической дальности к скорости света:

$$\tau = \frac{R_b}{c}.$$

2. *Дальность действия ПАРЛС* определяется согласно выражению

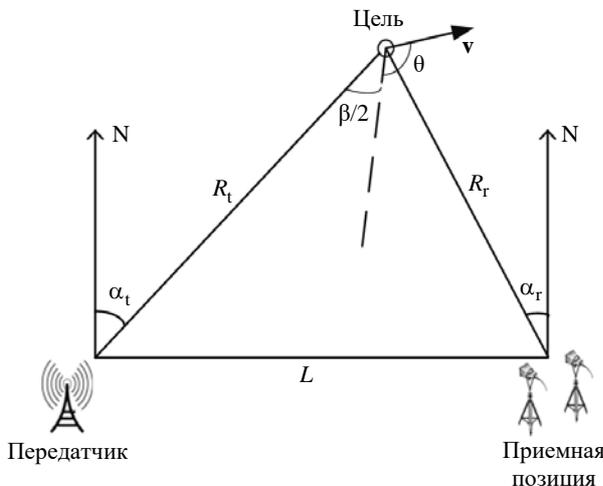


Рис. 1. Геометрия полуактивной радиолокационной системы  
 Fig. 1. Passive radar geometry

$$(R_t R_r)^2 = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2 \sigma F_t^2 F_r^2}{(4\pi)^3 k T_0 k_n q \Delta f L_t L_r},$$

где  $R_t R_r$  – произведение расстояний от передатчика до цели и от цели до приемника;  $P_t$  – мощность передатчика;  $G_t$  – коэффициент усиления передающей антенны;  $G_r$  – коэффициент усиления приемной антенны;  $\lambda$  – длина волны;  $\sigma$  – бистатическая эффективная поверхность рассеяния (ЭПР) цели;  $F_t$  – коэффициент потерь при распространении сигнала от передатчика до цели;  $F_r$  – коэффициент потерь при распространении сигнала от цели до приемника;  $k$  – постоянная Больцмана;  $T_0$  – температура окружающей среды;  $k_n$  – коэффициент шума приемника;  $q$  – отношение сигнал/шум;  $\Delta f$  – полоса пропускания приемника;  $L_t, L_r$  – потери в передающем и приемном устройствах.

3. *Разрешающая способность по дальности.* В полуактивной радиолокации бистатическая геометрия приводит к набору концентрических эллипсов одинаковой бистатической дальности, фокусами которой являются передатчик и приемник. Это отличие от активной моностатической РЛС необходимо дополнительно учитывать при оценке разрешающей способности полуактивной радиолокации по дальности:

$$\Delta R = \frac{c}{2\Delta f_0 \cos\left(\frac{\beta}{2}\right)},$$

где  $\Delta f_0$  – ширина спектра зондирующего сигнала.

4. *Доплеровское смещение частоты.* Бистатический доплеровский сдвиг можно определить по формуле

$$f_d = \frac{v_b}{\lambda}.$$

Бистатическая скорость равна производной от бистатической дальности:

$$v_b = \frac{dR_b}{dt} = \frac{dR_t}{dt} + \frac{dR_r}{dt}.$$

Бистатическое доплеровское смещение частоты может быть выражено целевыми бистатическими компонентами скорости и угла:

$$f_D = \frac{2v}{\lambda} \cos \theta \cos \left( \frac{\beta}{2} \right),$$

где  $v$  – модуль скорости цели.

5. *Разрешающая способность по доплеровской частоте.* Доплеровское разрешение определяется временем когерентного накопления ( $T_C$ ):  $\Delta f_D = 1/T_C$ . Тогда разрешающая способность по скорости определяется выражением  $\Delta v = \Delta f_D \lambda$ , а по радиальной скорости:

$$\Delta v_r = \frac{\lambda}{2T_C \cos \left( \frac{\beta}{2} \right)}.$$

**Сигнал 5G.** ПАРЛС, работающая по сигналам 5G, может быть основана на использовании сигналов связи между базовой станцией 5G New Radio (NR) и пользовательским оборудованием (UE). Основные правила стандарта 5G NR, разработанного консорциумом 3GPP, описаны в технической спецификации, серия 38 [19].

Полоса частот для 5G NR разделена на два частотных диапазона: диапазон 410 МГц...7.125 ГГц, обычно называемый частотным диапазоном 1 (FR1), и миллиметровый диапазон частот 24.25...52.6 ГГц (FR2). Полоса пропускания

сигнала 5G достигает 100 МГц в диапазоне FR1 и 400 МГц в диапазоне FR2.

Сеть 5G может работать или в режиме дуплекса с частотным разделением каналов (frequency division duplex – FDD), или в режиме дуплекса с временным разделением (time division duplex – TDD). В России в настоящее время тестируются сети 5G в частотном диапазоне 4.8...5.0 ГГц (частотный канал n79) в режиме TDD. В режиме TDD существует три типа слотов: для нисходящих каналов (сигналы от базовой станции к абонентскому терминалу); для восходящих каналов (от абонентского терминала к базовой станции) и специальные слоты (гибкая конфигурация).

Сигнал 5G NR представляет собой сигнал OFDM с циклическим префиксом и состоит из кадров. Длина одного кадра постоянна и равна  $T_K = 10$  мс. Каждый кадр состоит из десяти подкадров ( $T_{ПК} = 1$  мс), разделенных на слоты (рис. 2). Количество слотов в подкадре переменное и зависит от нумерологии, которая описывается параметром  $\mu \in \{0, 1, 2, 3, 4\}$ . Количество слотов в подкадре, количество символов OFDM для обычного циклического префикса в слоте и соответствующая ширина поднесущей приведены в таблице.

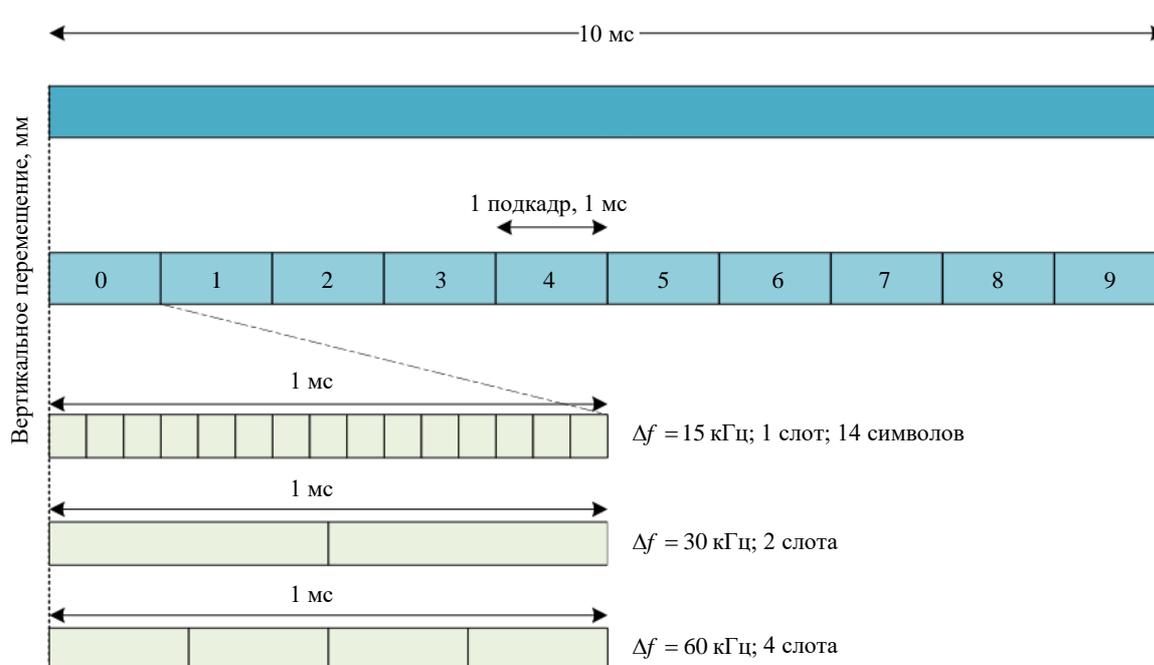


Рис. 2. Структура кадра 5G NR

Fig. 2. 5G NR frame structure

Зависимость ширины поднесущей от нумерологии

Dependence of subcarrier width on numerology

$\mu$	Количество слотов	Количество символов	Ширина поднесущей, кГц $\Delta f_c = 2^\mu \cdot 15$
0	1	14	15
1	2	14	30
2	4	14	60
3	8	14	120
4	16	14	240

Сигнал 5G разделен не только по времени, но и по частоте. Наименьшим временным интервалом сигнала 5G является один символ, а наименьшим квантом частоты – ширина поднесущей. Элемент частотно-временного ресурса представляет собой наименьший частотно-временной ресурс, состоящий из 1 символа и 1 поднесущей. Блок ресурсов определяется только в частотной области и состоит из 12 поднесущих. Все доступные блоки ресурсов составляют сетку ресурсов (рис. 3).

Пример ресурсной сетки нисходящей линии 5G приведен на рис. 4. Схемы построены с помощью приложения 5G Waveform Generator от MATLAB. На рис. 4, а зеленое поле – это физический канал PDSCH, отвечающий за передачу

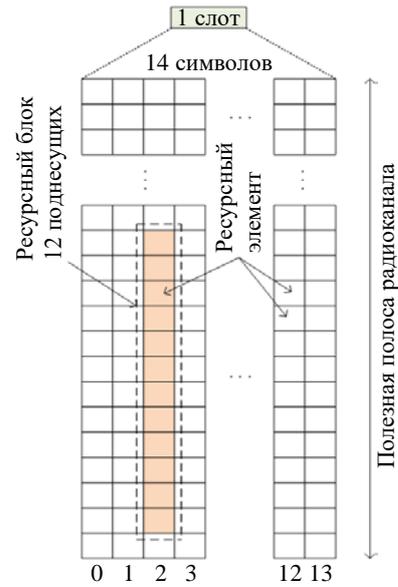
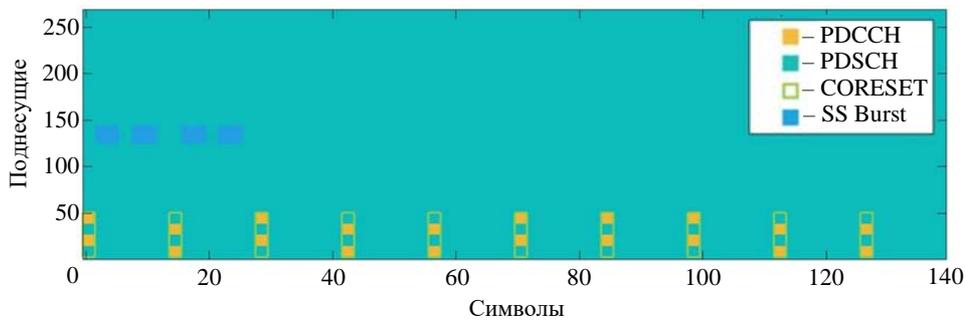


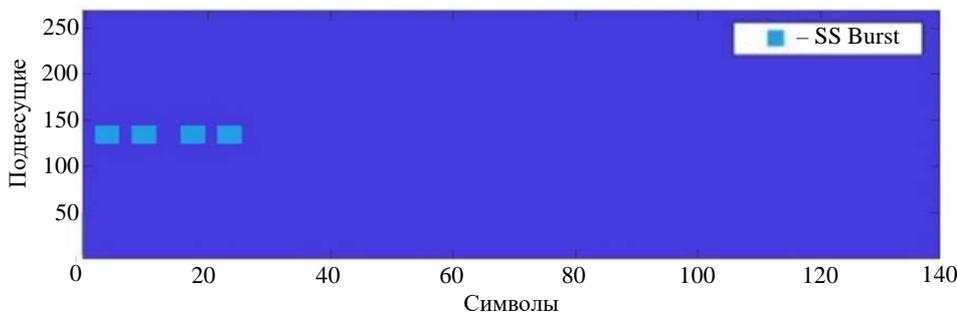
Рис. 3. Ресурсная сетка 5G NR

Fig. 3. 5G NR resource grid

пользовательских данных по нисходящей линии связи. Вся сетка ресурсов покрыта зеленым цветом. Это означает, что все возможные блоки ресурсов выделены для данных. Синие прямоугольники – это ресурсы, отвечающие за синхронизацию – SSB, сгруппированы в пакеты сигналов синхронизации. Желтые прямоугольники – ресурсы, отвечающие за управле-



а



б

Рис. 4. Ресурсная сетка нисходящей линии: а – с полезными данными; б – только с сигналом синхронизации

Fig. 4. Downlink resource grid: а – with useful data; б – only SSB signal

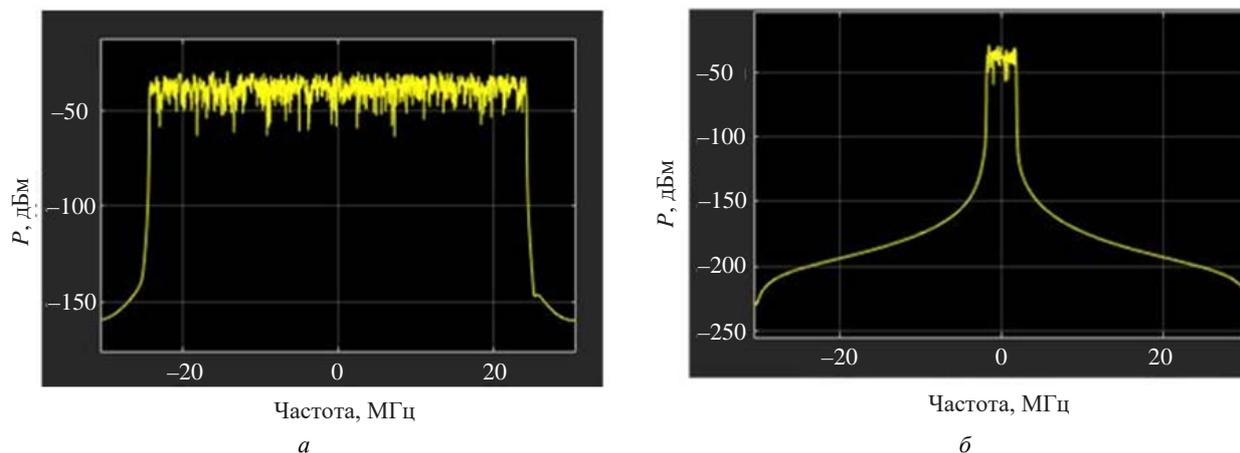


Рис. 5. Спектр нисходящей линии: а – с полезными данными; б – только с сигналом синхронизации  
 Fig. 5. Downlink Spectrum: а – with useful data; б – only SSB signal

ние нисходящей линии связи (PDCCH).

Случай, когда полезные данные отсутствуют, показан на рис. 4, б. Единственные выделенные ресурсные сетки предназначены для SSB, которые являются "всегда активными" сигнальными блоками, отвечающими за синхронизацию с базовой станцией. Остальные частотно-временные ресурсы не используются.

В приведенных на рис. 4 примерах показан характер передачи в зависимости от контента в 5G NR. При отсутствии активных пользователей (загрузки данных нет) передачи сигнала тоже почти нет. По мере того как пользователи генерируют больше трафика данных, сигнал становится более заполненным как во временной, так и в частотной областях. Соответствие спектра размещению данных нисходящей линии в обоих случаях показано на рис. 5. Эта зависимость имеет решающее значение с точки зрения эффективности работы полуактивной радиолокационной системы.

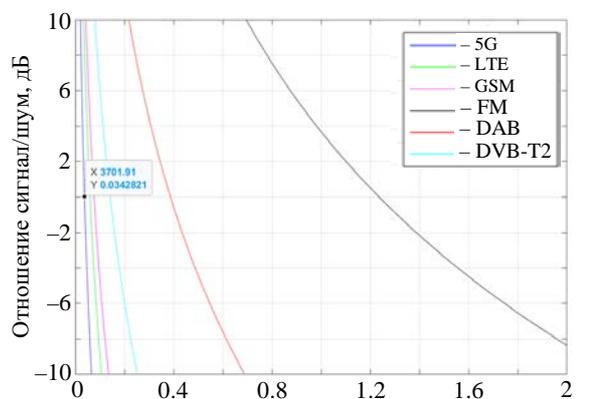
**Результаты.** В исследованиях при оценке характеристик ПАРЛС рассматривался сигнал подсвета 5G нисходящей линии, который имеет центральную частоту 4.8 ГГц и ширину спектра  $\Delta f_0 = 50$  МГц. При расчетах были приняты следующие параметры: передаваемая мощность  $P_t = 20$  дБВт; коэффициент усиления передающей антенны  $G_t = 30$  дБ; коэффициент усиления приемной антенны  $G_r = 30$  дБ; температура окружающей среды  $T_0 = 300$  К; полоса пропускания приемника  $\Delta f = 50$  МГц; ЭПР цели  $\sigma = 5$  м<sup>2</sup>;  $F_t = F_r = -3$  дБ и  $L_t = L_r = 1$  дБ;  $k_n = 1$ .

При анализе дальности действия ПАРЛС проведен расчет эквивалентной моностатической дальности  $R_m = \sqrt{R_r R_t}$ .

Результаты сравнительного анализа дальности действия, разрешающей способности по дальности и радиальной скорости для ПАРЛС с разными источниками подсвета приведены на рис. 6–8.

На рис. 6 можно заметить, что крайняя правая линия, соответствующая FM-сигналу, показывает, что ПАРЛС с использованием FM-сигнала имеет дальность обнаружения цели большую, чем ПАРЛС с использованием других рассмотренных сигналов.

Для бистатического угла  $\beta = 30^\circ$  разрешение по дальности в зависимости от ширины полосы показано на рис. 7. На нем представлены результаты сравнения разрешения по дальности для сигналов 5G и LTE, работающего в



Эквивалентная моностатическая дальность ( $\times 10^5$ , м)  
 Рис. 6. Зависимости отношения сигнал/шум от эквивалентной моностатической дальности ПАРЛС

Fig. 6. Dependences of SNR on the equivalent monostatic range of the passive radar

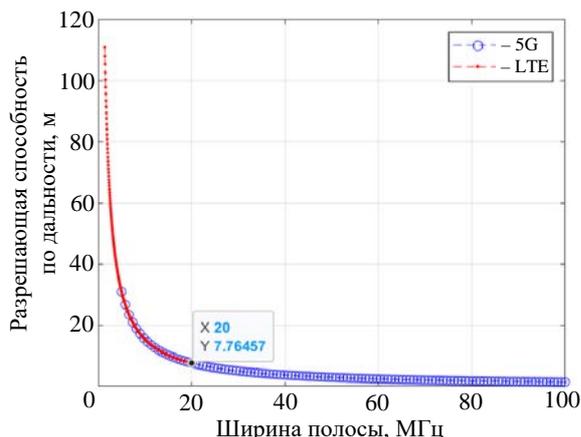


Рис. 7. Разрешающая способность по дальности LTE и 5G  
 Fig. 7. Range resolution of LTE and 5G

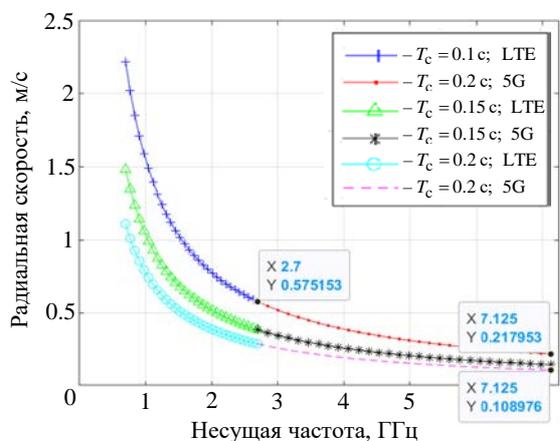


Рис. 8. Разрешающая способность по радиальной скорости LTE и 5G при разных значениях времени когерентного накопления

Fig. 8. Radial velocity resolution of LTE and 5G for different coherent accumulation time

частотных диапазонах от 0.7 до 2.7 ГГц. Полоса рабочих частот для LTE изменяется от 1.4 до 20 МГц, а для 5G NR – от 5 до 100 МГц. Видно, что максимально достижимое разрешение по дальности для LTE составляет 7.76 м при полосе пропускания 20 МГц. Теоретически при полосе пропускания 100 МГц разрешение для сигнала 5G NR может достигать 1.55 м. Из этих результатов можно сделать вывод, что сигнал формата 5G NR обеспечивает лучшее разрешение по дальности, чем LTE.

Разрешение по скорости определяется выбранным временем когерентного накопления и частотой несущей. В расчетах полагаем, что LTE работает в диапазоне частот от 0.7 до 2.7 ГГц. Для сравнения возьмем сигнал 5G NR в диапазоне частот от 410 МГц до 7.125 ГГц (FR1). Время когерентного накопления рассматривается в диапазоне от 0.1 до 0.2 с. Разрешение по

радиальной скорости для LTE и 5G NR для различных значений времени когерентного накопления 0.1, 0.15 и 0.2 с отображено на рис. 8. Чем больше время когерентного накопления, тем выше разрешающая способность по доплеровской частоте и, соответственно, радиальной скорости.

Анализируя разрешение по скорости, рассмотрим участок диапазона частот FR1 сигнала 5G NR в интервале от 2.7 до 7.125 ГГц. Для сигнала LTE при  $T_c = 0.1$  с и максимальной рабочей частоте 2.7 ГГц разрешение по скорости достигает 0.575 м/с, в то время как для 5G NR на рабочей частоте 7.125 ГГц разрешение по скорости составляет 0.217 м/с.

При  $T_c = 0.2$  с ПАРЛС с сигналом подсвета 5G NR имеет разрешающую способность по радиальной скорости 0.108 м/с. Следовательно, сигнал 5G можно эффективно использовать для обнаружения медленно движущихся целей на фоне отражений от земной поверхности.

В результате изучения характеристик и структуры сети 5G, а также анализа полученных оценок потенциальных параметров ПАРЛС с использованием сигнала подсвета 5G можно отметить, что сеть 5G имеет ряд значительных отличий от широко используемых источников сигналов в ПАРЛС.

Сигналы 5G NR имеют 2 диапазона рабочих частот: FR1  $\leq 7.125$  ГГц и FR2 24.25...52.6 ГГц. При этом максимальная полоса пропускания составляет 100 МГц для FR1 и 400 МГц для FR2. Такие параметры позволяют получать результаты с высоким разрешением по дальности. В будущем полосу пропускания сигналов 5G планируется увеличить до 600 МГц, что позволит получать в ПАРЛС радиолокационные изображения со сверхразрешением.

При работе в диапазоне FR2, т. е. на частотах выше 24 ГГц, дальность действия 5G ограничена сотнями метров, так как базовые станции на этих частотах излучают низкую мощность и используются по большей части для охвата небольших территорий в городских районах и внутри зданий. Для покрытия большой дальности на открытом воздухе используются макробазовые станции, работающие на частотах FR1. Расстояние между макробазовыми станциями может составлять от десятков метров до 1.5...2 км. Такая архитектура расположения передатчиков позволяет

построить многоузловую ПАРЛС. Кроме того, в одной зоне покрытия мобильной связи, как правило, работает несколько операторов и, соответственно, будет присутствовать несколько источников подсвета, что дает дополнительные возможности для создания многопозиционных ПАРЛС.

Существуют также определенные ограничения и сложности в использовании сигналов 5G в качестве подсвета в ПАРЛС. Они связаны как с особенностями работы 5G, так и с отсутствием контроля за сторонним передатчиком.

Так, в тестовых сетях 5G NR используется метод TDD. Такой метод передачи предполагает наличие периодических промежутков в сигнале, что может ограничивать возможность работы ПАРЛС с сигналом подсвета от 5G.

Свою специфику с точки зрения применения в полуактивной радиолокации имеют свойства технологии многопользовательского доступа Massive MIMO с формированием луча диаграммы направленности, которая используется в 5G. Направленный луч исключает возможность освещения всего сектора, и сигнал охватывает только определенный угловой диапазон. В случае когда приемник ПАРЛС не попадает в освещенный сектор, получение опорного сигнала является затруднительным.

Основной недостаток ПАРЛС – отсутствие возможности управления сторонним передатчиком. Для сигнала 5G, при отсутствии активных пользователей, передаваемого сигнала почти нет, значит, нет и сигнала подсвета для

ПАРЛС. Но ресурсные сетки, предназначенные для SSB, являются "всегда активными" сигнальными блоками, отвечающими за синхронизацию с базовой станцией. Кроме того, передача разных SSB реализуется в виде временной развертки по всей зоне покрытия. Следовательно, в этом случае можно реализовать ПАРЛС с использованием сигналов 5G SSB, что делает радиолокационную систему на основе 5G надежной и способной работать непрерывно, а не только во время передачи слотов с плотным потоком данных нисходящей линии связи. Хотя при этом, в сравнении с 5G с полными данными, мощность сигнала, ширина спектра, а соответственно, и разрешение по дальности уменьшаются.

**Заключение.** В настоящей статье приведены результаты исследований в области полуактивной радиолокации по сигналам пятого поколения мобильной связи: рассмотрена структура сигнала 5G; проанализированы возможности создания ПАРЛС при использовании в качестве подсвета сигнала 5G. Сигнал 5G обеспечивает лучшее разрешение по дальности и скорости, чем сигналы других телекоммуникационных систем, а источник сигнала 5G можно использовать в качестве стабильного передатчика для ПАРЛС на относительно небольших территориях. Эти преимущества открывают дополнительные пути развития ПАРЛС с целью обеспечения безопасности движения транспорта, контроля движения на железнодорожных переездах, в охранных системах.

#### Авторский вклад

**Кутузов Владимир Михайлович** – теоретическое описание; постановка задачи.

**Веремьев Владимир Иванович** – участие в обсуждении результатов; оформление текста статьи.

**Нгуен Ван Туан** – теоретическое описание; моделирование; обработка и анализ результатов.

**Воробьев Евгений Николаевич** – участие в обсуждении результатов; оформление текста статьи.

#### Author's contribution

**Vladimir M. Kutuzov**, theoretical description; statement of the problem.

**Vladimir I. Veremyev**, participation in the discussion of the results; preparation of the manuscript.

**Nguyen Van Tuan**, theoretical description; simulation; processing and analysis of the results.

**Evgenii N. Vorobev**, participation in the discussion of the results; preparation of the manuscript.

#### Список литературы

1. Пассивная когерентная радиолокация / А. В. Бархатов, В. И. Веремьев, Е. Н. Воробьев, А. А. Коновалов, Д. А. Ковалев, В. М. Кутузов, В. Н. Михайлов. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2016. 163 с.

