



DOI: 10.32603/1993-8985

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

Известия высших учебных заведений России

РАДИОЭЛЕКТРОНИКА

Том 26 № 2 2023



Journal of the Russian Universities

RADIOELECTRONICS

Vol. 26 No. 2 2023

Санкт-Петербург
Издательство СПбГЭТУ «ЛЭТИ»

2023

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

Alexei KANAREYKIN, Dr Sci., гл. исполн. директор, Euclid TechLabs LLC, Солон, США

Erkki LANDERANTA, 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 им. 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

Alexei KANAREYKIN, Dr Sci. (Phys.-Math.), President/CEO of Euclid TechLabs LLC, Solom, USA

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

- Дворников С. В., Пшеничников А. В., Крячко А. Ф., Бибарсов М. Р., Бибарсова Г. Ш.
Теоретические предложения по повышению помехоустойчивости приема
многопозиционных сигналов в каналах с переменными параметрами.....6

Электродинамика, микроволновая техника, антенны

- Козырев А. Б., Комлев А. Е., Сосунов А. М., Алтынников А. Г., Платонов Р. А.
Исследование свойств композитного материала для СВЧ-применений на основе PTFE
с различной концентрацией и размером частиц керамического наполнителя.....16
- Павлов И. Д. Исследование влияния антенных элементов миллиметрового диапазона
на ошибки пеленгации фазовым методом.....25

Проектирование и технология радиоэлектронных средств

- Алхадж Хасан А., Газизов Т. Р. Сравнение измеренных частотных характеристик
печатных плат с модальным резервированием до и после отказа при разных температурах.....37

Радиолокация и радионавигация

- Сердюков И. С., Веремьев В. И., Нгуен Ван Туан. Методология разработки программного
обеспечения управления и сбора данных для систем автономного мониторинга с большим
объемом генерируемой информации на примере программного комплекса управления
гидрологическим радиолокатором.....52
- Монаков А. А. Алгоритм обнаружения треков на основе вычисления корреляции следов
в аккумуляторе Хафа.....65

Радиофотоника

- Михайлов И. И., Ламкин И. А., Дегтерев А. Э., Романович М. М., Павлова М. Д.,
Курочкина М. А., Тарасов С. А., Кузьмина У. А. Фоточувствительные структуры с каскадными
концентраторами излучения на основе коллоидных квантовых точек халькогенидов металлов.....78

Приборы и системы измерения на основе акустических, оптических и радиоволн

- Шевченко С. Ю., Михайленко Д. А. Оптимальный габаритный параметр кольцевого
резонатора на поверхностных акустических волнах.....89

Метрология и информационно-измерительные приборы и системы

- Нгуен Чонг Иен, Нгуен Куок Хань, Нгуен Ван Хой. Метод подавления случайных шумов
инерциальных датчиков на основе комплексирования AR-модели и адаптивного фильтра
Калмана типа SRUKF при начальной выставке БИНС на неподвижном основании.....101

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

- Солиман Х., Сали С. Классификация аритмий с использованием предварительно обученной
модели глубокого обучения с бинарными изображениями сегментированной ЭКГ.....120

От редакции

- Правила для авторов статей.....128

CONTENTS

Original articles

Radio Electronic Facilities for Signal Transmission, Reception and Processing

- Dvornikov S. V., Pshenichnikov A. V., Kryachko A. F., Bibarsov M. R., Bibarsova G. Sh.**
Theoretical Proposals for Improving the Noise Immunity of Receiving Multi-Position
Signals in Channels with Variable Parameters.....6

Electrodynamics, Microwave Engineering, Antennas

- Kozyrev A. B., Komlev A. E., Sosunov A. M., Altyunnikov A. G., Platonov R. A.**
Research into the Properties of a Composite Material for Microwave Applications Based on PTFE
with Different Concentrations and Particle Sizes of Ceramic Filler.....16
- Pavlov I. D.** Research into the Influence of Millimeter-Wave Antennas on Direction Finding Errors
by Phase Method.....25