2. Kuschel H. Approaching 80 Years of Passive Radar // 2013 Intern. Conf. on Radar. Adelaide, Aus-

tralia, 09–12 Sept. 2013. IEEE, 2013. P. 213–217. doi: 10.1109/RADAR.2013.6651987

3. Griffiths H. Early History of Bistatic Radar // 2016 European Radar Conf. (EuRAD). London, UK, 05–07 Oct. 2016. IEEE, 2016. P. 253–257.

4. Griffiths H., Willis N. Klein Heidelberg – The

First Modern Bistatic Radar System // IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems. 2010. Vol. 46, iss. 4. P. 1571–1588. doi: 10.1109/TAES.2010.5595580

5. Griffiths H. D., Long N. R. W. Television Based Bistatic Radar // IEE Proc. F – Communications, Radar and Signal Processing. 1986. Vol. 133. P. 649–657. doi: 10.1049/ip-f-1.1986.0104

6. Radar Spectrum Engineering and Management: Technical and Regulatory Issues / H. Griffiths, L. Cohen, S. Watts, E. Mokole, C. Baker, M. Wicks, S. Blunt // Proc. of the IEEE. 2015. Vol. 103, № 1. P. 85–102. doi: 10.1109/JPROC.2014.2365517

7. Griffiths H. D., Baker C. J. An introduction to passive radar. London: Artech House, 2017. 215 p.

8. Malanowski M. Signal Processing for Passive Bistatic Radar. London: Artech House, 2019. 380 p.

9. Petó T., Dudás L., Seller R. DVB-T based passive radar // 24<sup>th</sup> Intern. Conf. Radioelektronika, Bratislava, Slovakia, 15–16 Apr. 2014. IEEE, 2014. P. 1–4. doi: 10.1109/Radioelek.2014.6828433

10. Experimental Research of Multi-FM Based Passive Radar / D. Xie, J. Yi, J. Shen, X. Wan // 12<sup>th</sup> Intern. Symp. on Antennas, Propagation and EM Theory (ISAPE), Hangzhou, China, 03–06 Dec. 2018. IEEE, 2018. P. 1–5. doi: 10.1109/ISAPE.2018.8634281

11. Полуактивная РЛС мониторинга обстановки и охраны объектов / А. В. Бархатов, В. И. Веремьев, А. А. Головков, В. М. Кутузов, В. Н. Малышев // Наука и образование: технология успеха: сб. докл. Междунар. науч. конф. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2016. С. 32–37.

12. Vorobev E., Veremyev V., Tulenkov N. Experimental DVB-T2 Passive Radar Signatures of Small UAVs // 2019 Signal Processing Symp. (SPSymposium), Krakow, Poland, 17–19 Sept. 2019. IEEE, 2019. P. 67–70. doi: 10.1109/SPS.2019.8881955

13. Нгуен Ван Куан. Пассивная радиолокационная система мониторинга движения судов в прибрежных районах с использованием спутниковых сигналов подсвета // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2020. Т. 23, № 3. С. 41–52. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-3-41-52

14. Нгуен Ван Куан. Мониторинг судоходства в прибрежных морских районах полуактивной радиолокационной системы с использованием сигналов подсвета спутникового базирования // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2022. Т. 25, № 1. С. 6–16. doi: 10.32603/1993-8985-2022-25-1-6-16

15. Improved 2D Ground Target Tracking in GPS-Based Passive Radar Scenarios / P. Gomez-del-Hoyo, N. del-Rey-Maestre, M.-P. Jarabo-Amores, D. Mata-Moya, M.-d.-C. Benito-Ortiz // Sensors. 2022. Vol. 22, iss. 5. P. 1724. doi: 10.3390/s22051724

16. Gomez-Del-Hoyo P., Gronowski K., Samczynski P. The STARLINK-based passive radar: preliminary study and first illuminator signal measurements // 23<sup>rd</sup> Intern. Radar Symp. (IRS), Gdansk, Poland, 12–14 Sept. 2022. IEEE, 2022. P. 350–355. doi: 10.23919/IRS54158.2022.9905046

17. Bartoletti S., Conti A., Win M. Z. Passive radar via LTE signals of opportunity // IEEE Intern. Conf. on Communications Workshops (ICC), Sydney, Australia, 10–14 June 2014. IEEE, 2014. P. 181–185. doi: 10.1109/ICCW.2014.6881193

18. LTE-based passive radars and applications: a review / Prabhat Kumar Rai, Abhinav Kumar, Mohammed Zafar Ali Khan, Linga Reddy Cenkeramaddi // Intern. J. of Remote Sensing. 2021. Vol. 42, iss. 19. P. 7489–7518. doi: 10.1080/01431161.2021.1959669

19. 3GPP Specification series: 38series. URL: <https://www.3gpp.org/dynareport?code=38-series> (дата обращения 10.10.2023).

### Информация об авторе

**Кутузов Владимир Михайлович** – доктор технических наук (1997), профессор, заведующий кафедрой радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), президент университета. Автор более 270 научных работ. Сфера научных интересов – радиолокация.

Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5 Ф, Санкт-Петербург, 197022, Россия

E-mail: [vmkutuzov@etu.ru](mailto:vmkutuzov@etu.ru)

<https://orcid.org/0000-0002-3438-1361>

**Веремьев Владимир Иванович** – кандидат технических наук (2000), профессор кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), директор НИИ "Прогноз". Автор более 130 научных работ. Сфера научных интересов – комплексный экологический мониторинг; комплексные вопросы построения радиолокационных систем; многодиапазонные многопозиционные радиолокационные комплексы для мониторинга воздушного пространства и морской поверхности.

Адрес: НИИ "Прогноз", ул. Профессора Попова, д. 5 Ф, Санкт-Петербург, 197376, Россия

E-mail: [vervladiv@gmail.com](mailto:vervladiv@gmail.com)

<https://orcid.org/0000-0001-8167-6616>

**Нгуен Ван Туан** – специалист по направлению "Радиоэлектронные системы и комплексы" (2021), аспирант Вьетнамского государственного технического университета им. Ле Куй Дона (Ханой, Вьетнам). Автор двух научных публикаций. Сфера научных интересов – радиолокация; полуактивная радиолокация.

Адрес: Вьетнамский государственный технический университет им. Ле Куй Дона, ул. Хоанг Куок Вьет, д. 236, район Бак Ты Лиём, Ханой, Вьетнам

E-mail: [hinhthien08@gmail.com](mailto:hinhthien08@gmail.com)

<https://orcid.org/0000-0002-5652-6111>

**Воробьев Евгений Николаевич** – кандидат технических наук (2022), доцент кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), старший научный сотрудник НИИ "Прогноз". Автор более 50 научных работ. Сфера научных интересов – полуактивная радиолокация; радиолокационное распознавание.

Адрес: НИИ "Прогноз", ул. Профессора Попова, д. 5 Ф, Санкт-Петербург, 197376, Россия

E-mail: [envorobev@etu.ru](mailto:envorobev@etu.ru)

<http://orcid.org/0000-0001-6637-2374>

## References

1. Barkhatov A. V., Veremyev V. I., Vorobev E. N., Konovalov A. A., Kovalev D. A., Kutuzov V. M., Mikhailov V. N. *Passivnaya kogerentnaya radiolokaciya* [Passive Coherent Radar]. St Petersburg, *Izd-vo SPbGETU "LETI"*, 2016, 163 p. (In Russ.)
2. Kuschel H. Approaching 80 Years of Passive Radar. 2013 Intern. Conf. on Radar. Adelaide, Australia, 09–12 Sept. 2013. IEEE, 2013, pp. 213–217. doi: 10.1109/RADAR.2013.6651987
3. Griffiths H. Early History of Bistatic Radar. 2016 European Radar Conf. (EuRAD). London, UK, 05–07 Oct. 2016. IEEE, 2016, pp. 253–257.
4. Griffiths H., Willis N. Klein Heidelberg – The First Modern Bistatic Radar System. *IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems*. 2010, vol. 46, iss. 4, pp. 1571–1588. doi: 10.1109/TAES.2010.5595580
5. Griffiths H. D., Long N. R. W. Television Based Bistatic Radar. *IEE Proc. F – Communications, Radar and Signal Processing*. 1986, vol. 133, pp. 649–657. doi: 10.1049/ip-f-1.1986.0104
6. Griffiths H., Cohen L., Watts S., Mokole E., Baker C., Wicks M., Blunt S. Radar Spectrum Engineering and Management: Technical and Regulatory Issues. *Proc. of the IEEE*. 2015, vol. 103, no. 1, pp. 85–102. doi: 10.1109/JPROC.2014.2365517
7. Griffiths H. D., Baker C. J. An Introduction to Passive Radar. London, Artech House, 2017, 215 p.
8. Malanowski M. *Signal Processing for Passive Bistatic Radar*. London, Artech House, 2019, 380 p.
9. Petó T., Dudás L., Sella R. DVB-T Based Passive Radar. 24<sup>th</sup> Intern. Conf. Radioelektronika, Bratislava, Slovakia, 15–16 Apr. 2014. IEEE, 2014, pp. 1–4. doi: 10.1109/Radioelek.2014.6828433
10. Xie D., Yi J., Shen J., Wan X. Experimental Research of Multi-FM Based Passive Radar. 12<sup>th</sup> Intern. Symp. on Antennas, Propagation and EM Theory (ISAPE), Hangzhou, China, 03–06 Dec. 2018. IEEE, 2018, pp. 1–5. doi: 10.1109/ISAPE.2018.8634281
11. Barkhatov A.V., Veremyev V. I., Golovkov A. A., Kutuzov V. M., Malyshev V. N. Semi-Active Radar for Monitoring the Situation and Protection of Objects. *Science and Education: Technology of Success: Sat* Report Intern. Scientific Conf. St Petersburg, *Izd-vo SPbGETU "LETI"*, 2016, pp. 32–37. (In Russ.)
12. Vorobev E., Veremyev V., Tulenkov N. Experimental DVB-T2 Passive Radar Signatures of Small UAVs. 2019 Signal Processing Symp. (SPSymo), Krakow, Poland, 17–19 Sept. 2019. IEEE, 2019, pp. 67–70. doi: 10.1109/SPS.2019.8881955
13. Nguyen Van Quan. A Passive Radar System for Monitoring of Coastal Areas Ship Traffic Using Satellite Illumination Signals. *Journal of the Russian Universities. Radioelectronics*. 2020, vol. 23, no. 3, pp. 41–52. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-3-41-52(In Russ.)
14. Nguyen Van Quan. Coastal Shipping Radar Monitoring System with Satellites as Transmitters of Opportunity. *Journal of the Russian Universities. Radioelectronics*. 2022, vol. 25, no. 1, pp. 6–16. doi: 10.32603/1993-8985-2022-25-1-6-16 (In Russ.)
15. Gomez-del-Hoyo P., del-Rey-Maestre N., Jarabo-Amores M.-P., Mata-Moya D., Benito-Ortiz M.-d.-C. Improved 2D Ground Target Tracking in GPS-Based Passive Radar Scenarios. *Sensors*. 2022, vol. 22, iss. 5, p. 1724. doi: 10.3390/s22051724
16. Gomez-Del-Hoyo P., Gronowski K., Samczynski P. The STARLINK-Based Passive Radar: Preliminary Study and First Illuminator Signal Measurements. 23<sup>rd</sup> Intern. Radar Symp. (IRS), Gdansk, Poland, 12–14 Sept. 2022. IEEE, 2022, pp. 350–355. doi: 10.23919/IRS54158.2022.9905046
17. Bartoletti S., Conti A., Win M. Z. Passive Radar via LTE Signals of Opportunity. *IEEE Intern. Conf. on Communications Workshops (ICC)*, Sydney, Australia, 10–14 June 2014. IEEE, 2014, pp. 181–185. doi: 10.1109/ICCW.2014.6881193
18. Prabhat Kumar Rai, Abhinav Kumar, Mohammed Zafar Ali Khan, Linga Reddy Cenkeramaddi. LTE-Based Passive Radars and Applications: A Review. *Intern. J. of Remote Sensing*. 2021, vol. 42, iss. 19, pp. 7489–7518. doi: 10.1080/01431161.2021.1959669
19. 3GPP Specification series: 38series. Available at: <https://www.3gpp.org/dynareport?code=38-series> (accessed 10.10.2023).

## Information about the author

**Vladimir M. Kutuzov**, Dr Sci (Eng.) (1997), Professor, Head of the Department of Radio Engineering Systems, President of the Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of more than 270 scientific publications. Area of expertise: radiolocation.

Анализ возможностей использования сигналов подсвета 5G

в полуактивной радиолокационной системе

Feasibility Study of Using 5G Signals for Illumination Purposes in Passive Radar

Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., Saint Petersburg 197022, Russia  
E-mail: vmkutuzov@etu.ru  
<https://orcid.org/0000-0002-3438-1361>

**Vladimir I. Veremyev**, Cand. Sci. (Eng.) (2000), Professor of the Department of Radio Engineering Systems, Director of the Research Institute "Prognoz" of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of more than 130 scientific publications. Area of expertise: integrated environmental monitoring, complex issues of building radar systems, multi-band multi-position radar systems for airspace and sea surface monitoring.

Address: Research Institute "Prognoz", 5 F, Professor Popov St., Saint Petersburg 197022, Russia  
E-mail: vervladiv@gmail.com  
<https://orcid.org/0000-0001-8167-6616>

**Nguyen Van Tuan**, Specialist in Specialty "Radioelectronic systems and complexes" (2021), postgraduate student of Le Quy Don Technical University (Hanoi, Vietnam). Area of expertise: radiolocation; semi-active radar.

Address: Le Quy Don Technical University, 236, Hoang Quoc Viet St., Bac Tu Liem, Hanoi, Vietnam  
E-mail: hinhthien08@gmail.com  
<https://orcid.org/0000-0002-5652-6111>

**Evgenii N. Vorobev**, Cand. Sci. (Eng.) (2022), Associate Professor of the Department of Radio Engineering Systems, Senior Researcher at the Research Institute "Prognoz" of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of more than 50 scientific publications. Area of expertise: passive radar, recognition of radar targets.

Address: Research Institute "Prognoz", 5 F, Professor Popov St., Saint Petersburg 197022, Russia  
E-mail: envorobev@etu.ru  
<http://orcid.org/0000-0001-6637-2374>

---

## Компенсационный микроэлектромеханический преобразователь ускорения с пьезоэлектрическим чувствительным элементом и оптическим считыванием

В. И. Бусурин, К. А. Коробков , Зо Лвин Хту

Московский авиационный институт, Москва, Россия

 [kane\\_and\\_lynch@bk.ru](mailto:kane_and_lynch@bk.ru)

### Аннотация

**Введение.** Современные мобильные объекты управления требуют применения высокочувствительных преобразователей параметров движения, например ускорения, с широким диапазоном измерений. Повысить чувствительность к измеряемым параметрам можно используя прецизионные оптические средства, например на основе туннельного эффекта. Однако рабочие диапазоны индуцированных перемещений составляют менее микрометра, что создает трудности позиционирования чувствительного элемента. Для повышения технологичности, расширения диапазона измерений и уменьшения погрешностей преобразователей ускорения с оптическим туннелированием можно использовать компенсационные схемы с активным чувствительным элементом – пьезоэлектрическим актуатором.

**Цель работы.** Расширение диапазона измерений микроэлектромеханического преобразователя ускорения с помощью комплексного подхода, включающего введение контура компенсации перемещений чувствительного элемента на основе обратного пьезоэлектрического эффекта и детектирование этих перемещений оптическими средствами.

**Материалы и методы.** Предложен способ компенсации перемещений чувствительного элемента, заключающийся в использовании биморфной пьезоэлектрической пластины в качестве инерционного элемента. Рассмотрено применение оптического считывания субмикрометровых перемещений чувствительного элемента.

**Результаты.** Разработаны структурная и функциональная схемы компенсационного микрооптоэлектромеханического преобразователя ускорения с биморфным пьезоэлектрическим чувствительным элементом. Исследованы деформации чувствительного элемента под действием ускорений (до  $100 \text{ м/с}^2$ ) и компенсационных напряжений, амплитуда которых не превышает единиц вольт, для обеспечения возможности использования оптического туннельного эффекта в предлагаемом преобразователе.

**Заключение.** Разработана и исследована математическая модель преобразователя, достигнуто увеличение диапазона измерения в 2.5 раза. Показано, что введение компенсирующей обратной связи не сужает разрешенный частотный диапазон измеряемых ускорений.

**Ключевые слова:** микрооптоэлектромеханические системы, преобразователь ускорения, обратный пьезоэлектрический эффект, биморфный пьезоэлемент, чувствительный элемент, оптический туннельный эффект, компенсация

**Для цитирования:** Бусурин В. И., Коробков К. А., Зо Лвин Хту. Компенсационный микроэлектромеханический преобразователь ускорения с пьезоэлектрическим чувствительным элементом и оптическим считыванием // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2024. Т. 27, № 1. С. 79–89. doi: 10.32603/1993-8985-2024-27-1-79-89

**Конфликт интересов.** Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

**Источник финансирования.** Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 23-29-00954, <https://rscf.ru/project/23-29-00954/>

Статья поступила в редакцию 26.10.2023; принята к публикации после рецензирования 11.12.2023; опубликована онлайн 29.02.2024



## A Compensator Microelectromechanical Acceleration Transducer with a Piezoelectric Sensing Element and Optical Reading

Vladimir I. Busurin, Kirill A. Korobkov ✉, Zaw Lwin Htoo

Moscow Aviation Institute (National Research University), Moscow, Russia

✉ kane\_and\_lynch@bk.ru

### Abstract

**Introduction.** Modern mobile control objects require the use of highly sensitive transducers of motion parameters, e.g., acceleration, with a wide measurement range. Increased sensitivity to measured parameters can be achieved by using precision optics, e.g., based on the tunneling effect. However, operating ranges of induced movements are less than a micrometer, which creates difficulties in positioning the sensing element. In order to improve manufacturability, to extend the measurement range and to reduce errors of acceleration transducers with optical tunneling, compensation circuits with a piezoelectric actuator as an active sensor can be used.

**Aim.** To extend the measurement range of microelectromechanical acceleration transducers through the use of an integrated approach, including the introduction of a compensation circuit for sensor movements based on the inverse piezoelectric effect and detection of these movements by optical means.

**Materials and methods.** An approach to compensating sensor movements is proposed. This approach consists in using a bimorph piezoelectric plate as an inertial element. The use of optical reading of sensor sub-micrometer displacements is considered.

**Results.** A block scheme and a functional scheme of a compensator micro-opto-electromechanical acceleration transducer with a bimorph piezoelectric sensing element are developed. Deformations in the sensing element under the influence of accelerations (up to  $100 \text{ m/s}^2$ ) and compensation voltages, whose amplitude does not exceed several volts, are investigated to ensure the possibility of using the optical tunneling effect in the proposed transducer.

**Conclusion.** A mathematical model of the transducer was developed and studied. A 2.5-fold increase in the measurement range was achieved. It was shown that the introduction of compensation feedback does not decrease the permissible frequency range of measured accelerations.

**Keywords:** micro-opto-electromechanical systems, acceleration transducer, inverse piezoelectric effect, bimorph piezoelectric element, sensing element, optical tunneling effect, compensation

**For citation:** Busurin V. I., Korobkov K. A., Zaw Lwin Htoo. A Compensator Microelectromechanical Acceleration Transducer with a Piezoelectric Sensing Element and Optical Reading. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2024, vol. 27, no. 1, pp. 79–89. doi: 10.32603/1993-8985-2024-27-1-79-89

**Conflict of interest.** The authors declare no conflicts of interest.

**Source of funding.** The research was supported by a grant from the Russian Science Foundation № 23-29-00954, <https://rscf.ru/project/23-29-00954/>

Submitted 26.10.2023; accepted 11.12.2023; published online 29.02.2024

**Введение.** Микроэлектромеханические (МЭМ) преобразователи ускорения являются одним из основных компонентов современных малогабаритных навигационных систем, включаемых в контур управления различных подвижных объектов [1, 2]. Они обладают рядом преимуществ по сравнению с классическими преобразователями, более высокой чувствительностью к ускорению, меньшими массогабаритными показателями, низким энергопотреблением и

т. д. [3, 4]. МЭМ-преобразователи ускорения могут быть эффективно использованы в навигационных системах как наземных объектов, так и летательных аппаратов, где минимизация массогабаритных характеристик и потребность в высокой устойчивости измерительных устройств параметров движения к воздействиям внешних явлений весьма важны [5, 6].

С целью минимизации влияния внешних явлений используются оптические средства в кон-

туре считывания положения чувствительного элемента (ЧЭ) МЭМ-преобразователя ускорения [7, 8]. Одним из прецизионных способов считывания является использование модулятора на основе оптического туннельного эффекта (ОТЭ). Микрооптоэлектромеханический (МОЭМ) преобразователь ускорения менее подвержен влиянию внешних электромагнитных полей и обладает большей устойчивостью к воздействию ортогональных ускорений за счет уменьшения рабочего хода ЧЭ по сравнению с преобразователями, использующими емкостное считывание [9, 10]. Однако при использовании оптического модулятора на основе ОТЭ недопустим механический контакт между его элементами, так как это приведет к повреждению или нарушению корректности функционирования узла считывания [11, 12]. Избежать этого и расширить диапазон измеряемых ускорений позволяет использование в качестве ЧЭ биморфной пьезоэлектрической пластины, перемещения которой минимизируются подачей на нее компенсационного напряжения контура обратной связи (ОС).

Данный подход, включающий использование высокоточного оптического считывания и контура ОС, позволяет добиться повышения чувствительности к действующему линейному ускорению и расширения диапазона измерений компенсационного МОЭМ-преобразователя ускорения на основе ОТЭ.

**Методы. Функциональная и структурная схемы компенсационного МОЭМ-преобразователя ускорения.** Функциональная схема компенсационного МОЭМ-преобразователя ускорения на основе ОТЭ (рис. 1) включает: корпус; биморфный пьезоэлектрический чувствительный элемент БМ ПЭ ЧЭ; оптический модулятор ОМ, образованный призмой полного внутреннего отражения ПВО и призмой с поглощающим покрытием ПП; источник оптического излучения ИОИ и фотоприемник ФП, установленные на катетные грани призмы ПВО; электронный блок обработки ЭБО.

В качестве ЧЭ использована ПЭ-пластина БМ-структуры длиной  $L$ , шириной  $b$  и толщиной  $h$ , образованная двумя пьезокерамическими слоями на обеих сторонах токопроводящей подложки. ЧЭ имеет прямоугольное поперечное сечение и является балкой с жесткой заделкой: один конец жестко закреплен в корпусе, а второй – свободно перемещается. Измеряемое линейное ускорение  $a$  индуцирует распределенную инерционную силу, действующую на ЧЭ и приводящую к его деформации. Деформация ЧЭ  $v$  приводит к изменению зазора  $d$  в ОМ относительно начального зазора  $d_0$ , что влияет на значение отражательной способности  $R$  в структуре "призма ПВО–зазор–призма с ПП" и приводит к модуляции амплитуды выходной оптической мощности. Несущим сигналом является входная мощность оптического

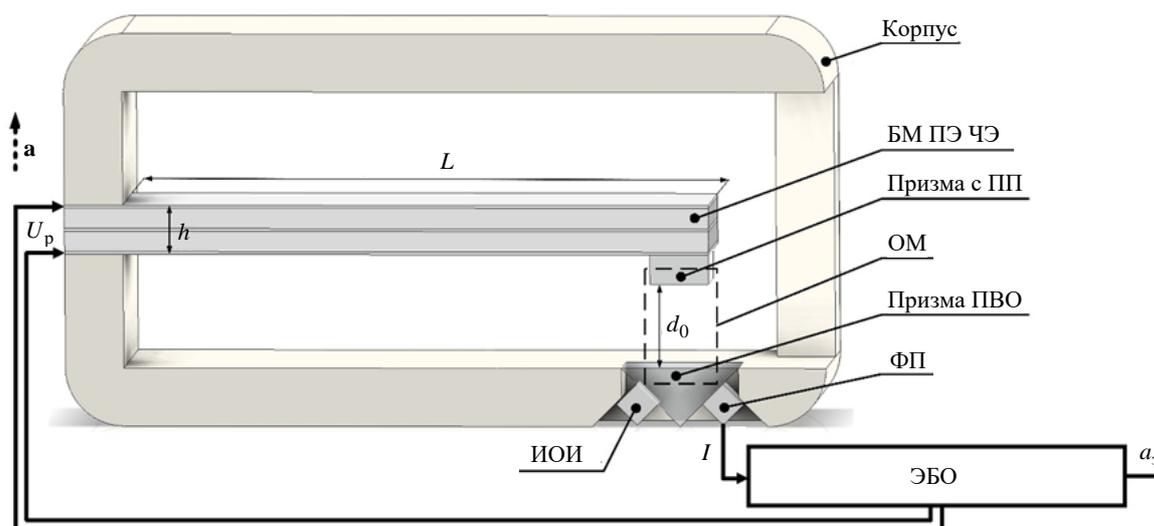


Рис. 1. Функциональная схема компенсационного МОЭМ-преобразователя ускорения

Fig. 1. Functional diagram of the compensator MOEM-acceleration transducer

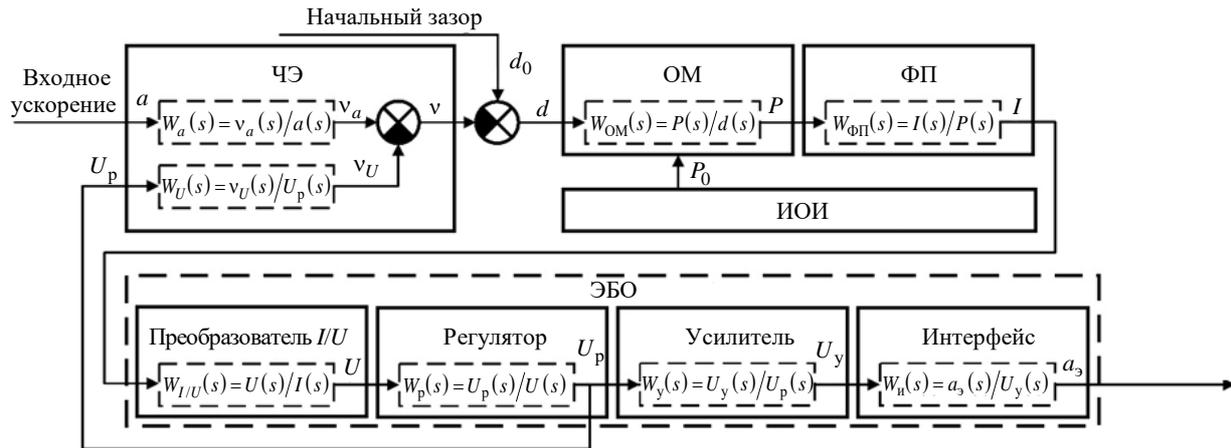


Рис. 2. Структурная схема компенсационного МОЭМ-преобразователя ускорения

Fig. 2. Structural diagram of the compensator MOEM-acceleration transducer

излучения  $P_0$ , формируемого ИОИ. Модулированная выходная оптическая мощность  $P$  детектируется ФП, генерирующим пропорциональный ей электрический ток  $I$ , который поступает в ЭБО, вычисляющий эквивалент измеренного ускорения  $a_3$  в удобном для обработки пользователем или надсистемой виде и формирующий напряжение  $U_p$  в контуре ОС для создания механического напряжения в ПЭ БМ ЧЭ с целью компенсации деформации ЧЭ под действием линейного ускорения  $a$ .