Engineering Design and Technologies of Radio Electronic Facilities

- Alhaj Hasan A., Gazizov T. R.** Comparing the Measured Frequency Characteristics of PCBs
with Modal Reservation Before and After Failure at Different Temperatures.....37

Radar and Navigation

- Serdiukov I. S., Veremyev V. I., Nguyen Van Tuan.** Software Methodology for Data Control
and Collection for Autonomous Monitoring Systems with a Large Amount of Generated Information
on the Example of Software for a Hydrological Radiolocation System.....52
- Monakov A. A.** Track Detection Algorithm Based on Trace Correlation Using Hough Transform.....65

Microwave Photonics

- Mikhailov I. I., Lamkin I. A., Degterev A. E., Romanovich M. M., Pavlova M. D.,
Kurachkina M. A., Tarasov S. A., Kuzmina U. A.** Photo-sensitive Structures with Cascade
Radiation Concentrators Based on Colloidal Quantum Dots of Metal Chalcogenides.....78

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

- Shevchenko S. Yu., Mikhailenko D. A.** Optimal Overall Dimensions of a Surface Acoustic
Waves Ring Resonator.....89

Metrology and Information-Measuring Devices and Systems

- Nguyen Trong Yen, Nguyen Quoc Khanh, Nguyen Van Khoi.** Random Noise Suppression Method
for Inertial Sensors Based on AR Model and Adaptive Kalman Filter of Type SRUKF Complexing
in the SINS Alignment on Stationary Platform.....101

Medical Devices, Environment, Substances, Material and Product

- Soliman H., Sali S.** Classification of Arrhythmias Using a Pre-trained Deep Learning Model
with Binary Images of Segmented ECG.....120

From the Editor

- Author's Guide**.....128

Теоретические предложения по повышению помехоустойчивости приема многопозиционных сигналов в каналах с переменными параметрами

С. В. Дворников^{1,2}, А. В. Пшеничников¹,
А. Ф. Крячко², М. Р. Бибарсов^{1,2}✉, Г. Ш. Бибарсова¹

¹ Военная академия связи им. Маршала Советского Союза
С. М. Буденного, Санкт-Петербург, Россия

² Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения, Санкт-Петербург, Россия

✉ bibarsovmr@rambler.ru

Аннотация

Введение. В настоящее время для повышения помехоустойчивости приема многопозиционных сигналов в каналах с переменными параметрами применяют различные сигнальные конструкции (СК). В частности, в системах связи и телевизионном стандарте DVB-T2 это сигналы квадратурной амплитудной модуляции (КАМ) с трансформированными констелляционными диаграммами. Однако существующие модели СК при практических расчетах систем связи не учитывают случайный характер изменения фаз трансформированного сигнального созвездия. Это, в свою очередь, приводит к расхождению аналитического значения вероятности ошибки с реальным вследствие асинхронизма в радиолинии. Предлагаемая модель СК и полученное аналитическое соотношение позволяют учитывать вносимые фазовые искажения в каналах с переменными параметрами.

Цель работы. Разработка теоретических предложений по повышению эффективности приема сигналов КАМ в радиоканалах с переменными параметрами.

Материалы и методы. Рассматриваемая трансформированная модель СК и полученное аналитическое соотношение описаны на основе теории связи, теории сигналов в предметной области методов исследования помехоустойчивости. Это, в свою очередь, позволяет проанализировать влияние фазовых искажений в каналах с переменными параметрами на значение вероятности ошибки приема элементов сигналов КАМ.

Результаты. Предложена трансформированная модель СК с улучшенными энергетическими характеристиками и аналитическое соотношение для расчета вероятности ошибки приема элементов сигналов КАМ. Сформулированы теоретические предложения по повышению помехоустойчивости приема многопозиционных сигналов в каналах с переменными параметрами.

Заключение. Разработанные теоретические предложения по повышению помехоустойчивости многопозиционных квадратурных сигнальных конструкций в каналах с переменными параметрами позволяют улучшить их энергетические характеристики с учетом фазовых искажений, вносимых каналом связи. Представленная зависимость дает возможность оценить взаимосвязь между значениями вероятности парной ошибки приема элементов сигналов КАМ и пределами изменения фазовых сдвигов, вносимых каналом связи с переменными параметрами. Кроме того, указанные теоретические предложения предопределили направления дальнейших исследований, заключающиеся в разработке научно-практических предложений по повышению помехоустойчивости квадратурных многопозиционных сигналов: алгоритм и структурную схему компенсации фазовых сдвигов, вносимых в каналах связи; обработку амплитудных значений сигнала, предполагающую различие трактов по частоте-поляризации и определяющую точность устранения фазовых искажений.

Ключевые слова: многопозиционные сигналы, канал с переменными параметрами, помехоустойчивость СК, сигнальное созвездие, фазовые искажения, вероятность парной ошибки, отношение сигнал/шум

Для цитирования: Теоретические предложения по повышению помехоустойчивости приема многопозиционных сигналов в каналах с переменными параметрами / С. В. Дворников, А. В. Пшеничников, А. Ф. Крячко, М. Р. Бибарсов, Г. Ш. Бибарсова // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2023. Т. 26, № 2. С. 6–15. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-2-6-15

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 15.02.2023; принята к публикации после рецензирования 16.03.2023; опубликована онлайн 28.04.2023

Theoretical Proposals for Improving the Noise Immunity of Receiving Multi-Position Signals in Channels with Variable Parameters

Sergey V. Dvornikov^{1,2}, Alexander V. Pshenichnikov¹,
Alexander F. Kryachko², Marat R. Bibarsov^{1,2}✉, Gulnara Sh. Bibarsova¹

¹ Military Telecommunications Academy, St Petersburg, Russia

² Saint Petersburg State University of Aerospace Instrumentation, St Petersburg, Russia

✉ bibarsovmr@rambler.ru

Abstract

Introduction. At present, the noise immunity of receiving multi-position signals in channels with variable parameters is improved using various signal structures (SS). In particular, in communication systems and the DVB-T2 television standard, these are quadrature amplitude modulation (QAM) signals with transformed constellation diagrams. However, in practical calculations of communication systems, the existing SS models fail to take into account the random nature of changes in the phases of the transformed signal constellation. This, in turn, leads to a discrepancy between the analytical value of error probability and its real value due to asynchronism in the radio link. The SS model proposed in this paper and the obtained analytical ratio take into account the introduced phase distortions in channels with variable parameters.

Aim. Development of theoretical proposals for improving the efficiency of receiving QAM signals in radio channels with variable parameters.

Materials and methods. The considered transformed SS model and the resulting analytical relation are described on the basis of communication theory and signal theory in the subject area of noise immunity research methods. This, in turn, enables analysis of the effect of phase distortions in channels with variable parameters on the error probability of receiving QAM signal elements.

Results. A transformed SS model with improved energy characteristics and an analytical relation for calculating the error probability of receiving QAM signal elements are proposed. Theoretical proposals for improving the noise immunity of receiving multi-position signals in channels with variable parameters are formulated.

Conclusion. The developed theoretical proposals for improving the noise immunity of multi-position quadrature signal structures in channels with variable parameters make it possible to improve their energy characteristics, taking into account phase distortions introduced by the communication channel. The presented dependence makes it possible to evaluate the relationship between the values of the probability of a pair error of receiving QAM signal elements and the limits of the change in phase shifts introduced by a communication channel with variable parameters. Future research will address the development of scientific and practical proposals for improving the noise immunity of quadrature multi-position signals, including an algorithm and block diagram for compensating phase shifts introduced in communication channels; processing of the amplitude values of the signal, which assumes the difference in the paths in terms of frequency-polarization and determines the accuracy of eliminating phase distortions.