Структурная схема компенсационного МОЭМ-преобразователя ускорения с дополнительными элементами, образующими ЭБО, и передаточными функциями динамических звеньев, входящих в состав преобразователя, приведена на рис. 2.

ЭБО содержит преобразователь "ток–напряжение" ( $I/U$ ), трансформирующий фототок  $I$  в напряжение  $U$ ; регулятор, реализующий закон управления для цепи ОС  $U_p$ ; усилитель, подготавливающий обработанный сигнал для вывода  $U_y$ ; интерфейс, формирующий сигнал, являющийся эквивалентом измеренного ускорения  $a_3$ .

**Математическая модель компенсационного МОЭМ-преобразователя ускорения.** ЧЭ компенсационного МОЭМ-преобразователя ускорения является балкой с жесткой заделкой и выполнен из двух слоев пьезокерамического материала, между которыми и на которых расположены электроды. При приложении соот-

ветствующего электрического напряжения к слоям один из них начинает расширяться вдоль средней линии ЧЭ, а второй – сужаться, что приводит к изгибным деформациям ЧЭ, способным уменьшить его перемещения, вызванные распределенной инерционной силой, индуцированной измеряемым ускорением.

Перемещения свободного края БМ ПЭ ЧЭ  $v_a$ , вызванные его деформацией под действием линейного ускорения  $a$ , зависят от геометрических параметров – длины  $L$  и толщины  $h$  ЧЭ; после завершения переходных процессов перемещение  $v_a$  можно определить так [11]:

$$v_a(a) = -\left(\frac{12}{Ebh^3}\right)\left(\frac{\rho VL^3}{8}\right)a = -\frac{3}{2}\frac{\rho L^4}{Eh^2}a, \quad (1)$$

где  $E$  – модуль Юнга основного материала ЧЭ (без учета подложки);  $b$  – ширина ЧЭ;  $h$  – толщина ЧЭ;  $\rho$  – плотность материала ЧЭ;  $V$  – объем ЧЭ;  $L$  – длина ЧЭ;  $a$  – измеряемое входное ускорение.

Получаемое перемещение  $v_a$  ЧЭ должно соответствовать рабочему диапазону зазоров модулятора на основе ОТЭ. Это обеспечивается выбором соответствующих длины  $L$  и толщины  $h$  (1) с учетом параметров материала ЧЭ, например пьезокерамики PZT-5Н (модуль Юнга  $E = 4.9 \cdot 10^{10}$  Н/м; плотность  $\rho = 7.87 \cdot 10^3$  кг/м<sup>3</sup>).

Компенсация положения ЧЭ предполагает использование БМ-пьезопластины. Популярность использования пьезоматериалов в современных системах прецизионного позиционирования обусловлена высокой точностью пере-

мещений, быстротой реакции на входной сигнал, способностью предоставлять высокое значение силы и т. д. [13]. Изгибные перемещения БМ ЧЭ происходят за счет взаимно противоположного изменения длины ПЭ-слоев при приложении к ним соответствующих потенциалов. Дифференциальная схема включения позволяет добиться наибольшей эффективности при использовании БМ ЧЭ и достигать наибольших требуемых перемещений (сотни нанометров) без поднятия уровня максимального напряжения в контуре ОС (примерно десятки вольт) [14].

Изгибные перемещения БМ ПЭ ЧЭ  $v_U$  под действием электрического напряжения  $U_p$  определяются так [15]:

$$v_U(U_p) = 3 \frac{d_{31} L^2}{h^2} U_p, \quad (2)$$

где  $d_{31}$  – ПЭ-модуль материала ЧЭ;  $L$  – длина ЧЭ;  $h$  – толщина ЧЭ;  $U_p$  – входное напряжение БМ ПЭ ЧЭ, поступающее с регулятора.

Под действием измеряемого линейного ускорения  $a$  (направлено вверх в плоскости на рис. 1) ЧЭ испытывает деформации  $v_a$  в направлении, противоположном направлению вектора  $\mathbf{a}$  (вниз), которые компенсируются смещением ЧЭ  $v_U$ , обусловленным обратным пьезоэффектом при подаче компенсационного напряжения регулятора  $U_p$  в направлении, совпадающем с  $\mathbf{a}$  (вверх).

Для обеспечения высокой чувствительности МОЭМ-преобразователя к действующему ускорению при условии ограничения на значение максимального компенсационного напряжения с учетом (1) и (2) определены геометрические параметры ЧЭ: длина ЧЭ  $L = 10$  мм; толщина ЧЭ  $h = 0,75$  мм; ширина ЧЭ  $b = 4$  мм. На рис. 3 представлен изгиб средней линии БМ ПЭ ЧЭ МОЭМ-преобразователя под действием линейного ускорения  $a$  (1 – фиолетовая линия); при подаче компенсационного электрического напряжения  $U_p$  (2 – красная линия); при одновременном воздействии  $a$  и  $U_p$  (3 – зеленая линия).

При использовании данных геометрических параметров ЧЭ максимальное отклонение от исходного положения  $v_a$ , находящееся вблизи свободного края ЧЭ, под действием ускорения

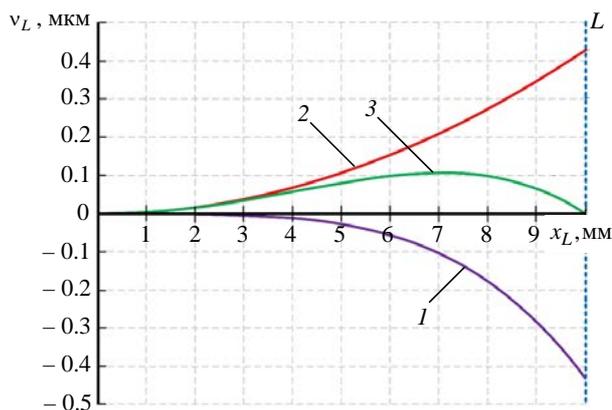


Рис. 3. Изгиб средней линии ЧЭ МОЭМ-преобразователя ускорения: 1 – под действием  $a$ ; 2 – при подаче  $U_p$ ; 3 – под действием  $a$  и  $U_p$

Fig. 3. Bending of the middle line of the sensing element (SE) of the MOEM acceleration transducer:

1 – under the action of  $a$ ; 2 – when supplying  $U_p$ ; 3 – under the influence of  $a$  and  $U_p$

$a = 100 \text{ м/с}^2$  составляет около 430 нм и может быть компенсировано деформацией  $v_U$ , обусловленной приложением компенсационного напряжения  $U_p = 2.5$  В. Не превышающие сотен нанометров перемещения  $v$  свободного края ЧЭ могут быть измерены с помощью модулятора на основе эффекта оптического туннелирования в контуре считывания.

Входное линейное ускорение  $a$  и напряжение  $U_p$  воздействуют на БМ ПЭ ЧЭ МОЭМ-преобразователя, приводя к деформациям  $v_a$  и  $v_U$ , которые влияют на ширину рабочего зазора  $d$  в считывающем узле, выполненном на основе ОТЭ. Считывающий узел представляет собой ОМ (см. рис. 1) "среда – зазор – среда" и включает в себя призму ПВО, установленную в корпусе неподвижно, и призму с ПП, закрепленную на ЧЭ с начальным зазором  $d_0$  между ней и призмой ПВО. Ширину рабочего зазора  $d$  в ОМ можно определить как

$$d(a, U_p) = d_0 - [v_a(a) - v_U(U_p)] = d_0 - v(a, U_p). \quad (3)$$

Изменение субмикрометрового зазора, соизмеримого с длиной волны ИОИ, влияет на отражательную способность границы сред ОМ, что приводит к нарушению ПВО и переходу части оптической мощности из призмы ПВО в призму с ПП.

Значение отражательной способности  $R$  определено через коэффициенты отражения  $r$  для волн с перпендикулярной и параллельной поляризацией (направление соответствует индексам коэффициентов) и связано с зазором  $d$  [12]:

$$R(d) = \frac{|R_{\parallel}(d)|^2 + |R_{\perp}(d)|^2}{2} = \frac{1}{2} \left\{ \frac{1}{1 + \frac{\sin^2(\varphi_{TE})}{\text{sh}^2[f(d)]}} + \frac{1}{1 + \frac{\sin^2(\varphi_{TM})}{\text{sh}^2[f(d)]}} \right\}; \quad (4)$$

$$\varphi_{TE} = \text{arctg} \left\{ \frac{2n \cos \theta \sqrt{n^2 \sin^2 \theta - 1}}{\cos^2 \theta - n^2 [n^2 \sin^2 \theta - 1]} \right\}; \quad (5)$$

$$\varphi_{TM} = \text{arctg} \left[ \frac{2n \cos \theta \sqrt{n^2 \sin^2 \theta - 1}}{n^2 \cos^2 \theta - n^2 \sin^2 \theta + 1} \right]; \quad (6)$$

$$f(d) = -\frac{2\pi \sqrt{n^2 \sin^2 \theta - 1}}{\lambda} d, \quad (7)$$

где  $\varphi_{TE}$  – фаза при поперечной электрической поляризации;  $\varphi_{TM}$  – фаза при поперечной магнитной поляризации;  $n$  – показатель преломления призмы ПВО и призмы с ПП;  $\theta$  – угол падения коллимированного оптического излучения на границу сред;  $\lambda$  – длина волны ИОИ в вакууме. Использование формул (4)–(7) правомерно, так как для призмы ПВО и призмы с ПП выбран материал с одинаковым показателем преломления  $n$ , а зазор имеет показатель преломления, равный единице.

При выборе начального зазора  $d_0$  МОЭМ-преобразователя ускорения учитывается изменение чувствительности оптического считывающего узла  $S(d)$  на основе ОТЭ к перемещениям ЧЭ, которая определяется как

$$S(d) = \frac{\partial R(d)}{\partial d}.$$

Характеристики ОМ с показателем преломления призмы ПВО и призмы с ПП  $n = 1.54$ ; углом падения излучения на границу сред  $\theta = 45^\circ$ ; длиной волны ИОИ  $\lambda = 1.55$  мкм представлены на рис. 4: функция преобразования  $R(d)$  (1 – красная линия); чувствительность ОМ к зазору  $S(d)$  (2 – зеленая линия).

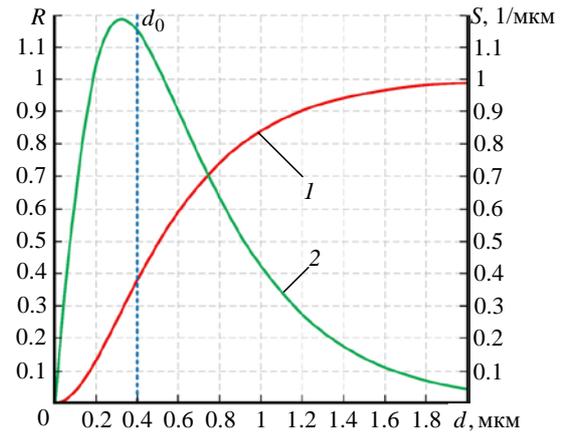


Рис. 4. Характеристики ОМ: 1 – функция преобразования  $R(d)$ ; 2 – чувствительность ОМ к зазору  $S(d)$

Fig. 4. Characteristics of the optical modulator (OM): 1 – conversion function  $R(d)$ ; 2 – sensitivity of the optical modulator (OM) to the gap  $S(d)$

Ширина начального зазора выбрана равной  $d_0 = 0.4$  мкм с учетом близости к середине квазилинейного участка (0.1...0.7 мкм) функции преобразования  $R(d)$  для уменьшения погрешности нелинейности и к максимальному значению чувствительности  $S(d)$  ОМ.

Изменение отражательной способности  $R(d)$  модулирует оптическую мощность  $P$ , детектируемую ФП, и фототок  $I$ . В ЭБО на выходе трансимпедансного усилителя с электрическим сопротивлением  $R_{I/U}$  в контуре ОС в преобразователе "ток–напряжение" формируется напряжение

$$U(d) = -[S_{ФП} P_0 k_{\Pi} R(d) + I_T] R_{I/U}, \quad (8)$$

где  $S_{ФП}$  – токовая чувствительность ФП;  $P_0$  – мощность ИОИ;  $k_{\Pi}$  – коэффициент потерь;  $I_T$  – темновой ток ФП;  $R_{I/U}$  – электрическое сопротивление в контуре ОС в преобразователе "ток–напряжение".

На основе данного напряжения  $U$  в ЭБО формируется компенсационное напряжение  $U_p$ , подаваемое через контур ОС на БМ ПЭ ЧЭ, и создается сигнал  $a_3$ , эквивалентный измеряемому ускорению, для его передачи через интерфейс.

**Результаты. Исследование динамических характеристик компенсационного МОЭМ-преобразователя ускорения.** На основе структурной схемы (см. рис. 2) и математической

модели компенсационного МОЭМ-преобразователя ускорения, описываемой уравнениями (1)–(8), для исследования его динамических характеристик определены передаточные функции звеньев, входящих в состав преобразователя.

ЧЭ компенсационного МОЭМ-преобразователя ускорения представлен в виде блока с двумя входами ( $a$ ,  $U_p$ ) и одним выходом ( $v$ ). Математическая модель, описывающая динамическую связь перемещений ЧЭ  $v_a$  со входным ускорением  $a$ , является дифференциальным уравнением второго порядка:

$$m\ddot{v}_a(t) + K_d\dot{v}_a(t) + Gv_a(t) = ma(t), \quad (9)$$

где  $m$  – масса ЧЭ;  $K_d = \frac{\mu L^5 b^3}{2d_0^3(L^2 + b^2)}$  – коэффициент демпфирования вдоль оси чувствительности преобразователя;  $\mu \approx 1.83 \cdot 10^{-6}$  кг/(м·с) – коэффициент динамической вязкости в зазоре между корпусом и ЧЭ (для воздуха, при температуре 20 °С);  $G = \frac{2Ebh^3}{3L^3}$  – жесткость ЧЭ в направлении оси его перемещений.

Из (9) получена передаточная функция  $W_a(s) = v_a(s)/a(s)$  перемещений ЧЭ  $v_a$  от действующего ускорения  $a$ , соответствующая колебательному звену:

$$W_a(s) = \frac{v_a(s)}{a(s)} = \frac{m}{ms^2 + K_d s + G}, \quad (10)$$

а из уравнения (2) – передаточная функция  $W_U(s) = v_U(s)/U_p(s)$  перемещений ЧЭ  $v_U$  от напряжения в контуре ОС  $U_p$ , соответствующая пропорциональному звену:

$$W_U(s) = \frac{v_U(s)}{U_p(s)} = \frac{3d_{31}L^2}{h^2}. \quad (11)$$

Передаточная функция ОМ  $W_{OM}(s) = P(s)/d(s)$  имеет нелинейный вид и определяется уравнениями (4)–(8). ФП и преобразователь  $I/U$  описываются передаточными функциями аperiодического звена первого порядка и имеют вид  $W_{ФП}(s) = I(s)/P(s)$  и  $W_{I/U}(s) = U(s)/I(s)$  соответственно:

$$W_{ФП}(s) = \frac{I(s)}{P(s)} = \frac{S_{ФП}}{T_{ФП}s + 1}; \quad (12)$$

$$W_{I/U}(s) = \frac{U(s)}{I(s)} = \frac{R_{I/U}}{T_{I/U}s + 1}, \quad (13)$$

где  $T_{ФП}$  и  $T_{I/U}$  – постоянные времена ФП и преобразователя "ток–напряжение" соответственно.

Для регулятора выбран пропорционально-дифференциальный закон управления, который обеспечивает требуемое качество переходных процессов, и определена передаточная функция:

$$W_p(s) = \frac{U_p(s)}{U(s)} = K_{pд}s + K_{pп}, \quad (14)$$

где  $K_{pд}$ ,  $K_{pп}$  – коэффициенты усиления дифференцирующей и пропорциональной составляющих соответственно.

Усилитель и интерфейс описываются передаточной функцией пропорционального звена  $W_y(s) = U_y(s)/U_p(s) = K_y$  и  $W_{и}(s) = a_3(s)/U_y(s) = K_{и}$ , где  $K_y$ ,  $K_{и}$  – коэффициенты усиления усилителя и интерфейса соответственно.

На основе уравнений (10)–(14) получена передаточная функция динамической модели компенсационного МОЭМ-преобразователя ускорения  $W(s) = a_3(s)/a(s)$ , которая имеет следующий вид:

$$W = W_a \frac{W_{OM}W_{ФП}W_{I/U}W_p}{1 + W_{OM}W_{ФП}W_{I/U}W_pW_U} W_y W_{и}. \quad (15)$$

При исследовании динамической модели МОЭМ-преобразователя ускорения (15) использованы следующие параметры:  $P_0 = 8$  мВт;  $k_{п} = 0.5$ ;  $S_{ФП} = 0.4$  А/Вт;  $R_{I/U} = 7.5$  кОм;  $T_{ФП} = 100$  мкс;  $T_{I/U} = 100$  мкс.

Исследовано поведение ЧЭ, влияющее на рабочий зазор  $d(t)$ , под действием измеряемого линейного ускорения  $a(t)$ , приложенного ступенчато (рис. 5) к преобразователю без ОС (1 – фиолетовая линия и 2 – красная линия) и с ОС (3 – синяя линия и 4 – зеленая линия) и имеющего значения  $a_1 = a_3 = 40$  м/с<sup>2</sup> и  $a_2 = a_4 = 100$  м/с<sup>2</sup> (индексы при  $a$  соответствуют номеру линии на графике).

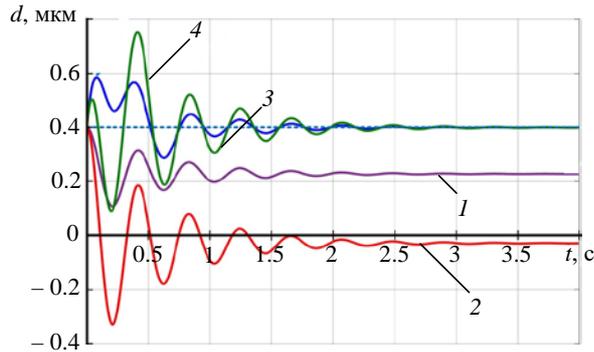


Рис. 5. Переходный процесс изменения зазора ОМ  $d(t)$  для преобразователя без ОС (1 и 2) и с ОС (3 и 4):

$$a_1 = a_3 = 40 \text{ м/с}^2; \quad a_2 = a_4 = 100 \text{ м/с}^2$$

Fig. 5. Transient process of gap changing of the OM  $d(t)$  for the transducer without feedback (1 and 2) and with feedback (3 and 4):  $a_1 = a_3 = 40 \text{ м/с}^2$ ;  $a_2 = a_4 = 100 \text{ м/с}^2$

Для МОЭМ-преобразователя ускорения без ОС значение максимального измеряемого ускорения составляет  $a_{\max} = 40 \text{ м/с}^2$ , при превышении которого может возникнуть механический контакт между призмой ПВО и призмой с ПП ( $d \leq 0$ ), что недопустимо для данного узла считывания. При использовании ОС с БМ ПЭ ЧЭ и увеличении максимального измеряемого ускорения до  $a_{\max} = 100 \text{ м/с}^2$  минимальное значение зазора находится на уровне  $d_{\min} \approx 0.1 \text{ мкм}$  и не нарушает корректность функционирования преобразователя.

Переходный процесс выходной величины МОЭМ-преобразователя, которой является зависимость эквивалента ускорения  $a_3(t)$  от времени при различных значениях входного ускорения  $a(t)$ :  $a_1 = a_2 = 40 \text{ м/с}^2$ ;  $a_3 = 100 \text{ м/с}^2$ , приведен на рис. 6: без ОС (1 – фиолетовая линия); с ОС (2 – синяя линия и 3 – зеленая линия).

Показано, что переходный процесс выходной величины МОЭМ-преобразователя обладает небольшой колебательностью; время регулирования по отклонению от установившегося значения  $\Delta a_3 \leq 5\%$  составляет  $\tau \approx 1 \text{ мс}$ . Преобразователь ускорения с ОС не теряет устойчивости, а погрешность измеренного ускорения в установившемся режиме  $\delta a_3 = |a_3 - a|$  находится на уровне округления численных результатов для среды моделирования.

Для определения диапазона допустимых частот входного ускорения компенсационного

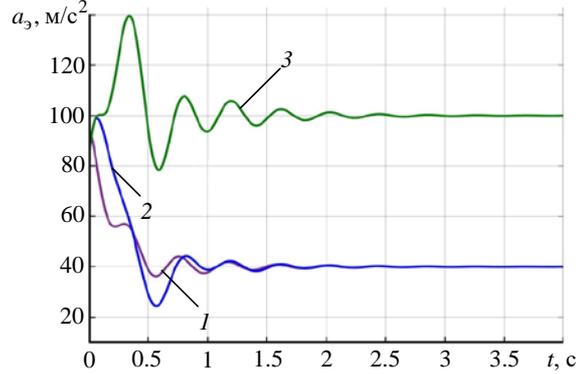


Рис. 6. Переходный процесс выходной величины МОЭМ-преобразователя ускорения  $a_3(t)$  без ОС (1) и с ОС (2 и 3):  $a_1 = a_2 = 40 \text{ м/с}^2$ ;  $a_3 = 100 \text{ м/с}^2$

и с ОС (2 и 3):  $a_1 = a_2 = 40 \text{ м/с}^2$ ;  $a_3 = 100 \text{ м/с}^2$

МОЭМ-преобразователя исследована его амплитудно-частотная характеристика (АЧХ). Наибольшее ограничение на частотный диапазон преобразователя накладывает резонансная частота БМ ПЭ ЧЭ  $f_p$ , которая для консольной балки с жесткой заделкой определяется как

$$f_p = \sqrt{\frac{G}{m}} = \sqrt{\frac{2Ebh^3}{3L^3}} = \sqrt{\frac{2Eh^2}{3\rho L^4}}$$

Значение частоты резонанса ЧЭ МОЭМ-преобразователя ускорения  $f_p \approx 2.4 \text{ кГц}$ .

На рис. 7 приведены АЧХ  $K_A(f)$  ЧЭ (1 – красная линия) и компенсационного МОЭМ-преобразователя ускорения (2 – зеленая линия).

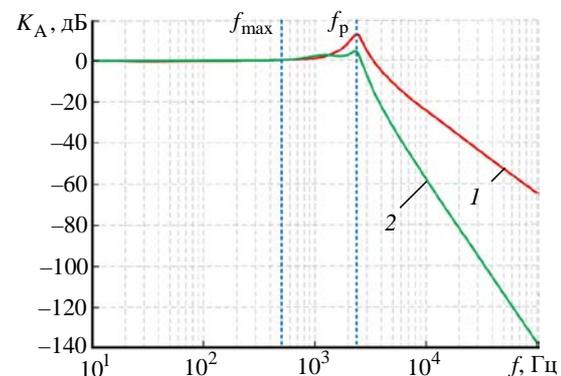


Рис. 7. АЧХ  $K_A(f)$ : 1 – ЧЭ; 2 – компенсационного МОЭМ-преобразователя ускорения

Fig. 7. Amplitude Frequency Characteristics  $K_A(f)$ : 1 – of the sensing element (SE); 2 – of the compensator MOEM-acceleration transducer

Введение ОС не сужает частотный диапазон преобразователя; АЧХ разомкнутой системы практически совпадает с АЧХ ЧЭ, минимальные частоты находятся на уровне нуля герц, а максимальные частоты, на которых можно эффективно измерять ускорение, для преобразователя без ОС и с ОС – близки ( $f_{\max} \approx 500$  Гц).

**Заключение.** Предложен подход к улучшению характеристик МЭМ-преобразователя ускорения, заключающийся в совместном использовании прецизионных оптических средств на основе туннельного эффекта в контуре считывания микроперемещений ЧЭ и выполнении ЧЭ из пьезоматериала для стабилизации его положения относительно начального зазора. Разработаны функциональная и структурная схемы компенсационного МОЭМ-преобразователя ускорения. Созданы частные статические математические модели элементов, входящих в состав компенсационного МОЭМ-преобразователя ускорения, получена переда-

точная функция преобразователя ускорения. Определены геометрические параметры ЧЭ и ОМ. Показано, что перемещения ЧЭ находятся в субмикрометровом диапазоне и могут с малой погрешностью быть детектированы ОМ на ОТЭ и компенсированы средствами управляющих воздействий ОС, подаваемых на БМ ПЭ ЧЭ. Доказано, что использование ОС с БМ ПЭ ЧЭ в компенсационном МОЭМ-преобразователе позволяет расширить диапазон измеряемых ускорений в 2.5 раза без нарушения корректности функционирования, потери устойчивости и сужения частотного диапазона. При использовании выбранных параметров время переходного процесса компенсационного МОЭМ-преобразователя находится на уровне  $\tau \approx 1$  мс, а максимальная частота входного ускорения  $f_{\max} \approx 500$  Гц. Данное исследование может послужить основой для разработки самокорректирующегося модуля линеаризации, позволяющего минимизировать ошибку нелинейности в считывающем узле.