Keywords: multi-position signals, channel with variable parameters, signal structure noise immunity, signal constellation vector, phase distortions, pair error probability, signal-to-noise ratio

For citation: Dvornikov S. V., Pshenichnikov A. V., Kryachko A. F., Bibarsov M. R., Bibarsova G. Sh. Theoretical Proposals for Improving the Noise Immunity of Receiving Multi-Position Signals in Channels with Variable Parameters. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2023, vol. 26, no. 2, pp. 6–15. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-2-6-15

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

Submitted 15.02.2023; accepted 16.03.2023; published online 28.04.2023

Введение. В современных условиях развития радиотехники с точки зрения повышения помехоустойчивости особое внимание привлекают многопозиционные сигналы в каналах с

переменными параметрами [1–7]. В частности, это сигнальные конструкции (СК) квадратурной амплитудной модуляции (КАМ), которые получают разложением на синфазную и квад-

ратурную составляющие сигнала. Такие СК широко применяют в системах связи и телевизионном стандарте DVB-T2.

Ансамбль сигнала КАМ содержит точки, находящиеся на разном расстоянии от начала координат на сигнальном созвездии (СС). Энергия сигнала непостоянна и зависит от конкретной реализации сигнала. Сигнальное пространство при КАМ используется более эффективно при одинаковой позиционности модуляции, чем при фазовой манипуляции, что проявляется в увеличении минимального расстояния между сигнальными точками СС.

Известно [1–4], что критерием помехоустойчивости СК является минимальное евклидово расстояние (МЕР), характеризующее степень различимости сигналов. При фиксированном МЕР увеличение размера СС приводит к увеличению средней энергии на символ. Это, в свою очередь, снижает чувствительность приемника. Текущее значение отношения сигнал/шум (ОСШ), необходимое для заданной вероятности ошибок в битах, зависит от формы созвездия с их различным количеством и расположением точек СС.

С другой стороны, помехоустойчивость СК также определяется отношением максимальной мощности сигнала к ее среднему значению. Этот энергетический показатель известен как пик-фактор (ПФ).

Более предпочтительными, с точки зрения значения ПФ, являются сигналы фазовой манипуляции. Однако по показателю МЕР сигналы КАМ более помехоустойчивы.

Необходимо отметить, что стандартные сигналы квадратурной амплитудной модуляции практически не реализуются в современных системах радиосвязи, поскольку обладают низкими энергетическими характеристиками и наиболее чувствительны к изменению параметров синхронизации, особенно к вносимым фазовым искажениям в канале радиосвязи. Поэтому целесообразно применение трансформированных СК, устраняющих указанные недостатки.

Целью настоящей статьи является разработка теоретических предложений по повышению эффективности приема сигналов КАМ в радиоканалах с переменными параметрами.

Для достижения указанной цели решаются следующие задачи:

1. Анализ энергетических показателей многопозиционных сигналов в каналах с переменными параметрами.
2. Анализ трансформированных СС КАМ-16.
3. Вывод основных соотношений, связывающих вероятность парной ошибки с текущим значением ОСШ.
4. Численное моделирование и выявление на основе полученных результатов наиболее общих закономерностей, связывающих вероятность парной ошибки с ОСШ для моделей СК: стандартной КАМ-16, трансформированной КАМ-16, трансформированной КАМ-16 по альтернативному варианту, трансформированной КАМ-16 с учетом фазовых искажений.

Энергетические показатели квадратурных сигналов. Сигнал, поступающий на вход приемника, определяется как физически реализуемая функция:

$$z(t) = q(t)s_n(t) + \xi(t)M; \quad 0 \leq t \leq T,$$

где $q(t)$ – коэффициент передачи канала радиосвязи; $s_n(t)$ – многопозиционный сигнал, принимающий одно из M возможных значений ($n = \overline{0, M-1}$); $\xi(t)$ – аддитивный белый гауссов шум; T – длительность импульса.

Для классической модели с аддитивным белым гауссовым шумом коэффициент передачи канала радиосвязи определяется как $q(t) = 1$. В случае если q является случайной величиной, т. е. $q(t) = q$, получаем модель радиоканала с амплитудными (неселективными) замираниями. При этом сигнал в виде символа практически не расширяется, а межсимвольные искажения отсутствуют. Фаза принимаемого сигнала будет оцениваться практически без ошибок, если $T < \tau_s$, где τ_s – интервал замираний.

Согласно [1–3] принимаемый сигнал представим в следующем виде:

$$s_n(t) = \sum_{v=1}^N s_{nv} \varphi_v(t),$$

где N – количество базисных функций; $\varphi_v(t)$ – базисные функции. Тогда это позволяет геометрически интерпретировать сигнал $s_n(t)$.

Энергия многопозиционного сигнала в этом случае определяется следующим выражением:

$$E_n = \sum_{v=1}^N s_{nv}^2. \quad (1)$$

Рассмотрим энергетические показатели модели сигнала $s_n(t)$, определяющие ее помехоустойчивость. Выражение для определения МЕР имеет вид

$$d_{nk} = \sqrt{\sum_{v=1}^N (s_{nv} - s_{kv})^2} = \sqrt{E_n + E_k - E_{nk}}, \quad (2)$$

где $n, k = \overline{0, M-1}$; E_n, E_k – собственные энергии n -го и k -го импульсов; E_{nk} – взаимная энергия импульсов. При $n \neq k$: $d_{nk} \neq 0$.

В соответствии с определением запишем выражение для ПФ:

$$\Pi^2 = E_{\max}/E_{\text{ср}}, \quad (3)$$

где $E_{\max}, E_{\text{ср}}$ – максимальная и средняя энергия импульса.

Формулы (1)–(3) определяют коэффициенты помехоустойчивости СС при максимальной и средней энергии сигнала:

$$G_{\max} = \left(\frac{d_{nk}}{2\sqrt{E_{\max}}} \right)^2; \quad G_{\text{ср}} = \left(\frac{d_{nk}}{2\sqrt{E_{\text{ср}}}} \right)^2. \quad (4)$$

Максимальное и среднее ОСШ при этом можно представить в следующем виде:

$$h_{\max}^2 = \frac{E_{\max}}{N_0}; \quad h_{\text{ср}}^2 = \frac{E_{\text{ср}}}{N_0}, \quad (5)$$

где N_0 – спектральная плотность шума.

Тогда с учетом (3)–(5) максимальную энергию сигнала представим следующим образом:

$$h_{\max}^2 = \Pi^2 \frac{E_{\text{ср}}}{N_0}. \quad (6)$$

Выражения для определения, соответственно, максимальной и средней энергии, затраченной для передачи одного бита, будут иметь вид

$$E_{b\max} = \frac{E_{\max}}{\log_2 M}; \quad E_{b\text{ср}} = \frac{E_{\text{ср}}}{\log_2 M}. \quad (7)$$

Из (5)–(7) получим максимальное и среднее ОСШ:

$$h_{b\max}^2 = \frac{E_{b\max}}{N_0}; \quad h_{b\max}^2 = \Pi^2 h_{b\text{ср}}^2. \quad (8)$$

$$h_{b\text{ср}}^2 = \frac{E_{b\text{ср}}}{N_0}; \quad h_{\text{ср}}^2 = h_{b\text{ср}}^2 \log_2 M. \quad (9)$$

Таким образом, проведенный анализ энергетических показателей квадратурных сигналов (1)–(9) позволяет сделать следующие выводы:

1. Помехоустойчивость различных моделей многопозиционных сигналов определяется только ее энергетическими показателями.

2. Повышение помехоустойчивости приема многопозиционных сигналов определяется управлением ее параметров.

Трансформация модели сигнального созвездия КАМ-16. В качестве прототипа разрабатываемого сигнала для систем радиосвязи выберем модель КАМ-16. Такие сигналы имеют высокоскоростной модуляционный формат и в телевизионном стандарте DVB-T2 с трансформированными СС передаются по каналу: мультиплексирование с ортогональным частотным разделением каналов.