### Список литературы

1. Summary of Research Status and Application of MEMS Accelerometers / W. Niu, L. Fang, L. Xu, X. Li, R. Huo, D. Guo, Z. Qi // *J. of Computer and Communications*. 2018. Vol. 6, iss. 12. P. 215–221. doi: 10.4236/jcc.2018.612021

2. Programmable synchronization enhanced MEMS resonant accelerometer / L. Xu, S. Wang, Z. Jiang, X. Wei // *Microsystems Nanoeng.* 2020. Iss. 6. Art. num. 63. doi: 10.1038/s41378-020-0170-2

3. Acceleration sensors: Sensing mechanisms, emerging fabrication strategies, materials, and applications / W. Babatain, S. Bhattacharjee, A. M. Hussain, M. M. Hussain // *ACS Appl. Electron. Mater.* 2021. Vol. 3, № 2. P. 504–531. doi: 10.1021/acsaelm.0c00746

4. Daeichin M., Miles R. N., Towfighian S. Large-stroke capacitive MEMS accelerometer without pull-in // *IEEE Sensors J.* 2021. Vol. 21, № 3. P. 3097–3106. doi: 10.1109/JSEN.2020.3027270

5. Cascade Synthesis of Observers of Mixed Variables for Flexible Joint Manipulators Tracking Systems under Parametric and External Disturbances / S. A. Krasnova, A. S. Antipov, D. V. Krasnov, A. V. Utkin // *Electronics*. 2023. Vol. 12, iss. 8. P. 1930. doi: 10.3390/electronics12081930

6. Kokunko Yu. G., Krasnov D. V., Utkin A. V. Two Methods for Synthesis of State and Disturbance Observers for an Unmanned Aerial Vehicle // *Automation and Remote Control*. 2021. Vol. 82, № 8. P. 1426–1441. doi: 10.1134/S0005117921080099

7. Review of Micromachined Optical Accelerometers: From mg to Sub- $\mu$ g / Q. Lu, Y. Wang, X. Wang.

Y. Yao, X. Wang, W. Huang // *Opto-Electron. Adv.* 2021. Vol. 4, № 3. P. 200045. doi: 10.29026/oea.2021.200045

8. Sundar S., Gopalakrishna K., Thangadurai N. MOEMS-Based Accelerometer Sensor Using Photonic Crystal for Vibration Monitoring in an Automotive System // *Int. J. Comput. Aided Eng. Technol.* 2021. Vol. 14, № 2. doi: 10.1504/IJCAET.2021.113546

9. Progress of optomechanical micro/nano sensors: a review / X. Liu, W. Liu, Z. Ren, Y. Ma, B. Dong, G. Zhou, C. Lee // *Int. J. Optomechatronics*. 2021. Vol. 15, № 1. P. 120–159. doi: 10.1080/15599612.2021.1986612

10. Zhang Z., Xin C. A Proposal for an Ultra-compact Single-Layer MOEMS Accelerometer Based on Evanescent Coupling between Parallel Silicon Nanowaveguides // *Asia Communications and Photonics Conf. (ACP)*, Shenzhen, China, 05–08 Nov. 2022. IEEE, 2022. P. 1998–2001. doi: 10.1109/ACP55869.2022.10088753

11. Бусурин В. И., Коробков К. А., Шлеенкин Л. А. Метод "грубо-точного" считывания для преобразователя ускорения с адаптируемым оптическим модулем // *Датчики и системы*. 2020. № 8. С. 27–34. doi: 10.25728/datsys.2020.8.4

12. Исследование компенсационного преобразователя ускорения с дифференциальным оптическим считыванием / В. И. Бусурин, С. Г. Штек, В. В. Коробков, М. А. Жеглов, К. А. Коробков // *Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика*. 2021. № 3. С. 29–38. doi: 10.25791/pribor.3.2021.1247

13. Precision tracking control of a piezoelectric-actuated system / J. C. Shen, W. Y. Jywe, H. K. Chiang, Y. L. Shu // *Precis. Eng.* 2008. Vol. 32, iss. 2. P. 71–78. doi: 10.1016/j.precisioneng.2007.04.002

14. Ballas R. G. Piezoelectric Multilayer Beam Bending Actuators Static and Dynamic Behavior and Aspects of Sensor Integration // *Series: Microtechnolo-*

*gy and MEMS.* Berlin: Springer-Verlag, 2007. 358 p. doi: 10.1007/978-3-540-32642-7

15. Development of a Micro-Gripper Using Piezoelectric Bimorphs / A. M. El-Sayed, A. Abo-Ismael, M. T. El-Melegy, N. A. Hamzaid, N. A. A. Osman // *Sensors.* 2013. Vol. 13, iss. 5. P. 5826–5840. doi: 10.3390/s130505826

### Информация об авторах

**Бусурин Владимир Игоревич** – доктор технических наук (1993), профессор (1995), профессор кафедры систем автоматического и интеллектуального управления Московского авиационного института. Автор более 150 научных работ. Сфера научных интересов: современные оптоэлектронные датчики; преобразователи угловых скоростей и линейных ускорений; волоконно-оптические преобразователи; микроэлектромеханические системы; алгоритмы компенсации погрешностей.

Адрес: Московский авиационный институт, Волоколамское шоссе, д. 4, Москва, 125993, Россия

E-mail: vbusurin@mai.ru

<https://orcid.org/0000-0002-9452-5785>

**Коробков Кирилл Андреевич** – кандидат технических наук (2022), доцент кафедры систем автоматического и интеллектуального управления Московского авиационного института. Автор более 30 научных работ. Сфера научных интересов: современные оптоэлектронные датчики; преобразователи угловых скоростей и линейных ускорений; волоконно-оптические преобразователи; микроэлектромеханические системы; алгоритмы компенсации погрешностей.

Адрес: Московский авиационный институт, Волоколамское шоссе, д. 4, Москва, 125993, Россия

E-mail: kane\_and\_lynch@bk.ru

<https://orcid.org/0000-0002-9644-4348>

**Зо Лвин Хту** – магистр по направлению "Управление в технических системах" (2020, Московский авиационный институт), аспирант кафедры систем автоматического и интеллектуального управления Московского авиационного института. Автор семи научных публикаций. Сфера научных интересов: современные оптоэлектронные датчики; преобразователи угловых скоростей и линейных ускорений; волоконно-оптические преобразователи; микроэлектромеханические системы; алгоритмы компенсации погрешностей.

Адрес: Московский авиационный институт, Волоколамское шоссе, д. 4, Москва, 125993, Россия

E-mail: zawlwinhtoo57@gmail.com

<https://orcid.org/0009-0009-1108-8275>

### References

1. Niu W., Fang L., Xu L., Li X., Huo R., Guo D., Qi Z. Summary of Research Status and Application of MEMS Accelerometers. *J. of Computer and Communications.* 2018, vol. 6, iss. 12, pp. 215–221. doi: 10.4236/jcc.2018.612021

2. Xu L., Wang S., Jiang Z., Wei X. Programmable Synchronization Enhanced MEMS Resonant Accelerometer. *Microsystems Nanoeng.* 2020, iss. 6, art. num. 63. doi: 10.1038/s41378-020-0170-2

3. Babatain W., Bhattacharjee S., Hussain A. M., Hussain M. M. Acceleration Sensors: Sensing Mechanisms, Emerging Fabrication Strategies, Materials, and Applications. *ACS Appl. Electron. Mater.* 2021, vol. 3, no. 2, pp. 504–531. doi: 10.1021/acsaelm.0c00746

4. Daeichin M., Miles R. N., Towfighian S. Large-Stroke Capacitive MEMS Accelerometer without Pull-in. *IEEE Sensors J.* 2021, vol. 21, no. 3, pp. 3097–3106. doi: 10.1109/JSEN.2020.3027270

5. Krasnova S. A., Antipov A. S., Krasnov D. V., Utkin A. V. Cascade Synthesis of Observers of Mixed Variables for Flexible Joint Manipulators Tracking Systems under Parametric and External Disturbances. *Electronics.* 2023, vol. 12, iss. 8, p. 1930. doi: 10.3390/electronics12081930

6. Kokunko Yu. G., Krasnov D. V., Utkin A. V. Two Methods for Synthesis of State and Disturbance Observers for an Unmanned Aerial Vehicle. *Automation and Remote Control.* 2021, vol. 82, no. 8, pp. 1426–1441. doi: 10.1134/S0005117921080099

7. Lu Q., Wang Y., Wang X., Yao Y., Wang X., Huang W. Review of Micromachined Optical Accelerometers: From mg to Sub- $\mu$ g. *Opto-Electron. Adv.* 2021, vol. 4, no. 3, p. 200045. doi: 10.29026/oea.2021.200045

8. Sundar S., Gopalakrishna K., Thangadurai N. MOEMS-Based Accelerometer Sensor Using Photonic Crystal for Vibration Monitoring in an Automotive System. *Int. J. Comput. Aided Eng. Technol.* 2021, vol. 14, no. 2. doi: 10.1504/IJCAET.2021.113546

9. Liu X., Liu W., Ren Z., Ma Y., Dong B., Zhou G., Lee C. Progress of Optomechanical Micro/Nano Sensors: a Review. *Int. J. Optomechanics.* 2021, vol. 15, no. 1, pp. 120–159. doi: 10.1080/15599612.2021.1986612

10. Zhang Z., Xin C. A Proposal for an Ultracompact Single-Layer MOEMS Accelerometer Based on Evanescent Coupling between Parallel Silicon Nanowaveguides. *Asia Communications and Photonics Conf. (ACP), Shenzhen, China, 05–08 Nov. 2022. IEEE, 2022, pp. 1998–2001. doi: 10.1109/ACP55869.2022.10088753*

11. Busurin V. I., Korobkov K. A., Shleenkin L. A. "Roughly-Accurate" Reading Method for a Acceleration Transducer with an Adaptable Optical Module. *Sensors and systems*. 2020, no. 8, pp. 27–34. doi: 10.25728/datsys.2020.8.4

12. Busurin V. I., Shtek S. G., Korobkov V. V., Zheglov M. A., Korobkov K. A. Research of Compensation Acceleration Transducer With Differential Optical Reading. *Instruments and Systems: Monitoring, Control, and Diagnostics*. 2021, no. 3, pp. 29–38. doi: 10.25791/pribor.3.2021.1247

13. Shen J. C., Jywe W. Y., Chiang H. K., Shu Y. L. Precision Tracking Control of a Piezoelectric-Actuated

System. *Precis. Eng.* 2008, vol. 32, iss. 2, pp. 71–78. doi: 10.1016/j.precisioneng.2007.04.002

14. Ballas R. G. Piezoelectric Multilayer Beam Bending Actuators Static and Dynamic Behavior and Aspects of Sensor Integration. *Microtechnology and MEMS*. Berlin, Springer-Verlag, 2007, 358 p. doi: 10.1007/978-3-540-32642-7

15. El-Sayed A. M., Abo-Ismael A., El-Melegy M. T., Hamzaid N. A., Osman N. A. A. Development of a Micro-Gripper Using Piezoelectric Bimorphs. *Sensors*. 2013, vol. 13, iss. 5, pp. 5826–5840. doi: 10.3390/s130505826

### Information about the authors

**Vladimir I. Busurin**, Dr Sci. (Eng.) (1993), Professor (1995), Professor of the Department of Automatic and Intelligent Control Systems of Moscow Aviation Institute (National Research University). The author of more than 150 scientific publications. Area of expertise: modern optoelectronic sensors; angular velocity and linear acceleration transducers; fiber-optic transducers; microelectromechanical systems; error compensation algorithms.

Address: Moscow Aviation Institute (National Research University), 4, Volokolamskoe highway, Moscow 125993, Russia

E-mail: vbusurin@mai.ru

<https://orcid.org/0000-0002-9452-5785>

**Kirill A. Korobkov**, Cand. Sci. (Eng.) (2022), Associate Professor of the Department of Automatic and Intelligent Control Systems of Moscow Aviation Institute (National Research University). The author of more than 30 scientific publications. Area of expertise: modern optoelectronic sensors; angular velocity and linear acceleration transducers; fiber-optic transducers; microelectromechanical systems; error compensation algorithms.

Address: Moscow Aviation Institute (National Research University), 4, Volokolamskoe highway, Moscow 125993, Russia

E-mail: kane\_and\_lynch@bk.ru

<https://orcid.org/0000-0002-9644-4348>

**Zaw Lwin Htoo** – Master in Control in Technical Systems (2020, Moscow Aviation Institute (National Research University)); Postgraduate of the Department of Automatic and Intelligent Control Systems of Moscow Aviation Institute (National Research University). The author of 7 scientific publications. Area of expertise: modern optoelectronic sensors; angular velocity and linear acceleration transducers; fiber-optic transducers; microelectromechanical systems; error compensation algorithms.

Address: Moscow Aviation Institute (National Research University), 4, Volokolamskoe highway, Moscow 125993, Russia

E-mail: zawlwinhtoo57@gmail.com

<https://orcid.org/0009-0009-1108-8275>

---

## Радиолокационный комплекс мониторинга положения буровой головки в устройстве наклонно-направленного бурения

А. В. Вагин<sup>✉</sup>, А. С. Воротынцева

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ"  
им. В. И. Ульянова (Ленина), Санкт-Петербург, Россия

<sup>✉</sup> av.vagin@bk.ru

### Аннотация

**Введение.** Наклонно-направленное бурение к настоящему времени можно считать традиционным способом бестраншейной прокладки подземных коммуникаций, разведки твердых полезных ископаемых, проведения геологоразведочных работ в обеспечение инженерно-геологических задач промышленности. Для этих целей используется устройство наклонно-направленного бурения с высокоточным комплексом определения координат буровой головки для соответствия текущей трассы бурения заданной проектной. Проблема получения точных координат (глубина, зенит, азимут) буровой головки является одной из приоритетных задач при бестраншейном бурении. Авторами ранее рассмотрен акустический способ мониторинга положения буровой головки в устройстве наклонно-направленного бурения. В настоящей статье рассматривается радиолокационный комплекс мониторинга положения буровой головки с поверхности земли с неподвижными маяками-ответчиками. Применение радиолокационного метода получения информации позволит усовершенствовать процесс бурения – высокая точность позиционирования, постоянный автоматический мониторинг положения, снижение временных и финансовых затрат.

**Цель работы.** Показать возможность построения радиолокационного комплекса получения информации о позиционировании буровой головки устройства наклонно-направленного бурения на основе маяков-ответчиков, распределенных на поверхности земли.

**Материалы и методы.** Исследование возможности построения радиолокационного комплекса мониторинга положения буровой головки устройства наклонно-направленного бурения с поверхности земли с неподвижными маяками-ответчиками основано на физических принципах, используемых в мобильных системах, т. е. определение местоположения зонда и его параметров по радиосигналам, излучаемым зондом в диапазоне частот, составляющем десятки килогерц, для максимального снижения влияния неоднородностей в грунте.

**Результаты.** Исследована возможность применения радиолокационного метода получения координат буровой головки при мониторинге ее положения в процессе проведения буровых работ. Рассмотрен принцип работы радиолокационного комплекса, определены схемы расположения маяков-ответчиков на поверхности земли и относительно буровой головки, описана технология обеспечения буровых работ при таком методе, а также отличительные особенности.

**Заключение.** В статье предложен вариант определения координат буровой головки и автоматического мониторинга ее положения в реальном времени. Предлагаемый вариант построения высокоточного радиолокационного комплекса передачи информации может быть использован при проектировании и модернизации техники наклонно-направленного бурения.

**Ключевые слова:** радиолокация, позиционирование, буровая головка, маяк-ответчик

**Для цитирования:** Вагин А. В., Воротынцева А. С. Радиолокационный комплекс мониторинга положения буровой головки в устройстве наклонно-направленного бурения // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2024. Т. 27, № 1. С. 90–101. doi: 10.32603/1993-8985-2024-27-1-90-101

**Конфликт интересов.** Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 28.09.2023; принята к публикации после рецензирования 13.11.2023; опубликована онлайн 29.02.2024



## Radar Method for Obtaining Information from a Horizontal Directional Drilling Device

Anton V. Vagin<sup>✉</sup>, Alena S. Vorotyntseva

Saint Petersburg Electrotechnical University, St Petersburg, Russia

✉ av.vagin@bk.ru

### Abstract

**Introduction.** Directional drilling is a conventional method for trenchless installation of underground communications, exploration of solid minerals, and geological exploration. These tasks can be implemented using a directional drilling installation equipped with a high-precision unit for determining the drilling head coordinates to match the current and specified drilling routes. The problem of obtaining precise coordinates (depth, zenith, azimuth) of the drilling head is a priority task in trenchless drilling. We previously considered an acoustic method for monitoring the drilling head position in a directional drilling device. In this work, we consider a radar complex for monitoring the drilling head position from the surface of the earth with fixed transponder beacons. The radar method for obtaining such information allows the drilling process to be optimized by increasing the positioning accuracy, providing for constant automatic position monitoring, as well as reducing the time and financial costs.

**Aim.** To demonstrate the possibility of constructing a radar complex for obtaining information about positioning of the drilling head of a directional drilling installation based on transponder beacons distributed on the surface of the earth.

**Materials and methods.** The study was based on the physical principles used in mobile systems, i.e., determining the location of the probe and its parameters using radio signals emitted by the probe in the frequency range of tens of kHz, to minimize the influence of soil inhomogeneities.

**Results.** The possibility of using the radar method for obtaining the drilling head coordinates when monitoring its position during drilling operations was studied. The operational principle of such a radar complex was considered; the schemes of positioning transponder beacons on the surface of the earth and relative to the drilling head were developed; a technology for supporting drilling operations using this method was described.

**Conclusion.** We propose an approach to determining the drilling head coordinates and their automatic monitoring in real time. The proposed approach to constructing a high-precision radar information transmission complex can be used in the design and modernization of directional drilling equipment.

**Keywords:** radiolocation, positioning, drilling head, transponder beacon

**For citation:** Vagin A. V., Vorotyntseva A. S. Radar Method for Obtaining Information from a Horizontal Directional Drilling Device. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2024, vol. 27, no. 1, pp. 90–101. doi: 10.32603/1993-8985-2024-27-1-90-101

**Conflict of interest.** The authors declare no conflicts of interest.

Submitted 28.09.2023; accepted 13.11.2023; published online 29.02.2024

**Введение.** Интенсивное освоение новых нефтяных и газовых месторождений, необходимость прокладки труб и кабельных трасс под водными, рельсовыми, мостовыми, дорожными преградами, проведения инженерно-геологических работ, а также активное расширение жилых территорий городов диктуют необходимость бестраншейной прокладки подземных коммуникаций и дноуглубительных работ.

Распространенным способом бестраншейной прокладки подземных коммуникаций является наклонно-направленное бурение [1, 2].

Наклонно-направленное бурение – способ сооружения скважин с отклонением от вертикали по заранее заданному направлению (проектной трассе). Наклонно-направленное бурение применяется как при бурении скважин на нефть и газ, так и при разведке твердых полезных ископаемых [3].

Наиболее эффективная область использования наклонно-направленного бурения – разработка месторождений в акваториях, в болотистых или сильно пересеченных местностях и в случаях, когда строительство буровых скважин может нарушить условия охраны окружающей среды [4].

Наклонно-направленное бурение применяют также при бурении вспомогательных скважин для глушения открытых фонтанов, при многоствольном бурении или отклонении нижней части ствола вдоль продуктивного горизонта с целью увеличения дренажа.

Сущность процедуры бурения заключается в использовании специальных мобильных буровых установок, выполняющих предварительное (пилотное) бурение по заранее рассчитанной траектории (проектной трассе) [5]. С помощью оборудования постепенно расширяют скважину и, в зависимости от задачи, например, протаскивают в образовавшуюся полость газопровод либо кабельную трассу и т. д. Весь процесс бурения непрерывно мониторят и при необходимости корректируют маршрут прокладки трассы. Технология включает в себя несколько этапов. На первом этапе выполняют бурение пилотной скважины вращающейся буровой головкой с закрепленным на ней резцом. Внутренняя полость буровых штанг используется для подачи раствора [6] и стабилизации стенок канала. Затем буровую скважину калибруют вращающимся расширителем до нужного диаметра. Выбуренный грунт собирают в приемный котлован с последующей утилизацией. В финале работ реализуют конкретную цель: забор грунта либо протаскивание газопровода по буровому каналу и испытание на герметичность и т. д.

Применение наклонно-направленного бурения позволяет исключить выполнение подводных, водолазных и берегоукрепительных работ, требующих дополнительных затрат, сберечь естественно-экологическое состояние водных ресурсов, дает возможность сохранить железнодорожные пути или автомобильные дороги в хорошем состоянии.

Наклонно-направленное бурение нефтяных и газовых скважин осуществляется по специальным профилям. Профили скважин могут варьироваться, но при этом верхний интервал ствола наклонной скважины должен быть вертикальным, с последующим отклонением в запроектированном азимуте. При геологической разведке твердых полезных ископаемых наклонно-направленное бурение осуществляется шпиндельными буровыми станками с земной поверхности или из подземных горных выработок [7]. Буре-

ние таких скважин отличается тем, что вначале они имеют прямолинейное направление, заданное шпинделем бурового станка, а затем в силу анизотропии разбуриваемых пород отклоняются от прямолинейного направления.

Подобная технология наклонно-направленного бурения для добычи нефти и газа самым активным образом развивается с 1990-х гг. и на сегодняшний день позволяет создавать скважины с отклоненными участками длиной в несколько километров.

Рост объемов наклонно-направленного бурения скважин с углами отклонения ствола скважин от вертикали более  $50^\circ$  обусловил ограничения по применению традиционных методов исследований с помощью аппаратуры, спускаемой в скважину на кабеле, и вызвал необходимость разработки специальных технологий доставки скважинных приборов в интервал исследований. Решение этой проблемы возможно с помощью бескабельных измерительных систем, доставляемых на забой с помощью бурового инструмента – буровой головки.

На российском рынке наиболее распространенной локационной системой для горизонтального направленного бурения является система DigiTrak Eclipse, выпускаемая компанией Digital Control Incorporated (США) [8].

Применение такого локационного оборудования основано на использовании электромагнитных волн для контроля положения буровой головки через установленный в нее приемоизлучающий зонд. Использование электромагнитных волн для определения координат при методе горизонтального направленного бурения накладывает ряд ограничений на технологию бурения, а именно [9]:

1) на месте калибровки в радиусе до 3 м должны отсутствовать такие металлические конструкции, как стальной трубопровод, цепные ограждения, рельсы, строительное оборудование или автомобили;

2) приемник не должен располагаться над железобетонными или подземными коммуникациями;

3) приемник не должен располагаться рядом с сильнодействующими источниками электромагнитного излучения.

Наличие указанных недостатков при выполнении бурения влияет на определение те-

кущих координат буровой головки – приводит к ухудшению помехосигнальной обстановки и, соответственно, к искажению планируемой траектории пилотного бурения.

Получение точных координат о положении буровой головки для определения соответствия текущей трассы бурения заданной проектной трассе – важнейший аспект процедуры наклонно-направленного бурения. Определяемыми координатами буровой головки являются угол наклона (зенит), угол поворота (азимут), глубина залегания.

В [10] рассмотрен и промоделирован акустический способ передачи информации о пространственном положении буровой головки. Акустический способ основан на передаче закодированных ультразвуковых импульсов по основанию буровой колонны от излучающего датчика к приемному и соответствующей обработке принятого сигнала.

Не вступая в дискуссию о конкретной выполняемой задаче и выборе конкретных технических характеристик составных частей комплекса, авторы предлагают рассмотреть радиолокационный метод получения координат бу-

ровой головки для корректного выполнения процедуры бурения.

**Радиолокация с поверхности земли с неподвижными маяками-ответчиками.** Радиолокационный комплекс с поверхности земли с неподвижными маяками-ответчиками (МО) построен на физических принципах, используемых в мобильных системах, т. е. определение местоположения зонда и его параметров по радиосигналам, излучаемым зондом в диапазоне частот, составляющем десятки килогерц, для максимального снижения влияния неоднородностей в грунте.

Комплекс, предлагаемый в данной статье, предусматривает традиционное размещение в буровой головке системы наклонно-направленного бурения электронного зонда с автономным электропитанием, вырабатывающего данные о текущем положении буровой головки, температуре корпуса, разряде автономного источника питания, а также имеющего акустический микрофон для передачи аудиоинформации о процессе бурения.

Типовая и наиболее распространенная конструкция буровой головки представлена на рис. 1 [10, 11].

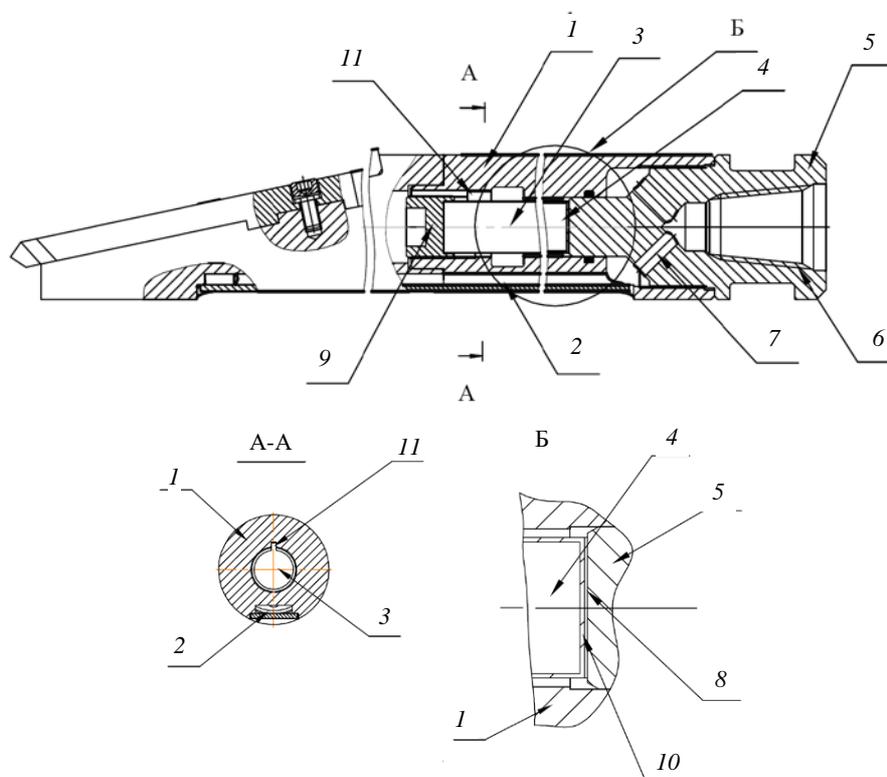


Рис. 1. Буровая головка с размещенным внутри зондом

Fig. 1. Drilling head with a probe inside

Конструкция содержит корпус 1 с каналами 2 для пропуска промывочной жидкости; защитный контейнер 3; размещенный в защитном контейнере радиолокационный зонд 4 и датчики (не показаны); переводник 5 с замковым соединением 6 и отверстиями 7 для пропуска промывочного агента в каналы 2 корпуса 1 и стыковочный узел 8.

На противоположной концевой части корпуса 1 размещено устройство 9 поджима защитного контейнера 3. Радиолокационный зонд 4 установлен с возможностью взаимодействия с внутренней торцевой поверхностью стенки 10 защитного контейнера 3.

Корпус 1, устройство поджима контейнера 9 и торцевая часть переводника 5 образуют герметичную камеру, в которой размещен защитный контейнер 3. Стыковочный узел выполнен в виде размещенного между наружной торцевой поверхностью стенки 10 защитного контейнера и торцевой частью переводника 5 слоя кремнийорганической пасты.

Для ориентирования защитного контейнера 3 относительно корпуса 1 предусмотрено шлицевое соединение 11.

В качестве датчиков, вырабатывающих ин-

формацию о текущем положении буровой головки, применяются интегральные акселерометр и компас, определяющие пространственное положение буровой головки.

Информация о текущем положении буровой головки передается по радиоканалу в систему неподвижных МО, располагаемых на поверхности земли, и используется для управления процессом буровых работ. Радиолокационный комплекс аппаратно состоит из двух частей: системы маяков-ответчиков из трех устройств, располагаемых на поверхности земли над буровой головкой, в которой один МО – основной (базовый МО № 3), другие два (МО № 1, № 2) – дополнительные (упрощенной конструкции), связанные с основным кабелями связи, и системы управления, обработки, отображения и регистрации информации (защищенного ноутбука), располагаемой на рабочем месте оператора буровой установки.

Схема расположения МО на поверхности земли представлена на рис. 2. Здесь МО № 1, № 2 – маяки-ответчики; базовый МО № 3 – базовый маяк-ответчик;  $R_1, R_2, R_3$  – значения наклонной дальности от зонда до МО № 1, № 2, № 3 соответственно;  $Z_{1-2}, Z_{1-3}, Z_{2-3}$  – рас-

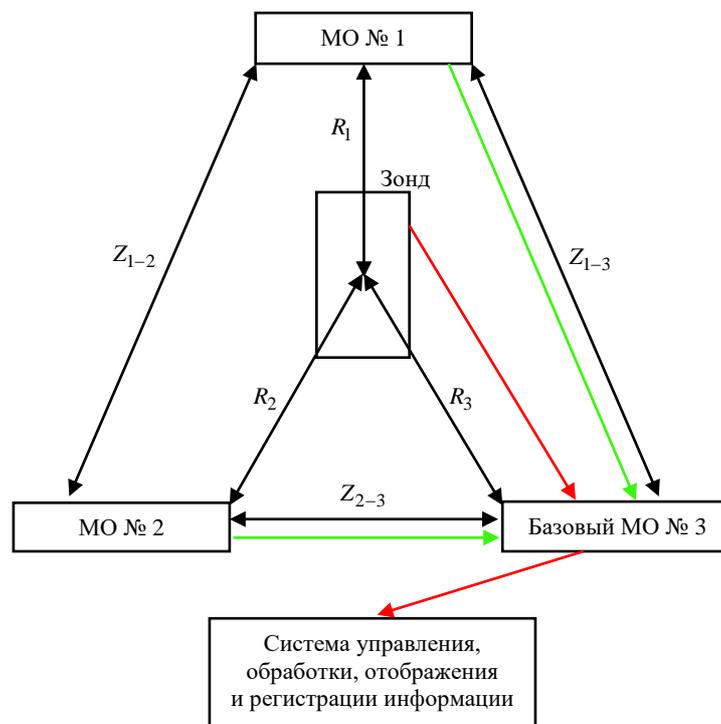


Рис. 2. Схема расположения маяков-ответчиков на поверхности земли

Fig. 2. Layout of transponder-beacons on the surface of the earth

стояния между соответствующими маяками-ответчиками. Зеленой стрелкой на рис. 2 показано соединение кабелем связи МО № 1, № 2 с МО № 3; красной стрелкой – радиоканал передачи информации от зонда к базовому МО № 3 и от МО № 3 к системе управления, обработки, отображения и регистрации информации.

Базовый МО № 3 обеспечивает:

- определение наклонной дальности от его антенны до зонда  $R_3$  по радиоканалу;
- электропитание и прием значений наклонной дальности до зонда  $R_1, R_2$  маяков-ответчиков МО № 1, № 2;
- прием информации от зонда о его параметрах: положении, температуре, наклоне его оси, аудиоинформации от микрофона, об уровне разряда источника питания.

Система управления, обработки, отображения и регистрации информации обеспечивает в режиме подготовительных операций:

- ввод данных  $Z_{1-2}, Z_{1-3}, Z_{2-3}$  оператором;
- ввод в электронном виде топографического плана рабочего участка;
- ввод изображения топографического плана рабочего участка с привязкой к системе прямоугольных координат;
- нанесение положений маяков-ответчиков на топографический план в графическом режиме.

Система управления, обработки, отображения и регистрации информации обеспечивает в реальном масштабе времени:

- обмен командами управления с базовым МО № 3 по радиоканалу;
- прием информации от маяков-ответчиков и зонда (через базовый МО № 3) по радиоканалу;

– расчет координат зонда (буровой головки) относительно МО № 1, № 2, № 3;

– отображение на экране монитора текущего положения зонда и МО в графическом трехмерном виде на топографическом плане рабочего участка с возможностью выбора проекции наблюдения;

– отображение на экране монитора в графическом трехмерном виде траектории движения зонда относительно МО на топографическом плане рабочего участка с возможностью выбора проекции наблюдения;

– отображение на экране монитора цифровых данных – положение, температура, наклон оси зонда, уровень разряда источников питания зонда и базового МО № 3;

– воспроизведение в наушниках аудиоинформации от микрофона зонда;

– сигнализацию при выходе зонда (буровой головки) из зоны оптимального определения координат с помощью МО и необходимости переноса МО (либо одного МО) на соседний участок;

– регистрацию всей поступающей и расчетной информации в течение миссии.

В режиме постобработки система управления обеспечивает воспроизведение зарегистрированной графической и цифровой информации в ускоренном режиме.

МО № 1, № 2 обеспечивают определение значений наклонной дальности до зонда  $R_1, R_2$  по его сигналам и выдают данные в базовый МО № 3.

Структурная схема базового МО № 3 представлена на рис. 3.

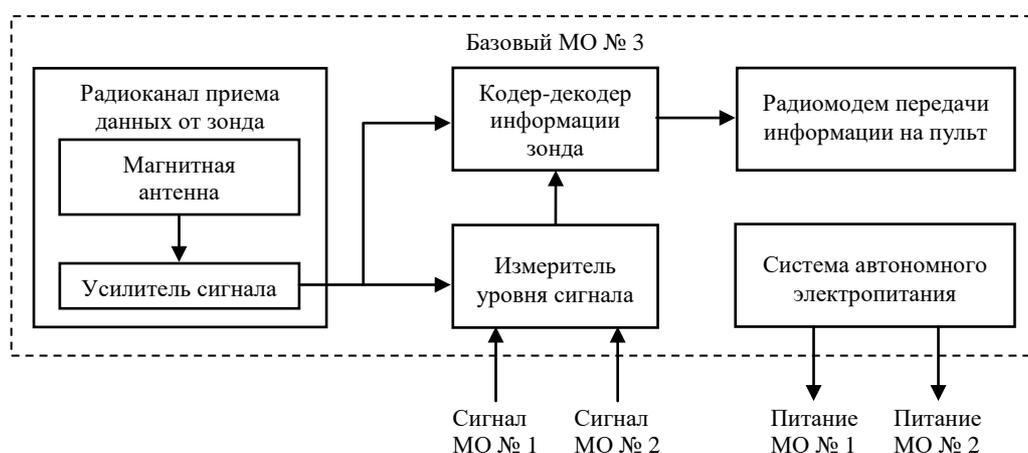


Рис. 3. Структурная схема базового маяка-ответчика № 3

Fig. 3. Block diagram of the basic transponder-beacon No. 3

Радиоканал приема данных от зонда обеспечивает связь с источником данных, расположенным в зонде, и передачу данных в кодер-декодер информации и измеритель уровня. Кодер-декодер и радиомодем обеспечивают определение положения зонда (наклонной дальности) и восстановление данных о параметрах зонда, кодирование всей информации и передачу в систему управления, обработки, отображения и регистрации информации.

В таком комплексе излучаются непрерывные сигналы со ступенчатой частотной модуляцией. Это обеспечивает простую структуру составных частей и, следовательно, меньшую стоимость. Время запаздывания сигнала в таких системах определяется с помощью обратного быстрого преобразования Фурье (в основном при больших базах). Благодаря объединению большого количества сигналов от зонда достигаются лучшее отношение сигнал/помеха и качественные показатели работы комплекса.

Радиомодем может строиться по разным схемам в зависимости от выбранного диапазона частот радиосвязи и стандарта, но предпочтительным является наиболее перспективная схема с использованием стандарта "Bluetooth", обеспечивающая надежную прямую передачу данных в систему управления (ноутбук) в диапазоне расстояний до 200 м.

Базовый модуль также является приемником данных и источником питания дополнительных МО (№ 1, № 2).

Система автономного электропитания предназначена для обеспечения электропитанием базового и дополнительных МО на срок выполнения миссии бурения (8...14 ч) и должна реализовываться с использованием перезаряжаемых литиевых (полимерно-литиевых) аккумуляторных батарей со стандартным рабочим напряжением 3.6 В.

Дополнительные МО (№ 1, № 2) содержат только радиоканал приема данных от зонда, представленный на рис. 3.

Оптимальное распределение задач между МО и системой управления направлено на максимальное упрощение (схемное и конструктивное) МО и перенос большинства задач в систему управления, имеющую для этого необходимые ресурсы. Это

продиктовано в том числе условиями эксплуатации, которые являются жесткими для МО (функционирование на открытой местности в любую погоду) и менее жесткими для системы управления, которая используется в обитаемом помещении на рабочем месте оператора буровой головки.

В соответствии со структурной схемой, представленной на рис. 3, все МО содержат магнитную антенну, которая и определяет массогабаритные характеристики. Электронные узлы МО должны строиться на элементах современной микросхемотехники с малыми размерами печатных плат. Ориентировочный объем МО (базового и дополнительных) не превысит 1 дм<sup>3</sup>, но может быть искусственно увеличен (утяжелен) для противовеетровой устойчивости и герметичного исполнения корпуса. Следует учесть необходимость использования герметичных разъемов для соединительных кабелей.

Уровень радиосигнала, воспринимаемый МО, линейно связан с расстоянием между зондом и МО, что позволяет при условии точной калибровки комплекса определить по уровню радиосигнала (амплитудный метод) наклонную дальность от зонда до МО [12, 13].

Таким образом, используя амплитудный метод и имея систему МО с известными межцентровыми расстояниями, можно обеспечить надежную радиолокацию источника радиосигналов (зонда).

Выбор диапазона рабочих частот осуществляется поиском компромисса между желаемыми разрешением и требуемой глубиной зондирования. Сигналы на более низких частотах глубже проникают в грунт, но при этом снижается разрешающая способность. Кроме того, следует учитывать, что радиолокационный сигнал по-разному затухает в различных грунтах. Так, плотные влажные глины являются наиболее трудным для проникновения электромагнитных волн материалом, тогда как чистый сухой песок – наиболее легким. Минимальный размер объекта, видимого радиолокатором, увеличивается с уменьшением частоты антенны. На частоте 1 МГц МО может обнаруживать положение зонда на глубине до 30 ... 40 м.

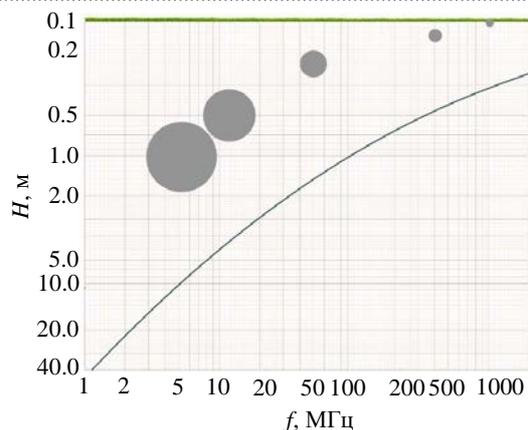


Рис. 4. Зависимость глубины проникновения и размера объекта зондирования от значения рабочей частоты  
 Fig. 4. Dependence of penetration depth and size of the probing object on the operating frequency value

На рис. 4 представлена (в логарифмическом масштабе) зависимость глубины проникновения от поверхности земли  $H$  и размера объекта (серые круги) зондирования от значения рабочей частоты зонда  $f$ .

На рис. 5 показано взаимное расположение МО и буровой головки (зонда), позволяющее определить положение и глубину буровой головки, а также положение точки координаты буровой головки относительно МО по известным формулам [13].

Аналитические выражения для напряженностей электрического  $E_\theta$  и магнитного  $H_\alpha$  полей элемента переменного тока  $dl$ , характеризующие процесс излучения электромагнитной энергии [14], показывают, что для дальней

зоны, главным образом используемой в радиотехнических системах, их мгновенные значения обратно пропорциональны расстоянию до источника излучения:

$$H_\alpha = \frac{I_m dl \sin \theta}{2R\lambda} \cos\left(\omega t - \frac{\omega R}{c}\right);$$

$$E_\theta = \frac{\sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} I_m dl \sin \theta}{2R\lambda} \cos\left(\omega t - \frac{\omega R}{c}\right), \quad (1)$$

где  $I_m$  – ток излучателя;  $\theta$  – меридиональный угол;  $R$  – расстояние до источника излучения;  $\lambda$  – длина волны;  $\omega$  – циклическая частота;  $c$  – скорость распространения электромагнитных волн;  $\mu_0$  – магнитная постоянная;  $\epsilon_0$  – электрическая постоянная.

На рис. 5 позицией 1 показано истинное положение буровой головки в толще грунта; позицией 2 – положение точки координаты буровой головки относительно МО;  $h$  – глубина буровой головки.

Обозначим амплитуду сигнала от зонда, принятую каждым из маяков-ответчиков № 1, № 2, № 3, через  $A$ ,  $B$ ,  $C$  соответственно.

Как следует из (1),  $A$ ,  $B$ ,  $C$  обратно пропорциональны  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$ . Последующая процедура определения  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  сводится к трансляции результатов измерения МО № 2 и МО № 1 на базовый МО № 3 и вычислению отношения амплитуд принятых сигналов для каждой пары МО, образующих базис.

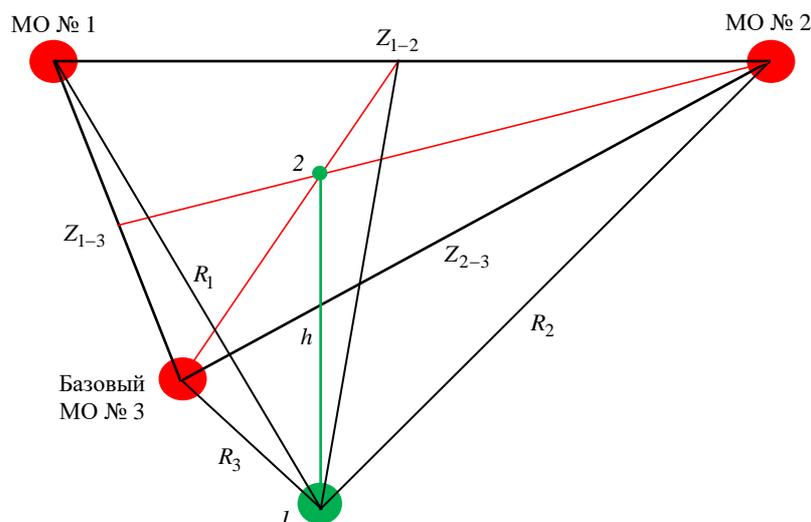


Рис. 5. Схема расположения маяков-ответчиков и буровой головки  
 Fig. 5. Layout of transponder-beacons and drilling head

Обозначим:  $A/B = m$ ;  $A/C = n$ ;  $B/C = k$ , тогда  $m = R_3/R_1$ ;  $n = R_2/R_1$ ;  $k = R_2/R_3$ .

Для представленного на рис. 5 варианта расположения МО и зонда (позиция 1) введем обозначения:  $S$  – площадь треугольника, образованного МО № 1, МО № 2 и базовым МО № 3, местоположение которых известно;  $S_1$  – площадь треугольника, образованного МО № 1, буровой головкой, базовым МО № 3;  $S_2$  – площадь треугольника, образованного базовым МО № 3, буровой головкой, МО № 2;  $S_3$  – площадь треугольника, образованного МО № 1, буровой головкой, МО № 2.

Площадь треугольника можно вычислить по трем его сторонам. Алгоритм решения этой задачи предложил Герон (приблизительно I в. до н. э.) [15].

Для треугольника, образующего базу:  $S = \sqrt{p(p - Z_{1-3})(p - Z_{1-2})(p - Z_{2-3})}$ , где  $p = \frac{Z_{1-3} + Z_{1-2} + Z_{2-3}}{2}$ .

Аналогично определяются площади  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$ :

$$S_1 = \sqrt{p_1(p_1 - R_1)(p_1 - R_3)(p_1 - Z_{1-3})};$$

$$p_1 = \frac{R_1 + R_3 + Z_{1-3}}{2}.$$

Так как  $R_3 = mR_1$ , то получаем следующее:

$$S_1 = \sqrt{p_1(p_1 - R_1)(p_1 - mR_1)(p_1 - Z_{1-3})},$$

$$p_1 = \frac{R_1 + mR_1 + Z_{1-3}}{2};$$

$$S_2 = \sqrt{p_2(p_2 - mR_1)(p_2 - mkR_1)(p_2 - Z_{2-3})},$$

$$p_2 = \frac{mR_1 + mkR_1 + Z_{2-3}}{2};$$

$$S_3 = \sqrt{p_3(p_3 - R_1)(p_3 - mkR_1)(p_3 - Z_{1-2})},$$

$$p_3 = \frac{R_1 + mkR_1 + Z_{1-2}}{2}.$$

Алгоритм вычисления  $R_1$  получаем из геометрии взаимного расположения объекта буровой головки и МО, которая обычно априорно известна:  $S_3 = S + S_1 + S_2$ . Левая часть этого уравнения известна, в правой части все составляющие пред-

ставлены через  $R_1$  и аппаратно вычисленные  $m$ ,  $n$ ,  $k$ , что дает возможность однозначно определить расстояния  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  от буровой головки до МО, местоположение которых известно.

**Технология обеспечения буровых работ.** На этапе подготовительных работ в положении буровой головки на поверхности земли выполняется калибровка МО с целью обеспечения наилучшей точности определения значений наклонной дальности от МО до зонда (буровой головки).

На этом же этапе в программу системы управления вносится топографический план рабочего участка либо в электронном виде, либо в виде изображения с привязкой к системе прямоугольных координат.

После начального забуривания на достаточную глубину с помощью базового МО № 3 определяется точка ориентировочного положения буровой головки (с поверхности земли).

Далее в соответствии с рис. 6 МО перемещается по поверхности рабочего участка с условием ограничений на максимальные значения  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  и  $Z_{1-2}$ ,  $Z_{1-3}$ ,  $Z_{2-3}$ .

На рис. 6 штриховыми линиями показано направление перемещения МО в процессе выполнения бурения. Расстояния  $Z_{1-2}$ ,  $Z_{1-3}$ ,  $Z_{2-3}$  измеряются с помощью лазерного дальномера и вносятся в программу системы управления. При наличии топографического плана рабочего участка точки размещения МО по известным ориентирам на рабочем участке наносятся прямо на топографический план рабочего участка системы управления. Последний способ даст наиболее точное и наглядное освещение процесса бурения.

При выходе буровой головки за пределы зоны текущего размещения МО следует остановить работы для переноса МО на соседний участок. При этом предпочтителен перенос только одного МО в соответствии с рис. 6 для упрощения ввода данных о положении МО и повышения точности позиционирования буровой головки.

**Отличительные особенности метода радиолокации с поверхности земли с неподвижными маяками-ответчиками.** При использовании неподвижных МО комплекс радиолокации приобретает совершенно новое качество – возможность автоматического контроля местоположения зонда (буровой головки) в процессе проведения буровых работ в режиме реального времени. Другими словами, траекто-

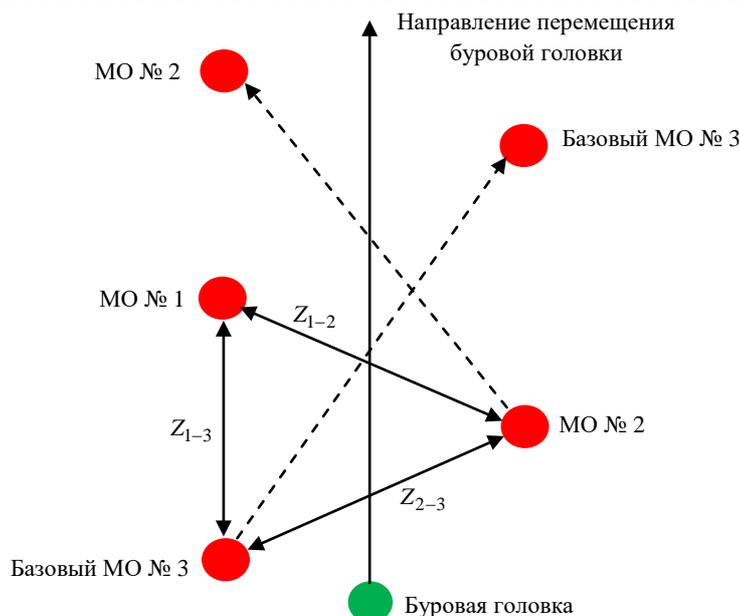


Рис. 6. Перемещение маяков-ответчиков на поверхности рабочего участка

Fig. 6. Placement of transponder beacons on the surface of the work area

рия буровой головки строится не по точкам, получаемым в сеансах локации с помощью мобильного наземного прибора (как, например, у систем зарубежного производства), а осуществляется непрерывное ее отслеживание, что повышает производительность буровых работ.

Вторым важным преимуществом является отсутствие самих сеансов локации, которые требуют времени, навыков и будучи разнесенными во времени являются источником дополнительных ошибок. Сеансы локации заменяются тривиальной процедурой перемещения по мере необходимости одного из трех МО на новое место при выходе буровой головки из зоны оптимальной локации и ввода в компьютер нового положения МО. При этом момент переноса достоверно известен оператору (вплоть до автоматической сигнализации о нем). Перемещение МО не требует высокой квалификации и временных затрат.

Третьим преимуществом является возможность контроля положения буровой головки под наземными препятствиями (ограниченных размеров), что принципиально невозможно для мобильных систем. Это обеспечивается принципом действия радиолокации с использованием МО, требующим для наилучшей точности локации разнесения мест положения МО от точки вертикали к буровой головке на 5...10 м.

**Заключение.** Таким образом, получение координат буровой головки с высокой точно-

стью в процессе проведения процедуры наклонно-направленного бурения с одновременным снижением временных и финансовых затрат, повышением качества проведения работы (постоянный мониторинг положения буровой головки) обеспечивается при использовании радиолокационного комплекса. Радиолокационный метод, предложенный в статье, не имеет аналогов в России и других странах.

В настоящее время имеется опыт применения акустической системы мониторинга положения буровой головки, внедренной в действующий образец устройства горизонтально-направленного бурения, подтверждающий указанные преимущества.

Вместе с тем, несмотря на обоснованность физической возможности реализации радиолокационного метода, требуется целый ряд экспериментальных проверок на макетных образцах для решения следующих задач:

- определения достижимых точностных показателей позиционирования;
- определения эксплуатационных параметров.

В частности, может оказаться неприемлемой кабельная связка базового и дополнительных МО, и ее также придется реализовывать по радиоканалу передачи данных. Это повлечет за собой, с одной стороны, унификацию МО, но при этом усложнит схемотехнические решения и порядок эксплуатации.

Таким образом, устройство наклонно-направленного бурения имеет дальнейшую перспективу модернизации, а радиолокацион-

ный комплекс мониторинга положения – развития и внедрения.

### Список литературы

1. Данилов Б. Б., Смоляницкий Б. Н. Анализ тенденций развития современных технологий сооружения скважин в породном массиве // *Фундаментальные и прикладные вопросы горных наук*. 2014. Т. 1, № 2. С. 104–113.
2. Костылев А. Д., Маслаков П. А., Смоляницкий Б. Н. Проблемы создания управляемого пневмопробойника для проходки скважин по заданной траектории // *Изв. вузов. Строительство*. 1999. № 11. С. 86–90.
3. Осложнения при сооружении переходов трубопроводов методом горизонтально направленного бурения / Е. С. Торопов, В. С. Торопов, Ю. Д. Земенков, И. В. Сероштанов // *Территория "НЕФТЕГАЗ"*. 2015. № 5. С. 32–37.
4. Najafi M. *Trenchless Technology Pipeline and Utility Design. Construction and Renewal*. Michigan: McGraw Hill, 2005. 489 p.
5. Балаховский М. С. На Российском рынке – американская фирма "Vermeer" // *Механизация строительства*. 2000. № 10. С. 2–7.
6. Агарков А. М., Межуев Д. С., Тихонов А. А. Технология прокладки коммуникаций методом горизонтально-направленного бурения // *Инновационная наука*. 2017. № 5. С. 43–44.
7. Tervydis P., Jankuniene R. Horizontal directional drilling pilot bore simulation // *Turkish J. of Electrical Engineering and Computer Sciences*. 2017. Vol. 25, iss. 4. P. 3421–3434. doi: 10.3906/elk-1606-200
8. Cai L., Polak M. A. A theoretical solution to predict pulling forces in horizontal directional drilling installations // *Tunnelling and Underground Space Technology*. 2019. Vol. 83. P. 313–323. doi: 10.1016/j.tust.2018.09.014
9. Биктимирова К. А. Инженерно-геологическое обеспечение горизонтально-направленного бурения при строительстве различных подземных коммуникаций в условиях мегаполисов // *Горный информационно-аналитический бюллетень*. 2016. № 12. С. 342–348.
10. Вагин А. В. Акустический способ передачи информации в устройстве горизонтального направленного бурения // *Изв. СПбГЭТУ "ЛЭТИ"*. 2023. Т. 16, № 7. С. 15–25.
11. Основные технологии бурения / А. А. Макаров, А. С. Давышин, А. А. Федяев, А. М. Шечков, Г. Г. Петросян, К. А. Гулиян // *Проблемы науки*. 2018. № 2. С. 19–24.
12. Meier Hoyela C., Terzuoli A. J., Wasky R. P. Determining possible receiver locations for passive radar // *IEEE Proc. on Radar, Sonar and Navigation*. 2005. № 3. P. 206–214. doi: 10.1049/ip-rsn:20045023
13. Хехнев Р. Г., Хехнева В. Ф. Амплитудный способ радиодальнометрии // *Докл. БГУИР*. 2013. № 1 (71). С. 73–77.
14. Гарнакерьян А. А., Сосунов А. С. О пространственной корреляции радиосигналов, отраженных от морской поверхности // *Изв. вузов. Радиоэлектроника*. 1977. Т. 20, № 8. С. 59–64.
15. Кудрявцев Л. Д. *Курс математического анализа*. М.: Высш. шк., 1981. Т. 2. 351 с.