В отличие от стандартной КАМ-16 в трансформированном СС по стандарту DVB-T2 осуществляется поворот всех точек сигнального созвездия на 16.8° (рис. 1) [5]. В результате

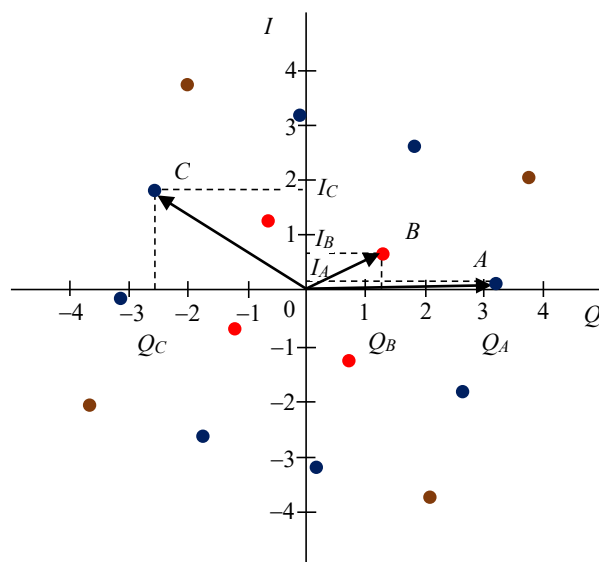


Рис. 1. Модель сигнала КАМ-16, трансформированная по телевизионному стандарту DVB-T2

Fig. 1. Model of the KAM-16 signal, transformed according to the DVB-T2 standard

такого сдвига СС значения I_A и Q_A больше не встречаются ни у одной из точек конstellационной диаграммы, кроме точки A (см. рис. 1). Таким образом, каждая точка в модели сигнала КАМ-16 получает свои уникальные координаты по осям Q и I , которые принадлежат только ей.

Модель сигнала КАМ-16, представленная на рис. 1, предоставляет возможность восстановления любой произвольной точки СС по одному из значений I_A или Q_A . Однако в полученной модели ее энергетические параметры не изменяются, поэтому стремление к более эффективному использованию сигнального пространства привело к разработке другой модели СК КАМ-16, представленной на рис. 2 [8].

При разработке такой модели были сформулированы требования к трансформации СС:

- сохранение расстояния между точками СС при их повороте;
- должна обеспечиваться пара ее уникальных координат синфазной и квадратурной составляющих;
- должно быть реализовано независимое вращение векторов СС каждого из квадрантов СК.

Анализ моделей, представленных на рис. 1, 2, показывает примерное равенство значений вероятности ошибки на символ в зависимости от ОСШ, поскольку расстояния между точками СС практически не изменяются и в первом, и во втором случае.

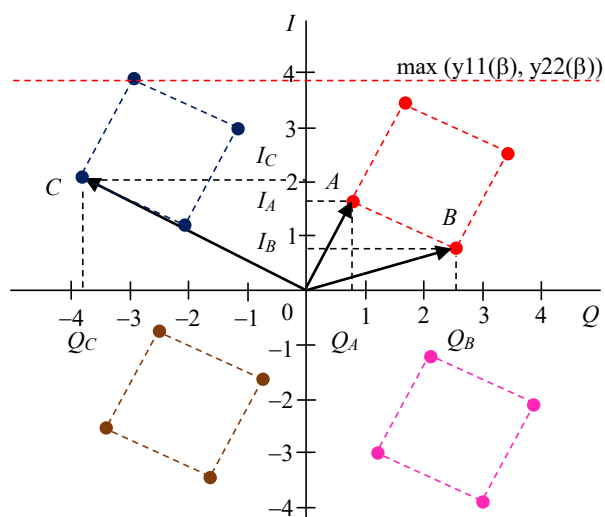


Рис. 2. Модель сигнала КАМ-16, трансформированная по телевизионному стандарту DVB-T2 (альтернативный вариант)

Fig. 2. Model of the QAM-16 signal, transformed according to the DVB-T2 standard (alternative variant)

Между тем определение средней энергии и ПФ методом имитационного моделирования показало, что значения совокупности этих показателей предпочтительней у модели сигнала КАМ-16, созвездия которых представлены на рис. 2. В частности, по показателю ПФ был получен выигрыш порядка 7.5 %. Однако вследствие этого проигрыш в средней энергии полученного сигнала составил 1.1 %. Таким образом, энергетический выигрыш, полученный за счет предложенной трансформации СС КАМ-16 на рис. 2, определяет увеличение помехоустойчивости приема исходного сигнала.