### Информация об авторах

**Вагин Антон Владимирович** – магистр по направлению "Приборостроение" (2020), аспирант, ассистент кафедры электроакустики и ультразвуковой техники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 35 научных работ. Сфера научных интересов – распространение упругих волн в стратифицированных средах; ультразвуковые измерения; специальное приборостроение.

Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5 Ф, Санкт-Петербург, 197022, Россия

E-mail: avvagin@etu.ru

<https://orcid.org/0000-0002-1875-544X>

**Воротынцева Алена Сергеевна** – магистрант кафедры электроакустики и ультразвуковой техники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 11 научных работ. Сфера научных интересов – гидроакустика.

Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5 Ф, Санкт-Петербург, 197022, Россия

E-mail: avorotynceva@yandex.ru

### References

1. Danilov B. B., Smolyanitsky B. N. Analysis of Modern Trends in the Subsoil Hole-Making Technologies. *Fundamental and Applied Issues of Mining Sciences*. 2014, vol. 1, no. 2, pp. 104–113. (In Russ.)
2. Kostylev A. D., Maslakov P. A., Smolyanitsky B. N. Problems of Creating a Controlled Pneumatic Punch for Drilling Wells Along a Given Trajectory.

News of Higher Educational Institutions. Construction. 1999, no. 11, pp. 86–90. (In Russ.)

3. Toropov E. S., Toropov V. S., Zemenkov Yu. D., Seroshtanov I. V. Complications in Construction of Pipe Crossings Applying Horizontal Directional Drilling. Territory "OIL-GAS". 2015, no. 5, pp. 32–37. (In Russ.)

4. Najafi M. Trenchless Technology Pipeline and Utility Design. Construction and Renewal. Michigan, McGraw Hill, 2005, 489 p.

5. Balakhovsky M. S. On the Russian Market - the American company "Vermeer". Mechanization of Construction. 2000, no. 10, pp. 2–7. (In Russ.)

6. Agarkov A. M., Mezhuiev D. S., Tikhonov A. A. Technology of Laying Communications Using Horizontal Directional Drilling. Innovative Science. 2017, no. 5, pp. 43. (In Russ.)

7. Tervydis P., Jankuniene R. Horizontal Directional Drilling Pilot Bore Simulation. Turkish J. of Electrical Engineering and Computer Sciences. 2017, vol. 25, iss. 4, pp. 3421–3434. doi: 10.3906/elk-1606-200

8. Cai L., Polak M.A. A Theoretical Solution to Predict Pulling Forces in Horizontal Directional Drilling Installations. Tunnelling and Underground Space Technology. 2019, vol. 83, pp. 313–323. doi: 10.1016/j.tust.2018.09.014

9. Biktimirova K. A. Engineering-Geological Provision of the Horizontal Directional Drilling with the Con-

struction of the Different Underground Communications under the Condition of the Megapole. *Gornyy informatsionno-analiticheskiy byulleten'*. 2016, no. 12, pp. 342–348. (In Russ.)

10. Vagin A. V. Acoustic Method of Transmitting Information in a Horizontal Directional Drilling Device. *Izv. SPbSETU "LETI"*. 2023, vol. 16, no. 7, pp. 15–25. (In Russ.)

11. Makarov A. A., Davyshin A. S., Fedyaev A. A., Shechikov A. M., Petrosyan G. G., Guliyan K. A. Basic Drilling Technologies. Problems of Science. 2018, no. 2, pp. 19–24. (In Russ.)

12. Meier Hoyela C., Terzuoli A. J., Wasky R. P. Determining Possible Receiver Locations for Passive Radar. *IEEE Proc. on Radar, Sonar and Navigation*. 2005, no. 3, pp. 206–214. doi: 10.1049/ip-rsn:20045023

13. Khekhnyov R. G., Khekhnyova V. F. The Amplitude Way of the Radiometrics for the Long Distance. Reports of BSUIR. 2013, no. 1 (71), pp. 73–77. (In Russ.)

14. Garnakeryan A. A., Sosunov A. S. On the Spatial Correlation of Radio Signals Reflected from the Sea Surface. *Izv. Universities Radioelectronics*. 1977, no. 8, vol. 20, pp. 59–64. (In Russ.)

15. Kudryavtsev L. D. Course of Mathematical Analysis. Moscow, Higher school, 1981, vol. 2, 351 p. (In Russ.)

#### Information about the authors

**Anton V. Vagin**, Master in Instrument Engineering (2020), Postgraduate Student, Assistant of the Department of Electroacoustics and Ultrasonic Engineering of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 35 scientific publications. Area of expertise: propagation of elastic waves in stratified media, ultrasonic measurements, special instrumentation.

Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia

E-mail: avvagin@etu.ru

<https://orcid.org/0000-0002-1875-544X>

**Alena S. Vorotyntseva**, Master's student of the Department of Electroacoustics and Ultrasonic Engineering of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 11 scientific publications. Area of expertise: hydroacoustics.

Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia

E-mail: avorotyntseva@yandex.ru

## Метод визуализации мультиспектральных данных в лапароскопии

Ян Синь<sup>1,2</sup> ✉

<sup>1</sup>China Scholarship Council (CSC), Пекин, Китай

<sup>2</sup>Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ"  
им. В. И. Ульянова (Ленина), Санкт-Петербург, Россия

✉877355442@qq.com

### Аннотация

**Введение.** В настоящее время видеоданные, полученные в узких спектральных диапазонах, активно применяют для повышения эффективности диагностики в различных областях медицины, в частности в лапароскопии. Традиционная лапароскопия использует изображения, полученные в белом свете. Изображения, полученные в видимом диапазоне, хорошо отображают цвет и текстурные особенности тканей. Одновременно с этим на изображениях видимого диапазона врачу трудно отличить область поражения от нормальной ткани вследствие их близости по цвету и текстуре. Существенное повышение эффективности определения пораженных участков обеспечивает использование флуоресцентных изображений, на которых области поражения визуально отличаются от остальных тканей. Основной проблемой при использовании мультиспектральных данных является необходимость одновременного предъявления врачу изображений, полученных в белом свете и свете флуоресценции. В работе предлагается метод синтеза изображения для предъявления врачу на основе данных, полученных в белом свете и свете флуоресценции. Отличительной особенностью метода является использование при синтезе изображения метрики CIEDE 2000, учитывающей свойства зрения человека.

**Цель работы.** Разработка метода визуализации мультиспектральных данных, обеспечивающего предъявление врачу изображения, включающего данные, полученные в белом свете, и выделенную цветом область пораженных тканей.

**Материалы и методы.** Предложенный метод состоит из следующих шагов: обработка изображений, полученных в видимом диапазоне и свете флуоресценции; сегментация области поражения на флуоресцентных изображениях; формирование псевдоцветного изображения сегментированной области поражения; слияние псевдоцветного изображения и изображения, полученного в белом свете.

**Результаты.** Предложенный метод позволяет сформировать изображение, которое включает изображение области операции, полученное в белом свете и выделенную область поражения на основе флуоресцентной информации в ближнем инфракрасном диапазоне. При синтезе изображения учтены свойства зрения человека. Экспериментальное исследование метода было проведено на реальных лапароскопических изображениях. В экспериментах участвовали врачи-эндоскописты, которые являлись экспертами при проведении субъективной оценки предъявляемых изображений. Оценка предъявляемых изображений по методу парных сравнений показала, что большинство врачей предпочли изображение, синтезированное предложенным методом, одновременной визуализации изображений в белом свете и свете флуоресценции.

**Заключение.** Разработанный метод обеспечивает формирование изображения с повышенной диагностической ценностью.

**Ключевые слова:** визуализация мультиспектральных изображений, коррекция контраста изображения, слияние изображений, обработка лапароскопических изображений

**Для цитирования:** Ян Синь. Метод визуализации мультиспектральных данных в лапароскопии // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2024. Т. 27, № 1. С. 102–116. doi: 10.32603/1993-8985-2024-27-1-102-116

**Конфликт интересов.** Автор заявляет об отсутствии конфликта интересов.

**Источник финансирования.** Исследование проводится при поддержке Государственного комитета по стипендиям КНР (грант № 202009010036).

Статья поступила в редакцию 03.07.2023; принята к публикации после рецензирования 11.01.2024; опубликована онлайн 29.02.2024



## Multispectral Imaging Method in Laparoscopy

Xin Yang<sup>1,2</sup> ✉

<sup>1</sup>China Scholarship Council (CSC), Beijing, China

<sup>2</sup>Saint Petersburg Electrotechnical University, St Petersburg, Russia

✉877355442@qq.com

### Abstract

**Introduction.** At present, video data acquired in narrow spectral bands are widely used to improve the efficiency of diagnostics in various medical fields, laparoscopy in particular. Conventional laparoscopy uses images obtained in the white light. Images obtained in the visible range suitably depict the color and textural features of tissues. However, it is difficult for a physician to use visible images for distinguishing between lesion areas and normal tissues, largely due to their proximity in color and texture. The efficiency of lesion detection can be improved using fluorescence images, which clearly differentiate lesion areas from normal tissues. However, the use multispectral data implies the need to present the images obtained both in the white and fluorescence light to the physician. In this paper, we propose an image composition method based on visible and fluorescence images, which facilitates their analysis by physicians. A distinctive feature of the method is the use of CIEDE 2000 metric for image fusion, which takes the properties of human vision into account.

**Aim.** Development of a method for multispectral data visualization, which provides a physician with an image that combines white light data and a color-highlighted area of lesions.

**Materials and methods.** The proposed method consists of the following steps: preprocessing of images obtained in visible and fluorescence light; segmentation of the lesion area in the fluorescence images; generation of a pseudo-color image of the segmented lesion area; and fusion of the pseudo-color image with the image obtained in the white light.

**Results.** The proposed method forms an image that includes an image of the operation area obtained in the white light and a separated lesion area based on fluorescence information in the near infrared range. The image composite takes the properties of human vision into account. An experimental study of the method was carried out on actual laparoscopic images, involving endoscopists who were experts in subjective evaluation of video images. The method of paired comparisons was used to evaluate the presented images. The majority of experts preferred the fused image formed by the proposed method to those visualized simultaneously in the white and fluorescence light.

**Conclusion.** The developed method ensures generation of images with an increased diagnostic value.

**Keywords:** multispectral imaging visualization, image contrast correction, image fusion, laparoscopic image processing

**For citation:** Xin Yang. Multispectral Imaging Method in Laparoscopy. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2024, vol. 27, no. 1, pp. 102–116. doi: 10.32603/1993-8985-2024-27-1-102-116

**Conflict of interest.** The author declares no conflicts of interest.

**Source of funding.** The study was realized with the support of the China Scholarship Council (Grant No. 202009010036).

Submitted 03.07.2023; accepted 11.01.2024; published online 29.02.2024

**Введение.** Лапароскоп – это медицинский эндоскоп для внутриполостного обследования и проведения хирургических вмешательств. Традиционный лапароскоп обеспечивает врачу видеоданные, полученные в белом свете (Visible Light – VIS). Эти изображения хорошо визуализируют цвет и текстурные особенности тканей в зоне операции. Одновременно с этим на изображениях, полученных в белом свете, области поражения близки к нормальной ткани как по цвету, так и по текстуре. Обнаружение и

удаление всех пораженных тканей в процессе операции имеют очень важное значение для эффективности дальнейшего лечения пациента. Существенное повышение эффективности определения пораженных участков во время лапароскопической операции обеспечивает использование флуоресцентных изображений.

Индоцианин зеленый (Indocyanine green – ICG) является одним из наиболее часто используемых флуоресцентных красителей в лапароскопической хирургии [1, 2]. Из-за отличий в скорости

поглощения ICG в различных тканях краситель накапливается в опухоли и флуоресцирует. Вызванная флуоресценция может быть зафиксирована датчиком инфракрасного (ИК) диапазона. В этом случае в процессе операции хирург может точно оценить границы опухоли, наблюдая флуоресцентные изображения на мониторе [3, 4]. Полученное ИК-изображение содержит только флуоресцирующую область, отсутствует какая-либо информация об окружающих тканях. Как следствие, флуоресцентные изображения не могут обеспечить полную визуальную картину обследуемой области. Врачу необходимо постоянно переключаться с просмотра изображений в белом свете на просмотр флуоресцентных изображений и обратно. Это затрудняет анализ изображений хирургом и оказывает негативное влияние на проведение операции.

Таким образом, использование изображений только одного типа уступает по эффективности визуализации, которая объединяет особенности разных изображений и позволяет получить изображение большей информативности [5].

В данной статье предлагается метод мультиспектральной визуализации, объединяющий информацию, полученную в разных спектральных диапазонах. Основные шаги метода: сегментация области поражения на флуоресцентных изображениях; совмещение мультиспектральных изображений; синтез изображения, включающего информацию, полученную в белом свете и в свете флуоресценции, а также учитывающего особенности зрения человека. Область поражения на изображении, полученном в белом свете, выделяется маской, состоящей из искусственных цветов (псевдоцветным изображением). Особенность сформированного псевдоцветного изображения области поражения следующая: цветовой контраст между областями разного цвета на псевдоцветном изображении соответствует яркостному контрасту областей с разным уровнем флуоресценции (яркости) на изображении, полученном в ИК-диапазоне. Цветовой контраст оценивается по метрике CIEDE 2000.

Были проведены экспериментальные исследования предложенного метода на реальных лапароскопических изображениях. Оценка предъявляемых изображений по методу парных сравнений показала, что большинство врачей-эндоскопистов предпочли изображение, синте-

зированное предложенным методом, одновременной визуализации изображений в белом свете и свете флуоресценции.

**Метод визуализации.** Целью метода мультиспектральной визуализации является синтез изображения, включающего информацию, полученную в разных спектральных диапазонах, и учитывающего особенности зрения человека.

Метод состоит из следующих шагов:

- предобработка изображений, полученных в белом свете и свете флуоресценции;
- сегментация области поражения на флуоресцентных изображениях;
- совмещение мультиспектральных изображений;
- формирование псевдоцветного изображения области поражения;
- аддитивное наложение маски на изображение, полученное в белом свете.

Общая схема предлагаемого метода представлена на рис. 1. Далее приведено детальное описание перечисленных этапов.

**Предобработка изображений.** Из-за сложных условий наблюдения изображения, полу-

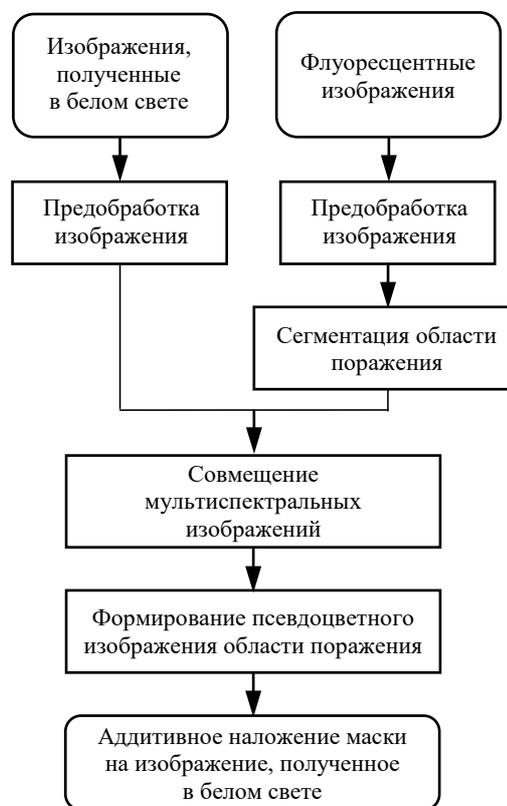


Рис. 1. Общая схема визуализации мультиспектральных данных

Fig. 1. General scheme of multispectral imaging

ченные в белом свете, часто имеют низкий контраст и локальную переэкспонированность. Эти артефакты влияют на результаты сегментации и дальнейшую обработку изображения, поэтому необходимо провести предобработку изображения. На этапе предобработки отдельно обрабатывают изображения, полученные в белом свете, и флуоресцентные изображения. Предобработка флуоресцентных изображений включает коррекцию контраста, реализуемую с помощью метода CLAHE (Contrast Limited Adaptive Histogram Equalization) [6]. Предобработка изображений, полученных в белом свете, включает повышение контраста и коррекцию переэкспонированных областей.

Контрастность является одной из главных характеристик изображения и обычно определяет отношение яркости между самыми светлыми и самыми темными частями изображения. Низкоконтрастные изображения содержат меньше визуальной информации, а высококонтрастные – больше. В литературе приведено большое число методов повышения контрастности изображений, среди которых выделяют две основные группы: линейные и нелинейные методы. К нелинейным методам относятся эквализация гистограммы, гамма-коррекция и т. п. Среди них наиболее эффективными методами повышения контрастности медицинских изображений считаются CLAHE и LSTNE (Locally Tuned Nonlinear Technique for Color Image Enhancement) [7].

Метод CLAHE реализует адаптивную эквализацию яркостной гистограммы изображения с пороговым ограничением контраста. В данном методе изображение делится на блоки и в каждом блоке выполняется эквализация гистограммы для повышения локального контраста и детализации изображения. Метод устраняет проблему усиления фонового шума путем введения ограничения контраста.

Метод LSTNE состоит из трех этапов: адаптивной коррекции яркости, коррекции контраста и восстановления цвета.

На рис. 2 приведены результаты коррекции контраста изображения при использовании методов CLAHE и LSTNE: *a* – исходные изображения; *б* – результаты применения алгоритма CLAHE; *в* – результаты применения алгоритма LSTNE.

Проведем анализ качества лапароскопических изображений, полученных после обработки этими двумя методами.

Методы оценки качества изображения делят на две категории: объективные и субъективные. Субъективная оценка изображения формируется наблюдателем. В зависимости от области применения изображения в качестве наблюдателя обычно выступает либо эксперт, либо необученный наблюдатель. Объективные методы оценки используют математические расчеты для отражения субъективного восприятия человеческого зрения.

В данной статье для оценки качества изображения сначала воспользуемся объективной оценкой.

В качестве объективной оценки эффективности применения обоих методов были использованы пиковое отношение сигнал/шум (peak signal-to-noise ratio – PSNR), контрастность (Contr) и метрика Focus Value.

PSNR – это пиковое отношение сигнал/шум, для изображений рассчитывается как отношение максимального значения яркости в изображении (MAX) к среднеквадратичной ошибке (MSE):

$$\text{PSNR} = 10 \lg \left( \frac{\text{MAX}^2}{\text{MSE}} \right).$$

Среднеквадратичная ошибка определяется как

$$\text{MSE} = \frac{1}{MN} \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^N [I'(i, j) - I(i, j)]^2,$$

где *M*, *N* – число элементов разложения изображения по горизонтали и вертикали; *I* и *I'* – яркость элемента в исходном и обработанном изображении.

Контрастность определяется выражением

$$\text{Contr} = \frac{I_{\max} - I_{\min}}{I_{\max} + I_{\min}},$$

где *I*<sub>max</sub> – максимальное значение яркости в изображении; *I*<sub>min</sub> – минимальное значение яркости в изображении.

Focus Value представляет собой отношение трансформант дискретно-косинусного преобразования, соответствующих энергии постоянной составляющей DC (Direct Current) и энергии

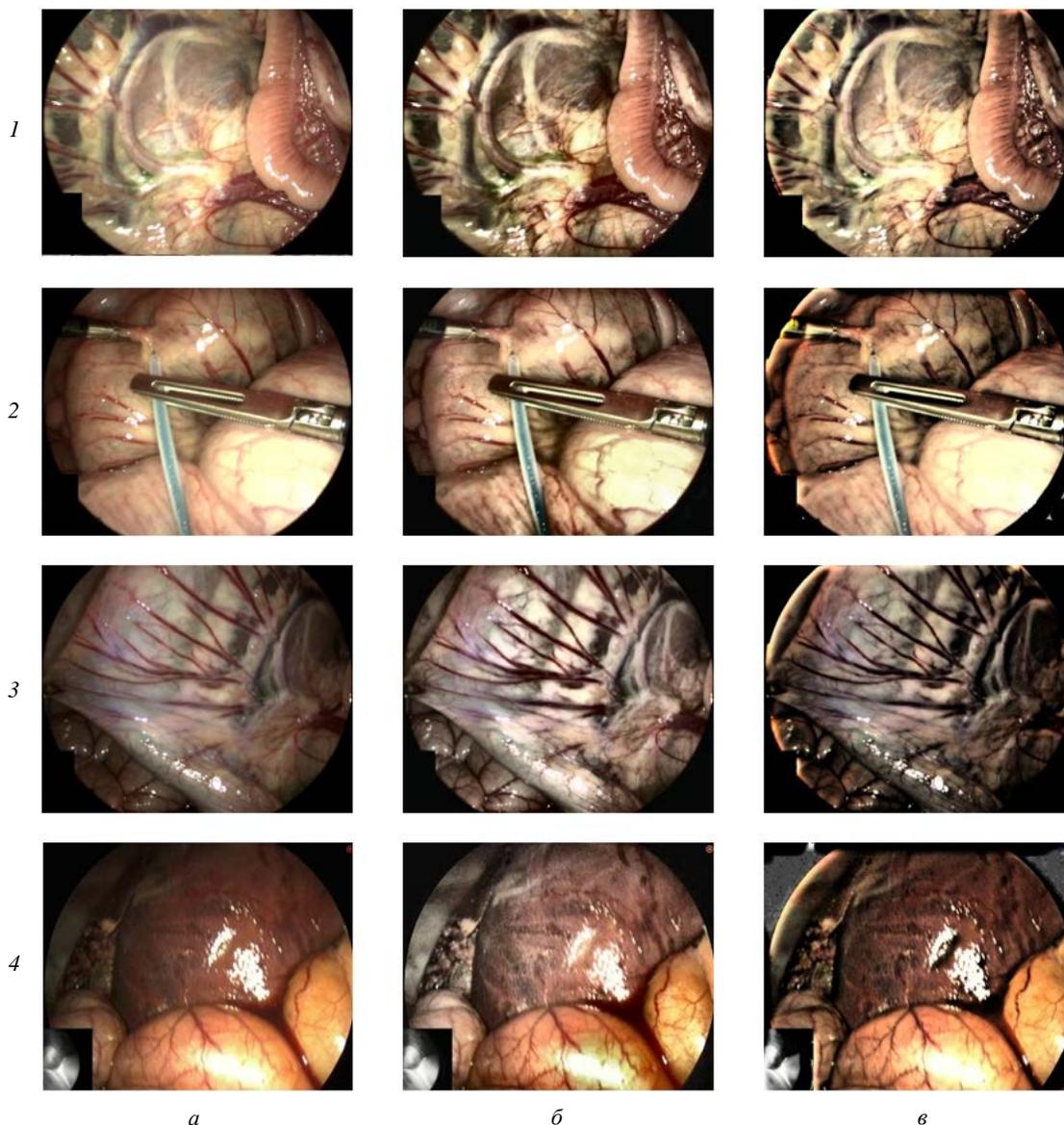


Рис. 2. Результаты при использовании методов CLAHE и LSTNE: а – исходные изображения; б – результаты при использовании метода CLAHE; в – результаты при использовании метода LSTNE  
 Fig. 2. Results using the CLAHE and LSTNE method: а – original images; б – results using the CLAHE method; в – results using the LSTNE method

остальных составляющих изображения AC (Alternating Current):

$$\text{Focus Value} = \frac{E_{AC}}{E_{DC}} = \frac{\sum(K_{AC})^2}{(K_{DC})^2},$$

где  $E_{AC}$  – сумма квадратов трансформант AC;  $E_{DC}$  – квадрат трансформанты DC;  $K_{AC}, K_{DC}$  – коэффициенты AC и DC соответственно.

Значения PSNR рассчитывают по всему изображению, а значения Contr и Focus Value рассчитывают по фрагментам (блокам) изображения. Изображение разделяется на блоки, для

каждого блока вычисляются значения Contr и Focus Value, а итоговые результаты представляют собой среднее полученных значений.

В табл. 1 сведены результаты оценки качества изображений (рис. 2, б и в) по трем показателям.

Для сравнения результатов применения методов CLAHE и LSTNE была реализована ранговая оценка на основе полученных числовых значений Focus Value, Contr и PSNR. Числовые значения Focus Value, Contr и PSNR (табл. 1) были ранжированы от наименьшего к наибольшему. Им присвоили ранги в соответствии с результатами ранжирования, где 1 –

Табл. 1. Оценка качества изображений после обработки методами CLAHE и LSTNE

Tab. 1. Results of image quality after CLAHE and LSTNE processing

Исходные изображения	Метод обработки	Focus Value	Contr	PSNR
Рис. 2, 1	CLAHE	0.018	0.09	17.48
	LSTNE	0.18	0.1	18.42
Рис. 2, 2	CLAHE	0.017	0.07	17.79
	LSTNE	0.26	0.08	17.79
Рис. 2, 3	CLAHE	0.02	0.08	16.06
	LSTNE	0.29	0.16	16.98
Рис. 2, 4	CLAHE	0.01	0.09	15.37
	LSTNE	0.17	0.13	16.67

наименьшее значение ранга, а 8 – наибольшее. Ранговая оценка изображений была получена суммированием трех промежуточных рангов. Результаты представлены в табл. 2. Изображения после обработки методом LSTNE имеют более высокую ранговую оценку, чем после обработки методом CLAHE.

Рассмотрим результаты субъективной оценки эффективности методов CLAHE и LSTNE. Субъективные методы оценки делят на абсолютные и относительные. В данном случае применен относительный метод. Метод состоит из следующих этапов: изображения, обработанные методами CLAHE и LSTNE, одновременно предъявляются наблюдателю, который сравнивает и выставляет свою оценку. Как показано на рис. 3, значение оценки указывает на степень различия между двумя изображениями, причем шкала выбора составляет от –3 до 3 (0 – "нет разницы"; 1 – "немного лучше"; 2 – "лучше"; 3 – "намного лучше"). Значение –3 означает, что левое изображение является лучшим (метод CLAHE), а значение 3 –

наоборот (LSTNE). Итоговый результат субъективной оценки каждого исходного изображения является средним значением результатов оценки нескольких наблюдателей.

В табл. 3 приведены результаты средних оценок для изображений, приведенных на рис. 2.

Согласно результатам субъективной оценки эксперты предпочли результаты обработки с помощью метода LSTNE. В эксперименте участвовали врачи-эндоскописты. Число участников – восемь человек.