Результаты численных исследований. На основе проведенного анализа энергетических показателей многопозиционных сигналов в каналах с переменными параметрами, анализа трансформированных СС КАМ-16 с учетом введенных понятий и ограничений выполнено численное моделирование и на основе полученных результатов выявлены наиболее общие закономерности, связывающие вероятность парной ошибки с ОСШ для моделей СК: стандартной КАМ-16, трансформированной КАМ-16, трансформированной КАМ-16 по альтернативному варианту, трансформированной КАМ-16 с учетом фазовых искажений.

Численное моделирование взаимосвязи вероятности ошибки на символ с ОСШ проводилось в предположении релейского канала радиосвязи, т. е. когда рассмотренные модели СС функционируют в условиях воздействия быстрых замираний. В этом случае оценим помехоустойчивость приема сигналов КАМ-16 с позиций проявления вероятности парной ошибки $P(x_a \rightarrow x_b)$: вероятность проявления вектора x_b , характеризующего положение точки B , при условии, что должен отображаться вектор x_a , характеризующий положение точки A сигнального созвездия.

Проанализируем вероятность парной ошибки для точек сигнального созвездия A и B модели нетрансформированного сигнала КАМ-16 и трансформированных моделей.

В [7] получено соотношение для вероятности парной ошибки. Однако это выражение не учитывает фазовые искажения в каналах связи. Между тем во многих случаях при практиче-

ских расчетах систем связи нужно учитывать случайный характер изменения фаз трансформированного сигнального созвездия, иначе аналитическое значение вероятности ошибки не будет совпадать с реальным вследствие асинхронизма в радиолинии. Чаще всего в подобных ситуациях достаточно знать одномерное распределение начальной фазы трансформированного сигнального созвездия, реже – двумерное распределение. Характеристикой одномерного процесса является центральный момент 1-го порядка. В этом случае с учетом введенных понятий и ограничений выражение для определения вероятности парной ошибки в большинстве случаев будет аппроксимироваться в следующем виде:

$$P(\mathbf{x}_a \rightarrow \mathbf{x}_b) = 0.5 [1 - \operatorname{sgn}(q_m)] \times \exp\{-|q_m| k_m [1 + \operatorname{sgn}(q_m)]\} - 0.5 \left[1 + \frac{1 + \sqrt{h_0^2 P_b}}{k_m^2 h_0^2 P_a P_b (1 - \lambda^2(a, b))} \right]^{-0.5} \times \exp\left\{-\left[\operatorname{sgn}(q_m) + 0.5 \left(1 + \frac{1 + \sqrt{h_0^2 P_b}}{k_m^2 h_0^2 P_a P_b (1 - \lambda^2(a, b))} \right)^{-0.5} \right]\right\} + 0.5 \operatorname{sgn}(q_m) \exp\left\{-\left[\operatorname{sgn}(q_m) + \sqrt{1 + \frac{1 + \sqrt{h_0^2 P_b}}{k_m^2 h_0^2 P_a P_b (1 - \lambda^2(a, b))}} k_m |q_m| \right]\right\} \frac{1}{k_1}, \quad (10)$$

где $q_m = \frac{1 + \sqrt{h_0^2 P_a}}{1 + \sqrt{h_0^2 P_b}}$ и $k_m = \frac{h_0 P_a (1 - \lambda^2(a, b)) + P_b / P_a - 1}{2 h_0 P_a (1 - \lambda^2(a, b))}$ – промежуточные