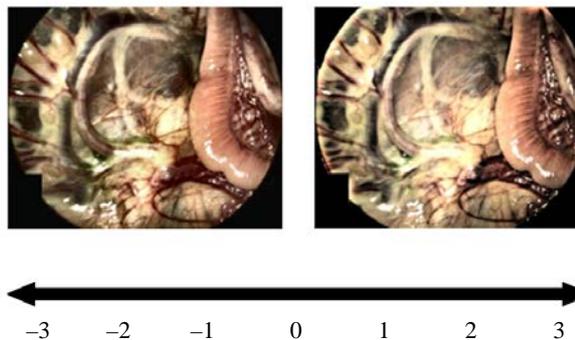


Рис. 3. Методы субъективной оценки

Fig. 3. Methods of subjective evaluation

Табл. 2. Результаты баллов для изображений после обработки методами CLAHE и LSTNE

Tab. 2. Scoring results for CLAHE and LSTNE images

Исходные изображения	Метод обработки	Focus Value	Contr	PSNR	Ранг
Рис. 2, 1	CLAHE	4	4	5	14
	LSTNE	5	6	8	19
Рис. 2, 2	CLAHE	3	1	6	10
	LSTNE	7	2	6	15
Рис. 2, 3	CLAHE	2	2	2	6
	LSTNE	8	8	4	20
Рис. 2, 4	CLAHE	1	4	1	6
	LSTNE	6	7	3	16

Табл. 3. Результаты субъективной оценки  
 Tab. 3. Results of subjective evaluation

Исходные изображения	Рис. 2, 1	Рис. 2, 2	Рис. 2, 3	Рис. 2, 4
Результат субъективной оценки	1.4	1.6	1.2	1.6

Как видно, результаты субъективной и объективной оценки согласуются между собой и позволяют сделать вывод о целесообразности использования для коррекции контраста метода LSTNE.

Эффект переэкспонирования возникает из-за отражений от хирургического инструментария или тканей. Переэкспонирование приводит к слишком высокой локальной яркости и потерям деталей, например к нечеткости краев органов, что негативно влияет на действия врача во время операции. Поэтому необходимо выполнить коррекцию переэкспонированных областей.

Метод коррекции переэкспонированных областей состоит из следующих основных шагов:

- обнаружение переэкспонированных областей;
- коррекция яркости и цвета этих областей.

Обнаружение переэкспонированных областей реализуется с помощью порогового ограничения. В [8] используется пороговое ограничение на основе яркости; в [9] дополнительно используется пороговое ограничение для координат цветности в цветовом пространстве CIELAB; в [10] осуществляется переход в цветовое пространство HSI и формируется порог для яркости и насыщенности.

В [8] элемент изображения считается переэкспонированным, если значение его яркости равно или больше порогового значения. Пороговое значение определяется, как 90 % от диапазона яркости анализируемого изображения.

В [9] рассчитывается степень переэкспонирования  $M_i$  для каждого  $i$ -го элемента изображения на основе значений его координат  $L_i$ ,  $a_i$ ,  $b_i$  в цветовом пространстве CIELAB:

$$M_i = \frac{1}{2} \left\{ \text{th} \left[ \delta (L_i - L_T) + (C_T - C_i) \right] + 1 \right\};$$

$$C_i = \sqrt{a_i^2 + b_i^2},$$

где  $\delta$  – масштабный коэффициент;  $L_T$  и  $C_T$  – граничные значения области переэкспонирования ( $M = 0.5$ ). В [9]  $L_T = 80$ ;  $C_T = 40$ ;  $\delta = 1/60$ ;

$M_i$  имеет диапазон (0, 1). Пиксель считается переэкспонированным, если  $M_i > 0.5$ .

В [10] элемент изображения считается переэкспонированным, если он имеет низкое значение насыщенности и высокое значение яркости. В приведенных экспериментах порог был установлен на 0.8 от диапазона яркости изображения и 0.2 от диапазона насыщенности изображения.

В табл. 4 представлены результаты обнаружения переэкспонированных областей на лапароскопических изображениях перечисленными методами. Анализ результатов показывает целесообразность использования метода, формирующего пороговое ограничение для координат яркости и цветности в системе Lab.

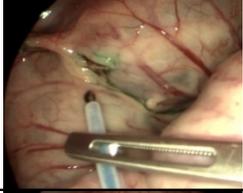
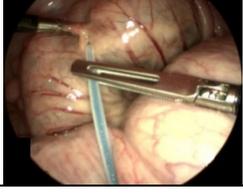
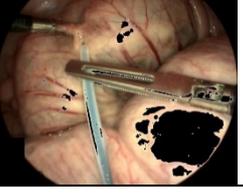
Метод коррекции яркости и цветности переэкспонированных областей включает следующие шаги [11]: сначала заполнение переэкспонированной области средним значением яркости пикселей окружающих областей, а затем сглаживание изображения с помощью фильтра Гаусса. Далее сглаженное изображение накладывается на исходное изображение с использованием взвешенного суммирования для получения скорректированного изображения. В табл. 5 показаны результаты коррекции переэкспонированных областей с помощью этого метода. По результатам видно, что небольшие по размеру переэкспонированные зоны улучшены. Для оценки метода коррекции переэкспонированных областей был использован описанный метод субъективной оценки. Здесь наблюдатель оценивает качество исходного изображения в сравнении с обработанным. Диапазон оценок от –3 до 3. Оценка 3 означает, что обработанное изображение лучше, а –3 – что лучше исходное изображение.

Таким образом, для предобработки лапароскопических изображений целесообразно применять нелинейный метод коррекции контраста LTSNE с предварительной коррекцией переэкспонированных областей.

**Синтез изображения.** Для максимально информативной визуализации области флуорес-

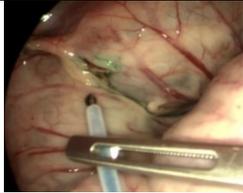
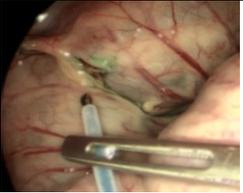
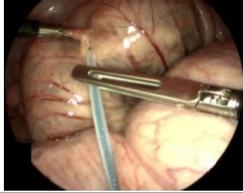
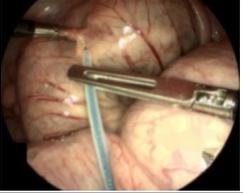
Табл. 4. Результаты обнаружения переэкспонированных областей

Tab. 4. Results of overexposed area detection

Исходные изображения	Яркости	Яркости и цветности (CIELAB)	Яркости и насыщенности (HSI)
			
			
			

Таб. 5. Результаты коррекции переэкспонированных областей

Tab. 5. Results of overexposed area correction

Исходные изображения	Результаты после коррекции	Результаты субъективной оценки
		2.4
		2.0
		1.8

ценции, сегментированной на ИК-изображении, ее преобразуют в псевдоцветное изображение. Главная особенность формируемого псевдоцветного изображения – это соответствие яркостного контраста между областями с разными уровнями яркости флуоресценции на ИК-изображении цветовому контрасту между этими областями на псевдоцветном изображении.

Сформированное псевдоцветное изображе-

ние области флуоресценции накладывается на изображение, полученное в белом свете. Для синтезированного изображения значения RGB-координат пикселей рассчитывают путем взвешенного суммирования RGB-координат пикселей изображения в белом свете и RGB-координат псевдоцветного изображения.

Пусть изображение А (изображение в белом свете) и изображение В (псевдоцветное изоб-

ражение) с одинаковыми размерами  $M \times N$ .  $A_R(i, j)$ ,  $A_G(i, j)$ ,  $A_B(i, j)$  и  $B_R(i, j)$ ,  $B_G(i, j)$ ,  $B_B(i, j)$  – значения координат R, G, B элемента  $(i, j)$  изображений A и B соответственно. Синтезированное изображение F может быть представлено как

$$\begin{cases}
 F_R(i, j) = \begin{cases} \text{coeff}_1 A_R(i, j) + \text{coeff}_2 B_R(i, j), \\ (i, j) \in \text{ROI}; \\ A_R(i, j), (i, j) \notin \text{ROI}; \end{cases} \\
 F_G(i, j) = \begin{cases} \text{coeff}_1 A_G(i, j) + \text{coeff}_2 B_G(i, j), \\ (i, j) \in \text{ROI}; \\ A_G(i, j), (i, j) \notin \text{ROI}; \end{cases} \\
 F_B(i, j) = \begin{cases} \text{coeff}_1 A_B(i, j) + \text{coeff}_2 B_B(i, j), \\ (i, j) \in \text{ROI}; \\ A_B(i, j), (i, j) \notin \text{ROI}, \end{cases}
 \end{cases}$$

где  $\text{coeff}_1$  и  $\text{coeff}_2$  – весовые коэффициенты; ROI – область поражения.

При формировании псевдоцветного изображения должны быть выполнены следующие требования: учтены свойства человеческого зрения и исключены потери информации о яркости флуоресценции в исходном ИК-изображении.

Под учетом свойств зрения понимают следующее. Во флуоресцентной области присутствуют пиксели разной яркости. Яркость и яркостный перепад между фрагментами флуоресцентной области – это важная для диагностики информация. При замене области флуоресценции, представленной на ИК-изображении в градациях серого, на псевдоцветное изображение необходимо, чтобы визуальный эффект от яркостного перепада соответствовал визуальному эффекту от заменяющего его цветового перепада на псевдоцветном изображении.

Для удовлетворения этого условия был предложен алгоритм создания псевдоцветных изображений на основе метрики цветового различия CIEDE 2000 [12], которая с 2001 г. рекомендована Международной комиссией по освещению (CIE) для расчета цветовых различий. Расчет цветового расстояния согласно CIEDE 2000 максимально соответствует особенностям зрения человека.

Алгоритм формирования псевдоцветного изображения области поражения состоит в сле-

дующем. Сегментируют область флуоресценции на ИК-изображении. Признаком для сегментации является яркость. Зона патологии имеет повышенную яркость по отношению к здоровым тканям. В [13, 14] были предложены методы анализа флуоресцентных изображений, обеспечивающие высокую точность сегментации области поражения. Метод [13] использован в данном исследовании для сегментации области интереса.

Сегментированную область делят на подобласти равной яркости – выполняют кластеризацию изображения. Для решения этой задачи использован алгоритм кластеризации  $K$ -средних [15].

Алгоритм  $K$ -средних – один из самых распространенных алгоритмов кластеризации, где наиболее важным шагом является определение значения числа кластеров  $k$ . Для оценки необходимого при формировании псевдоцветного изображения числа кластеров  $k$  применен метод "локтя" [16]. В этом методе для определения числа кластеров  $k$  реализуют перебор от 1 до  $n$ , для всех значений  $k$  вычисляют сумму квадратов расстояний от каждого элемента кластеризации (пикселя) до центра кластера, к которому он принадлежит (сумма квадратов внутрикластерных расстояний – Sum):

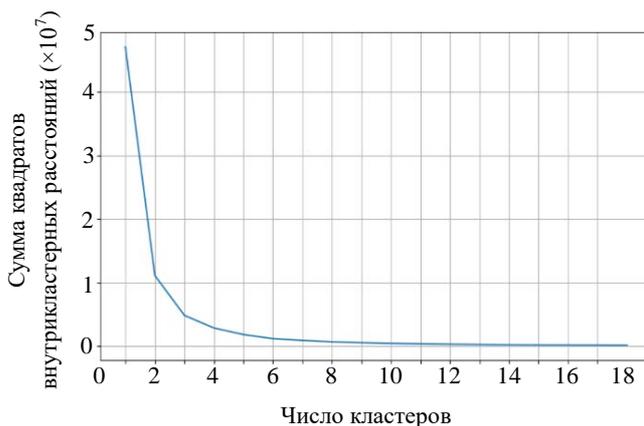
$$\text{Sum} = \sum_{k=1}^n \sum_{i \in C_k} (x_i - \mu_k)^2,$$

где  $C_k$  –  $k$ -й кластер;  $x_i$  – яркость  $i$ -го пикселя;  $\mu_k$  – яркость, соответствующая центру  $k$ -го кластера. По мере увеличения  $k$  сумма квадратов внутрикластерных расстояний уменьшается. При этом кривая зависимости суммы квадратов внутрикластерных расстояний Sum от числа кластеров  $k$  имеет точку перегиба (точку локтя), в которой происходит резкое замедление скорости уменьшения значения Sum. Значение  $k$ , соответствующее точке локтя, принимают как искомое значение числа кластеров  $k$ . На рис. 4, б показана зависимость суммы квадратов внутрикластерных расстояний Sum от различного числа кластеров для изображения, приведенного на рис. 4, а. Визуально точка локтя соответствует  $k = 6$ .

Для автоматического расчета точки локтя используют производные. Вычисляют производную первого и второго порядка функции



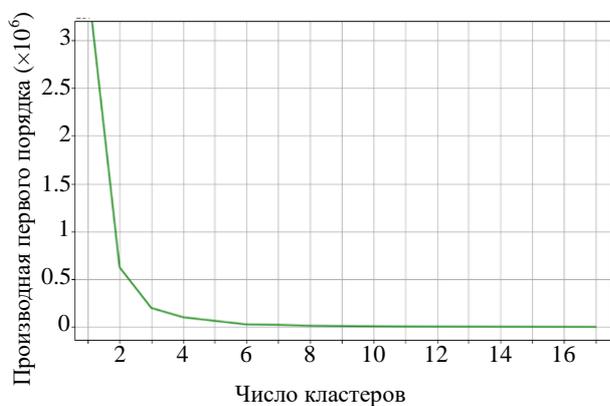
*a*



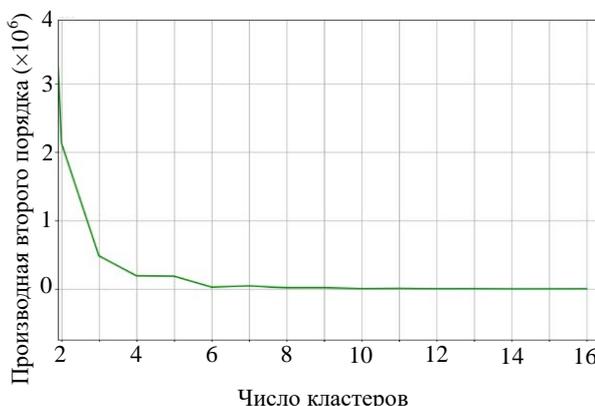
*б*

Рис. 4. Результат метода локтя: *a* – исходные изображения; *б* – зависимость суммы квадратов внутрикластерных расстояний от числа кластеров

Fig. 4. Results obtained by the elbow method: *a* – original images; *б* – dependence of the sum of squares of intra-cluster distances with the number of clusters



*a*



*б*

Рис. 5. Результат метода локтя: *a* – график производной первого порядка; *б* – график производной второго порядка  
 Fig. 5. Results obtained by the elbow method: *a* – graph of the first derivative; *б* – graph of the second derivative

зависимости суммы квадратов внутрикластерных расстояний от числа кластеров. Поскольку разница в количестве кластеров равна 1, формула имеет вид

$$\text{Sum}'(k) = \text{Sum}(k+1) - \text{Sum}(k);$$

$$\text{Sum}''(k) = \text{Sum}(k-1) + \text{Sum}(k+1) - 2\text{Sum}(k).$$

На рис. 5 представлены графики производной первого и второго порядка для зависимости  $\text{Sum}(k)$ , приведенной на рис. 4, *б*. Производная первого порядка показывает скорость изменения функции. По мере увеличения значения  $k$  скорость изменения функции, приведенной на рис. 4, *б*, продолжает медленно уменьшаться, стремясь к 0. График второй производной (рис. 5, *б*) имеет колебания около  $k = 6$ . Когда наименьшее значение  $k$  удовлетворяет условию  $\text{Sum}''(k+1) \geq \text{Sum}''(k)$ , соответствующее зна-

чение  $k$  принимают как оптимальное число кластеров. В данном случае  $k = 6$ . Видно, что результаты совпадают с оценкой, сделанной визуально по графику (рис. 5, *б*).

Определив число кластеров, применяют метод  $k$ -средних.

После решения задачи кластеризации получают разбиение области флуоресценции на подобласти близкой яркости. На основе этого разбиения формируют псевдоцветное изображение в соответствии со следующим алгоритмом.

1. Переходят в пространство Lab и вычисляют среднее значение яркости  $L_i$  для каждой подобласти  $i, i = 1, 2, \dots, K$ .

2. Вычисляют метрику CIEDE 2000 для оценки контраста между подобластями на основе среднего значения яркости каждой области

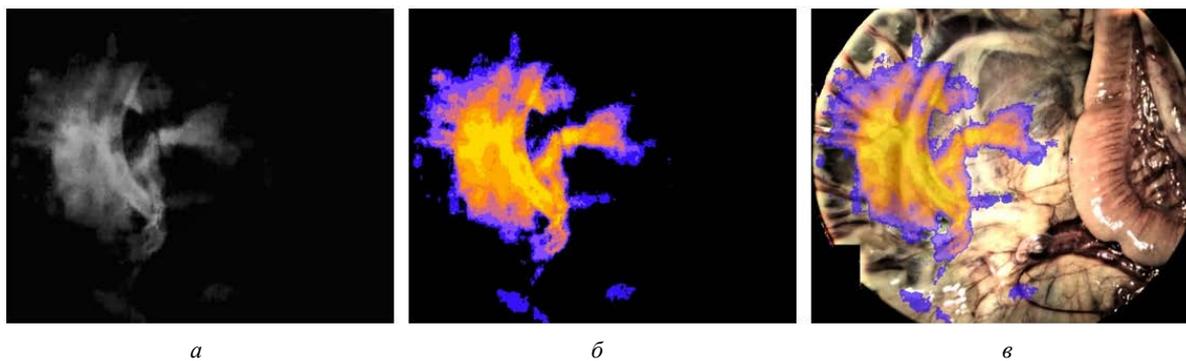


Рис. 6. Результаты слияния изображений: *a* – исходное NIR-изображение; *б* – результат псевдоцветного изображения; *в* – синтезированное изображение

Fig. 6. Results of image fusion: *a* – original NIR image; *б* – result of pseudo-color image; *в* – result of image fusion

$$dL_{ij} = \text{CIEDE 2000}(L_i, L_j),$$

$$j = i + 1, i = 1, 2, \dots, K - 1$$

3. Для каждой подобласти выбирается такой цвет, чтобы цветовое расстояние между подобластями  $i$  и  $j$  с цветами  $\text{color}_i = (R_i, G_i, B_i)$  и  $\text{color}_j = (R_j, G_j, B_j)$ , рассчитанное по метрике CIEDE 2000  $dC_{ij} = \text{CIEDE 2000}(\text{color}_i, \text{color}_j)$ , соответствовало вычисленному значению  $dL_{ij}$  между этими подобластями. Это предполагает решение задачи минимизации, сформулированной следующим образом:

$$\min_{\text{color}_i, \text{color}_j} \sum_{j=1}^K (dL_{ij} - dC_{ij})^2.$$

Следует отметить, что для больших значений  $dL_{ij}$  при определении  $dC_{ij}$  используют оценку цветового расстояния CIE76.

На рис. 6 показано псевдоцветное изображение, сформированное предложенным алгоритмом, и результат его наложения на изображение, полученное в белом свете.

В общем случае перед наложением псевдоцветного изображения на изображение, полученное в белом свете, необходимо выполнить их совмещение. Реализуют пространственное преобразование исходных изображений таким образом, чтобы характерные точки, соответствующие на них одному и тому же положению, совпадали. На практике камеры разных спектральных диапазонов закреплены и смещения между ними известны. Это значительно упрощает процедуру совмещения, поэтому в данной статье этот шаг подробно не рассматривается.

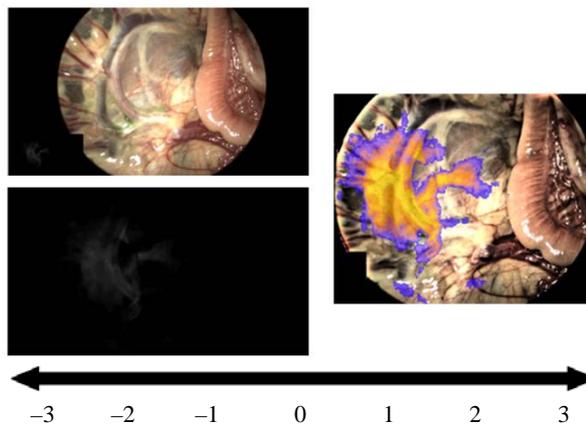


Рис. 7. Метод субъективной оценки для оценки синтезированного изображения

Fig. 7. Subjective evaluation method for evaluating the synthesized image

**Результаты экспериментального исследования.** В экспериментальном исследовании были использованы реальные лапароскопические изображения и проведена их оценка экспертами – восьмью врачами-эндоскопистами. В проведенных экспериментах эксперты сравнивали одновременно предъявленные флуоресцентные изображения и изображения, полученные в белом свете, и синтезированные изображения. Вид теста представлен на рис. 7. Использована шкала  $-3, 3$  для оценки качества изображения и точности локализации поражения. Оценка 3 означает, что синтезированное изображение лучше, а  $-3$  – лучше исходные изображения.

Результаты, полученные на каждом шаге при использовании предложенного метода визуализации представлены на рис. 8. На рис. 8, *a, б* показаны исходные изображения. На рис. 8, *в, г* показаны результаты после предобработки флуоресцентных изображений и изображений, получен-

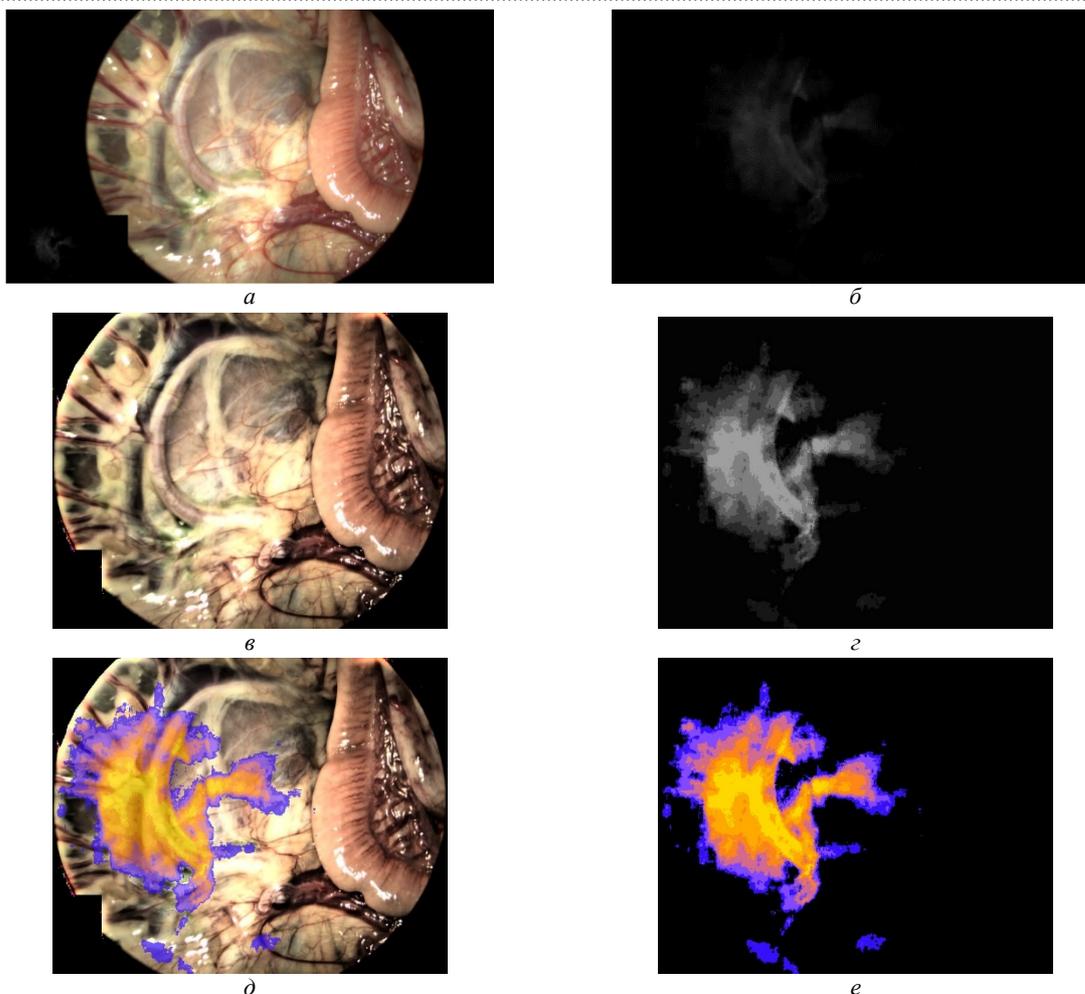


Рис. 8. Пошаговые результаты при использовании метода: *a* – исходное VIS-изображение; *б* – исходное NIR-изображение; *в* – результат предобработки VIS-изображения; *г* – результат сегментации NIR-изображения (ROI); *д* – синтезированное изображение; *е* – результат псевдоцветного изображения

Fig. 8. Step-by-step results when using the method: *a* – original VIS image; *б* – original NIR image; *в* – result of VIS image preprocessing; *г* – result of NIR image segmentation (ROI); *д* – result of fusion image; *е* – result of pseudo-color image

ных в белом свете. На рис. 8, *е* показан результат сегментации области поражения. Рис. 8, *д* демонстрирует синтезированное изображение.

В табл. 6 представлены результаты обработки и экспертная оценка.

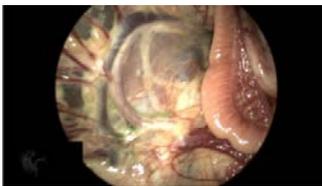
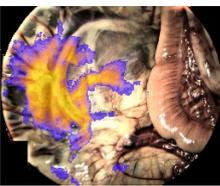
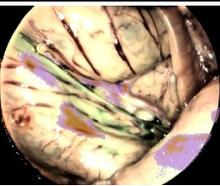
При субъективной оценке по рис. 8, *а*, *б*, *д* итоговый средний результат составляет 2.8. Эта оценка подтверждает эффективность предложенного метода.

**Заключение.** Разработан метод визуализации мультиспектральных данных, объединяющий изображения, полученные в белом свете и свете флуоресценции. Основой метода является сегментация области флуоресценции на ИК-изображении и формирование на ее основе псевдоцветного изображения, учитывающего особенности зрения человека. Формирование

псевдоцветного изображения области поражения выполнено с учетом метрики CIEDE 2000. Дополнительно в рамках проведенных исследований была оценена эффективность применения современных методов коррекции яркостной и контрастной характеристик для повышения визуального качества изображений, полученных в белом свете. Согласно полученным данным наиболее результативным является метод LSTNE с предварительной коррекцией переэкспонированных областей.

Синтезированные предложенным методом изображения были предъявлены врачам-эндоскопистам для экспертной оценки. Выполненное по методу попарного сравнения исследование показало, что большинство врачей-эндоскопистов предпочли изображение, синте-

Табл. 6. Результаты при использовании метода  
 Tab. 6. Results obtained using the proposed method

Исходное VIS-изображение	Исходное NIR-изображение	Синтезированное изображение	Результаты субъективной оценки
			2.8
			2.4
			2.8

зированное предложенным методом, одновременной визуализации изображений в белом

свете и свете флуоресценции. Средняя оценка предпочтения составляет 2.6.

### Список литературы

1. Determination of the surgical margin in laparoscopic liver resections using infrared indocyanine green fluorescence / T. Aoki, M. Murakami, T. Koizumi, K. Matsuda, A. Fujimori, T. Kusano, Y. Enami, S. Goto, M. Watanabe, K. Otsuka // *Langenbeck's Archives of Surgery*. 2018. Vol. 403. P. 671–680. doi: 10.1007/s00423-018-1685-y
2. The clinical use of indocyanine green as a near-infrared fluorescent contrast agent for image-guided oncologic surgery / B. E. Schaafsma, S. Mieog, M. Hutteman, J. R. van der Vorst, P. J. K. Kuppen, C. W. G. M. Löwik, J. V. Frangioni, C. J. H. van de Velde, A. L. Vahrmeijer // *J. of Surgical Oncology*. 2011. Vol. 104, iss. 3. P. 323–332. doi: 10.1002/jso.21943
3. Clinical applications of indocyanine green (ICG) enhanced fluorescence in laparoscopic surgery / L. Boni, G. David, A. Mangano, G. Dionigi, S. Rausei, S. Spampatti, E. Cassinotti, A. Fingerhut // *Surgical endoscopy*. 2015. Vol. 29. P. 2046–2055. doi: 10.1007/s00464-014-3895-x
4. Real-time navigation for liver surgery using projection mapping with indocyanine green fluorescence: development of the novel medical imaging projection system / H. Nishino, E. Hatano, S. Seo, T. Nitta, T. Saito, M. Nakamura, K. Hattori, M. Takatani, H. Fuji, K. Taura, S. Uemoto // *Annals of surgery*. 2018. Vol. 267, № 6. P. 1134–1140. doi: 10.1097/SLA.0000000000002172
5. The role of indocyanine green fluoroscopy for intraoperative bile duct visualization during laparoscopic cholecystectomy: an observational cohort study

- in 70 patients / P. C. Ambe, J. Plambeck, V. Fernandez-Jesberg, K. Zarras // *Patient Safety in Surgery*. 2019. Vol. 13. P. 1–7. doi: 10.1186/s13037-019-0182-8
6. Salem N., Malik H., Shams A. Medical image enhancement based on histogram algorithms // *Procedia Computer Science*. 2019. Vol. 163. P. 300–311. doi: 10.1016/j.procs.2019.12.112
7. Arigela S., Asari V. K. A locally tuned nonlinear technique for color image enhancement // *WSEAS Transactions on Signal Processing*. 2008. Vol. 4, iss. 8. P. 514–519.
8. Automatic segmentation and inpainting of specular highlights for endoscopic imaging / M. Arnold, A. Ghosh, S. Ameling, G. Lacey // *EURASIP J. on Image and Video Processing*. 2010. Vol. 2010. P. 1–12. doi: 10.1155/2010/814319
9. Correcting over-exposure in photographs / D. Guo, Y. Cheng, S. Zhuo, T. Sim // *IEEE Computer Society Conf. on Computer Vision and Pattern Recognition*. San Francisco, USA, 13–18 June 2010. IEEE, 2010. P. 515–521. doi: 10.1109/CVPR.2010.5540170
10. A new human perception-based over-exposure detection method for color images / Y.-J. Yoon, K.-Y. Byun, D.-H. Lee, S.-W. Jung, S.-J. Ko // *Sensors*. 2014. Vol. 14, iss. 9. P. 17159–17173. doi: 10.3390/s140917159
11. Automatic segmentation and inpainting of specular highlights for endoscopic imaging / M. Arnold, A. Ghosh, S. Ameling, L. Gerard // *EURASIP Journal on Image and Video Processing*. 2010. Vol. 2010. P. 1–12. doi: 10.1155/2010/814319

12. Luo M. R., Cui G., Rigg B. The development of the CIE 2000 colour-difference formula: CIEDE2000 // *Color Research & Application*. 2001. Vol. 26, iss. 5. P. 340–350. doi: 10.1002/col.1049

13. Обухова Н. А., Синь Ян. Автоматический метод сегментации флуоресцентных изображений, полученных в ближнем инфракрасном диапазоне // *Изв. вузов России. Радиоэлектроника*. 2022. Т. 25, № 6. С. 40–49. doi: 10.32603/1993-8985-2022-25-6-40-49

14. Обухова Н. А., Мотыко А. А. Автоматический метод анализа мультиспектральных кольпоско-

пических изображений для телевизионной системы диагностики рака шейки матки // *Изв. вузов России. Радиоэлектроника*. 2015. № 6. P. 24–33.

15. Sinaga K. P., Miin-Shen Yang. Unsupervised K-means clustering algorithm // *IEEE access*. 2020. Vol. 8. P. 80716–80727. doi: 10.1109/ACCESS.2020.2988796

16. Integration K-means clustering method and elbow method for identification of the best customer profile cluster / M. A. Syakur, B. K. Khotimah, E. M. Rochman, B. D. Satoto // *IOP conf. series: materials science and engineering*. 2018. Vol. 336. Art. 012017. doi: 10.1088/1757-899X/336/1/012017

### Информация об авторе

**Ян Синь** – магистр по направлению "Радиотехника" (2020), аспирантка кафедры телевидения и видеотехники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), обучающаяся в China Scholarship Council (CSC) Министерства образования Китая. Автор трех научных публикаций. Сфера научных интересов – цифровая обработка изображений.

Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5 Ф, Санкт-Петербург, 197022, Россия  
E-mail: 877355442@qq.com

### References

1. Aoki T., Murakami M., Koizumi T., Matsuda K., Fujimori A., Kusano T., Enami Y., Goto S., Watanabe M., Otsuka K. Determination of the Surgical Margin in Laparoscopic Liver Resections Using Infrared Indocyanine Green Fluorescence. *Langenbeck's Archives of Surgery*. 2018, vol. 403, pp. 671–680. doi: 10.1007/s00423-018-1685-y

2. Schaafsma B. E., Mieog S., Hutteman M., van der Vorst J. R., Kuppen P. J. K., Löwik C. W. G. M., Frangioni J. V., van de Velde C. J. H., Vahrmeijer A. L. The Clinical Use of Indocyanine Green as a Near-Infrared Fluorescent Contrast Agent for Image-Guided Oncologic Surgery. *J. of Surgical Oncology*. 2011, vol. 104, iss. 3, pp. 323–332. doi: 10.1002/jso.21943

3. Boni L., David G., Mangano A., Dionigi G., Rausei S., Spampatti S., Cassinotti E., Fingerhut A. Clinical Applications of Indocyanine Green (ICG) Enhanced Fluorescence in Laparoscopic Surgery. *Surgical Endoscopy*. 2015, vol. 29, pp. 2046–2055. doi: 10.1007/s00464-014-3895-x

4. Nishino H., Hatano E., Seo S., Nitta T., Saito T., Nakamura M., Hattori K., Takatani M., Fuji H., Taura K., Uemoto S. Real-Time Navigation for Liver Surgery Using Projection Mapping with Indocyanine Green Fluorescence: Development of the Novel Medical Imaging Projection System. *Annals of surgery*. 2018, vol. 267, no. 6, pp. 1134–1140. doi: 10.1097/SLA.0000000000002172

5. Ambe P. C., Plambeck J., Fernandez-Jesberg V., Zarras K. The Role of Indocyanine Green Fluoroscopy for Intraoperative Bile Duct Visualization during Laparoscopic Cholecystectomy: an Observational Cohort Study in 70 Patients. *Patient Safety in Surgery*. 2019, vol. 13, pp. 1–7. doi: 10.1186/s13037-019-0182-8

6. Salem N., Malik H., Shams A. Medical Image Enhancement Based on Histogram Algorithms. *Proce-*

*dia Computer Science*. 2019, vol. 163, pp. 300–311. doi: 10.1016/j.procs.2019.12.112

7. Arigela S., Asari V. K. A Locally Tuned Nonlinear Technique for Color Image Enhancement. *WSEAS Transactions on Signal Processing*. 2008, vol. 4, iss. 8, pp. 514–519.

8. Arnold M., Ghosh A., Ameling S., Lacey G. Automatic segmentation and inpainting of specular highlights for endoscopic imaging. *EURASIP J. on Image and Video Processing*. 2010, vol. 2010, pp. 1–12. doi: 10.1155/2010/814319

9. Guo D., Cheng Y., Zhuo S., Sim T. Correcting Over-Exposure in Photographs. *IEEE Computer Society Conf. on Computer Vision and Pattern Recognition*. San Francisco, USA, 13–18 June 2010. IEEE, 2010, pp. 515–521. doi: 10.1109/CVPR.2010.5540170

10. Yoon Y.-J., Byun K.-Y., Lee D.-H., Jung S.-W., Ko S.-J. A New Human Perception-Based Over-Exposure Detection Method for Color Images. *Sensors*. 2014, vol. 14, iss. 9, pp. 17159–17173. doi: 10.3390/s140917159

11. Arnold M., Ghosh A., Ameling S., Gerard L. Automatic Segmentation and Inpainting of Specular Highlights for Endoscopic Imaging. *EURASIP J. on Image and Video Processing*. 2010, vol. 2010, pp. 1–12. doi: 10.1155/2010/814319

12. Luo M. R., Cui G., Rigg B. The Development of the CIE 2000 Colour-Difference Formula: CIEDE2000. *Color Research & Application*. 2001, vol. 26, iss. 5, pp. 340–350. doi: 10.1002/col.1049

13. Obukhova N. A., Yang X. Automatic Method for Segmentation of Fluorescent Images Obtained in the Near-Infrared Region. *J. of the Russian Universities. Radioelectronics*. 2022, vol. 25, no. 6, pp. 40–49. doi: 10.32603/1993-8985-2022-25-6-40-49 (In Russ.)

14. Obukhova N. A., Motyko A. A. Automatic Method of Colposcopic Multi-Spectral Images Analysis for Television Systems Diagnostics of Cervical Cancer. J. of the Russian Universities. Radioelectronics. 2015, no. 6, pp. 24–33. (In Russ.)

15. Sinaga K. P., Miin-Shen Yang. Unsupervised K-Means Clustering Algorithm. IEEE Access. 2020,

vol. 8, pp. 80716–80727. doi: 10.1109/ACCESS.2020.2988796

16. Syakur M. A., Khotimah B. K., Rochman E. M., Satoto B. D. Integration K-Means Clustering Method and Elbow Method for Identification of the Best Customer Profile Cluster. IOP Conf. Series: Materials Science And Engineering. 2018, vol. 336, art. 012017. doi: 10.1088/1757-899X/336/1/012017

### Information about the author

**Xin Yang**, Master in Radio Engineering (2020), Postgraduate Student of the Department of Television and Video Equipment of Saint Petersburg Electrotechnical University. Postgraduate student of Education Ministry China Scholarship Council (CSC). The author of 3 scientific publications. Area of expertise: digital image processing.

Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197002, Russia

E-mail: 877355442@qq.com

---

## Правила для авторов статей

В редакцию журнала "Известия вузов России. Радиоэлектроника" необходимо представить:

- распечатку рукописи (1 экз.) – твердую копию файла статьи, подписанную всеми авторами (объем оригинальной статьи не менее 8 страниц, обзорной статьи не более 20 страниц);
- электронную копию статьи;
- отдельный файл для каждого рисунка и каждой таблицы в формате тех редакторов, в которых они были подготовлены. Размещение рисунка в электронной копии статьи не освобождает от его представления отдельным файлом;
- экспертное заключение о возможности опубликования в открытой печати (1 экз.);
- сведения об авторах и их электронную копию (на русском и английском языках) (1 экз.);
- рекомендацию кафедры (подразделения) к опубликованию (следует указать предполагаемую рубрику) (1 экз.);
- сопроводительное письмо (1 экз.).

### Принимаются к публикации статьи на русском и английском языках.

Рукопись не может быть опубликована, если она не соответствует предъявляемым требованиям и материалам, представляемым с ней.

### Структура научной статьи

Авторам рекомендуется придерживаться следующей структуры статьи:

- Заголовочная часть:
  - УДК (выравнивание по левому краю);
  - название статьи;
  - авторы (перечень авторов – Ф. И. О. автора (-ов) полностью. Инициалы ставятся перед фамилиями, после каждого инициала точка и пробел; инициалы не отрываются от фамилии. Если авторов несколько – Ф. И. О. разделяются запятыми), если авторов больше 3, необходимо в конце статьи указать вклад каждого в написание статьи;
  - место работы каждого автора и почтовый адрес организации. Если авторы относятся к разным организациям, то после указания всех авторов, относящихся к одной организации, дается ее наименование, а затем список авторов, относящихся ко второй организации, наименование второй организации, и т. д.;
  - аннотация – 200–250 слов, характеризующих содержание статьи;
  - ключевые слова – 5–7 слов и/или словосочетаний, отражающих содержание статьи, разделенных запятыми; в конце списка точка не ставится;
  - источник финансирования – указываются источники финансирования (гранты, совместные проекты и т. п.). Не следует использовать сокращенные названия институтов и спонсирующих организаций;
  - благодарности. В данном разделе выражается признательность коллегам, которые оказывали помощь в выполнении исследования или высказывали критические замечания в адрес статьи. Прежде чем выразить благодарность, необходимо заручиться согласием тех, кого планируете поблагодарить;
  - конфликт интересов – авторы декларируют отсутствие явных и потенциальных конфликтов интересов, связанных с публикацией настоящей статьи. Например, «Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов». Если конфликт интересов возможен, то необходимо пояснение (см. <https://publicationethics.org>).
- Заголовочная часть на английском языке:
  - название (Title);

- авторы (Authors);
  - место работы каждого автора (Affiliation). Необходимо убедиться в корректном (согласно уставу организации) написании ее названия на английском языке. Перевод названия возможен лишь при отсутствии англоязычного названия в уставе. Если авторы относятся к разным организациям, то после указания всех авторов, относящихся к одной организации, дается ее наименование, затем приводится список авторов, относящихся ко второй организации, наименование второй организации, и т. д.;
  - аннотация (Abstract);
  - ключевые слова (Keywords);
  - источник финансирования (Acknowledgements);
  - конфликт интересов (Conflict of interest).
- Текст статьи.
  - Приложения (при наличии).
  - Авторский вклад. Если авторов больше 3, необходимо указать вклад каждого в написание статьи.
  - Список литературы (библиографический список);
  - Информация об авторах.

**Название статьи** должно быть информативным, с использованием основных терминов, характеризующих тему статьи, и четко отражать ее содержание в нескольких словах. Хорошо сформулированное название – гарантия того, что работа привлечет читательский интерес. Следует помнить, что название работы прочтут гораздо больше людей, чем ее основную часть.

**Авторство** и место в перечне авторов определяется договоренностью последних. При примерно равном авторском вкладе рекомендуется алфавитный порядок.

**Аннотация** представляет собой краткое описание содержания изложенного текста. Она должна отражать актуальность, постановку задачи, пути ее решения, фактически полученные результаты и выводы. Содержание аннотации рекомендуется представить в структурированной форме:

**Введение.** Приводится общее описание исследуемой области, явления. Аннотацию не следует начинать словами «Статья посвящена...», «Цель настоящей статьи...», так как вначале надо показать необходимость данного исследования в силу пробела в научном знании, почему и зачем проведено исследование (описать кратко).

**Цель работы.** Постановка цели исследования (цель может быть заменена гипотезой или исследовательскими вопросами).

**Материалы и методы.** Обозначение используемой методологии, методов, процедуры, где, как, когда проведено исследование и пр.

**Результаты.** Основные результаты (приводятся кратко с упором на самые значимые и привлекательные для читателя/научного сообщества).

**Обсуждение (Заключение).** Сопоставление с другими исследованиями, описание вклада исследования в науку.

В аннотации не следует упоминать источники, использованные в работе, пересказывать содержание отдельных разделов.

При написании аннотации необходимо соблюдать особый стиль изложения: избегать длинных и сложных предложений, выражать мысли максимально кратко и четко. Составлять предложения только в настоящем времени и только от третьего лица.

Рекомендуемый объем аннотации – 200–250 слов.

**Ключевые слова** – набор слов, отражающих содержание текста в терминах объекта, научной отрасли и методов исследования. Рекомендуемое количество ключевых слов/фраз – 5–7, количество слов внутри ключевой фразы – не более 3.

**Текст статьи** излагается в определенной последовательности. Рекомендуется придерживаться формата IMRAD (Introduction, Methods, Results, Discussion; Введение, Методы, Результаты, Обсуждение):

**Введение.** Во введении автор знакомит с предметом, задачами и состоянием исследований по теме публикации; при этом необходимо обязательно ссылаться на источники, из которых берется информация. Автор приводит описание "белых пятен" в проблеме или того, что еще не сделано, и формулирует цели и задачи исследования.

В тексте могут быть применены сноски, которые нумеруются арабскими цифрами. В сносках могут быть размещены: ссылки на анонимные источники из Интернета, ссылки на учебники, учебные пособия, ГОСТы, авторефераты, диссертации (если нет возможности процитировать статьи, опубликованные по результатам диссертационного исследования).

**Методы.** Необходимо описать теоретические или экспериментальные методы исследования, используемое оборудование и т. д., чтобы можно было оценить и/или воспроизвести исследование. Метод или методологию проведения исследования целесообразно описывать в том случае, если они отличаются новизной.

Научная статья должна отображать не только выбранный инструментарий и полученные результаты, но и логику самого исследования или последовательность рассуждений, в результате которых получены теоретические выводы. По результатам экспериментальных исследований целесообразно описать стадии и этапы экспериментов.

**Результаты.** В этом разделе представлены экспериментальные или теоретические данные, полученные в ходе исследования. Результаты даются в обработанном варианте: в виде таблиц, графиков, диаграмм, уравнений, фотографий, рисунков. В этом разделе приводятся только факты. В описании полученных результатов не должно быть никаких пояснений – они даются в разделе «Обсуждение».

**Обсуждение (Заключение и Выводы).** В этой части статьи авторы интерпретируют полученные результаты в соответствии с поставленными задачами исследования, приводят сравнение полученных собственных результатов с результатами других авторов. Необходимо показать, что статья решает научную проблему или служит приращению нового знания. Можно объяснять полученные результаты на основе своего опыта и базовых знаний, приводя несколько возможных объяснений. Здесь излагаются предложения по направлению будущих исследований.

**Список литературы** (библиографический список) содержит сведения о цитируемом, рассматриваемом или упоминаемом в тексте статьи литературном источнике. В список литературы включаются только рецензируемые источники (статьи из научных журналов и монографии).

Список литературы должен иметь не менее 15 источников (из них, при наличии, не более 20 % – на собственные работы), имеющих статус научных публикаций.

Приветствуются ссылки на современные англоязычные издания (требования МНБД Scopus – 80 % цитируемых англоязычных источников).

Ссылки на неопубликованные и нетиражированные работы не допускаются. Не допускаются ссылки на учебники, учебные пособия, справочники, словари, диссертации и другие малотиражные издания.

Если описываемая публикация имеет цифровой идентификатор Digital Object Identifier (DOI), его необходимо указывать в самом конце библиографической ссылки в формате "doi: ...". Проверять наличие DOI статьи следует на сайте: <http://search.crossref.org> или <https://www.citethisforme.com>.

Нежелательны ссылки на источники более 10–15-летней давности, приветствуются ссылки на современные источники, имеющие идентификатор doi.

За достоверность и правильность оформления представляемых библиографических данных авторы несут ответственность вплоть до отказа в праве на публикацию.

**Аннотация на английском языке (Abstract)** в русскоязычном издании и международных базах данных является для иностранных читателей основным и, как правило, единственным источником информации о содержании статьи и изложенных в ней результатах исследований. Зарубежные специалисты по аннотации оценивают публикацию, определяют свой интерес к работе российского ученого, могут использовать ее в своей публикации и сделать на нее ссылку, открыть дискуссию с автором.

Текст аннотации должен быть связным и информативным. При написании аннотации рекомендуется использовать Present Simple Tense. Present Perfect Tense является допустимым. Рекомендуемый объем – 200–250 слов.

**Список литературы (References)** для зарубежных баз данных приводится полностью отдельным блоком, повторяя список литературы к русскоязычной части. Если в списке литературы есть ссылки на иностранные публикации, то они полностью повторяются в списке, готовящемся в романском алфавите. В References совершенно недопустимо использовать российский ГОСТ 7.0.5–2008. Библиографический список представляется с переводом русскоязычных источников на латиницу. При этом применяется транслитерация по системе BSI (см. <http://ru.translit.net/?account=bsi>).

Типовые примеры описания в References приведены на сайте журнала <https://re.eltech.ru>.

### **Сведения об авторах**

Включают для каждого автора фамилию, имя, отчество (полностью), ученую или академическую степень, ученое звание (с датами присвоения и присуждения), почетные звания (с датами присвоения и присуждения), краткую научную биографию, количество печатных работ и сферу научных интересов (не более 5–6 строк), название организации, должность, служебный и домашний адреса, служебный и домашний телефоны, адрес электронной почты. Если ученых и/или академических степеней и званий нет, то следует указать место получения высшего образования, год окончания вуза и специальность. Также требуется включать идентификационный номер исследователя ORCID (Open Researcher and Contributor ID), который отображается как адрес вида <http://orcid.org/xxxx-xxxx-xxxx-xxxx>. При этом важно, чтобы кабинет автора в ORCID был заполнен информацией об авторе, имел необходимые сведения о его образовании, карьере, другие статьи. Вариант «нет общедоступной информации» при обращении к ORCID не допускается. В сведениях следует указать автора, ответственного за прохождение статьи в редакции.

### **Правила оформления текста**

Текст статьи подготавливается в текстовом редакторе Microsoft Word. Формат бумаги А4. Параметры страницы: поля – верхнее и нижнее 2.5 см, левое и правое 2.25 см; колонтитулы – верхний 1.5 см, нижний 2.5 см. Применение полужирного и курсивного шрифтов допустимо при крайней необходимости.

Дополнительный, поясняющий текст следует выносить в подстрочные ссылки при помощи знака сноски, а при большом объеме – оформлять в виде приложения к статье. Ссылки на формулы и таблицы даются в круглых скобках, ссылки на использованные источники (литературу) – в квадратных прямых.

Все сведения и текст статьи набираются гарнитурой "Times New Roman"; размер шрифта основного текста 11 pt, остальных сведений 10 pt; выравнивание по ширине; абзацный отступ 0.6 см; межстрочный интервал "Множитель 1.1"; автоматическая расстановка переносов.

Правила верстки списка литературы, формул, рисунков и таблиц подробно описаны на сайте <https://re.eltech.ru>.

### **Перечень основных тематических направлений журнала**

Тематика журнала соответствует номенклатуре научных специальностей:

2.2 – Электроника, фотоника, приборостроение и связь:

2.2.1 – Вакуумная и плазменная электроника.

2.2.2 – Электронная компонентная база микро- и нанoeлектроники, квантовых устройств.

2.2.3 – Технология и оборудование для производства материалов и приборов электронной техники.

2.2.4 – Приборы и методы измерения (по видам измерений).

2.2.5 – Приборы навигации.

2.2.6 – Оптические и оптико-электронные приборы и комплексы.

2.2.7 – Фотоника.

- 2.2.8 – Методы и приборы контроля и диагностики материалов, изделий, веществ и природной среды.
- 2.2.9 – Проектирование и технология приборостроения и радиоэлектронной аппаратуры.
- 2.2.10 – Метрология и метрологическое обеспечение.
- 2.2.11 – Информационно-измерительные и управляющие системы.
- 2.2.12 – Приборы, системы и изделия медицинского назначения.
- 2.2.13 – Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения.
- 2.2.14 – Антенны, СВЧ-устройства и их технологии.
- 2.2.15 – Системы, сети и устройства телекоммуникаций.
- 2.2.16 – Радиолокация и радионавигация.

Указанные специальности представляются в журнале следующими основными рубриками:

"Радиотехника и связь":

- Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов.
- Проектирование и технология радиоэлектронных средств.
- Телевидение и обработка изображений.
- Электродинамика, микроволновая техника, антенны.
- Системы, сети и устройства телекоммуникаций.
- Радиолокация и радионавигация.

"Электроника":

- Микро- и нанoeлектроника.
- Квантовая, твердотельная, плазменная и вакуумная электроника.
- Радиофотоника.
- Электроника СВЧ.

"Приборостроение, метрология и информационно-измерительные приборы и системы":

- Приборы и системы измерения на основе акустических, оптических и радиоволн.
- Метрология и информационно-измерительные приборы и системы.
- Приборы медицинского назначения, контроля среды, веществ, материалов и изделий.

Адрес редакционной коллегии: 197022, Санкт-Петербург, ул. Проф. Попова, 5 литера Ф, СПбГЭТУ "ЛЭТИ", редакция журнала "Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника"

Технические вопросы можно выяснить по адресу [radioelectronic@yandex.ru](mailto:radioelectronic@yandex.ru)

*Известия высших учебных заведений России.* **РАДИОЭЛЕКТРОНИКА**  
*Journal of the Russian Universities.* **RADIOELECTRONICS**

Том 27 № 1 2024

Vol. 27 No. 1 2024

*Научные редакторы* А. М. Мончак, П. В. Апалина  
*Редакторы* Э. К. Долгатов, И. Г. Скачек  
*Компьютерная верстка* Е. И. Третьяковой

*Science Editors* A. M. Monchak, P. V. Apalina  
*Editors* E. K. Dolgatov, I. G. Skachek  
*DTP Professional* E. I. Tretyakova

---

Подписано в печать 29.02.24. Формат 60×84 1/8.

Бумага офсетная. Печать цифровая.

Уч.-изд. л. 15.86. Печ. л. 15.25. Тираж 300 экз. (1-й завод 1–150 экз.) Заказ 21.

Цена свободная.

Signed to print 29.02.24. Sheet size 60×84 1/8.

Educational-ed. liter. 15.86. Printed sheets 15.25. Number of copies 300.

Printing plant 1–150 copies. Order no. 21.

Free price.

---

Издательство СПбГЭТУ «ЛЭТИ»  
197022, С.-Петербург, ул. Проф. Попова, 5 Ф

ETU Publishing house  
5 F Prof. Popov St., St Petersburg 197022, Russia