параметры, позволяющие рассчитать вероятность ошибки на символ с учетом эффективных значений мощности сигнала КАМ-16, а также текущего ОСШ; $\mathbf{x}_a = \sqrt{P_a} \mathbf{s}_a$ – вектор СС для точки А; $\mathbf{x}_b = \sqrt{P_b} \mathbf{s}_b$ – вектор СС для точки В; P_a , P_b – мощности вектора СС модели СК; $\mathbf{s}_a$, $\mathbf{s}_b$ – единичные векторы, определяющие положение точки вектора СС относительно осей синфазной и

квадратурной составляющих; $\lambda^2 = |\mathbf{s}_a^T \times \mathbf{s}_b|^2$ – величина, определяющая взаимное расположение точек СС моделей КАМ-16 относительно друг друга, при этом $\lambda^2 \neq 1$; h_0^2 – текущее значение ОСШ; k_1 – параметр, учитывающий фазовые искажения, полученный методом имитационного моделирования при передаче трансформированной модели в многолучевом канале связи с релевскими замираниями.

Таким образом, представленное аналитическое выражение (10) для оценки вероятности парной ошибки позволяет рассчитать ее для любых двух различных точек конstellляционной диаграммы с учетом фазовых искажений.

В статье рассчитаны зависимости вероятности парной ошибки $P(\mathbf{x}_a \rightarrow \mathbf{x}_b)$ от текущего значения ОСШ h_0^2 . На рис. 3 представлены эти зависимости для моделей: стандарта КАМ-16, трансформированной КАМ-16, трансформированной КАМ-16 по альтернативному варианту и трансформированной КАМ-16 с учетом фазовых искажений.

Из анализа полученных результатов обобщим следующие основополагающие теоретические предложения по повышению помехоустойчивости многопозиционных квадратурных сигнальных конструкций в каналах с переменными параметрами:

1. Для повышения помехоустойчивости приема многопозиционных сигналов в каналах

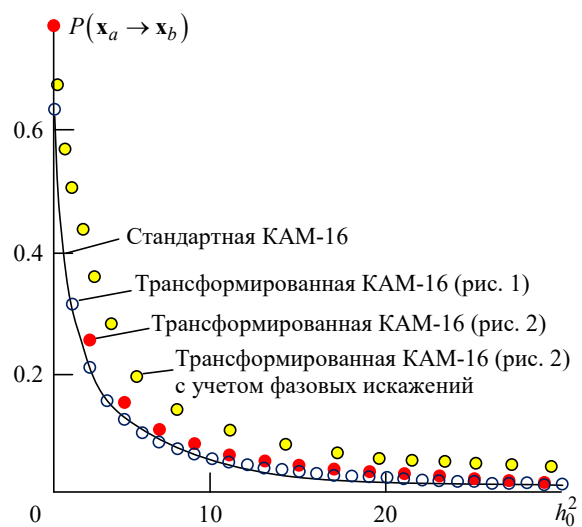


Рис. 3. Зависимость вероятности парной ошибки от отношения сигнал/шум

Fig. 3. Dependence of the pair error probability on the signal-to-noise ratio

с переменными параметрами целесообразно применять модели СК с трансформированными СС, в которых любая точка СС обладает своими независимыми координатами. Это, в свою очередь, позволяет восстановить точку СС на приеме по одной координате, повышая помехоустойчивость процесса демодуляции.

2. Поскольку поворот всех векторов сигнального созвездия модели сигнальной конструкции на одинаковый угол в канале с релевскими замираниями (см. рис. 1) не изменяет ее помехоустойчивость, то поворот векторов СС из различных квадрантов констелляционной диаграммы следует осуществлять на различные углы (см. рис. 2).

3. В качестве критерия преобразования по п. 1 следует учесть требования по ортогональности точек сигнального созвездия и ограничения энергетических параметров формируемого сигнала, а также моделей каналов радиолиний [8–11].

4. В каналах, характеризующихся переменным значением фазы принимаемого сигнала, до осуществления демодуляции необходимы преобразования, нивелирующие вносимые фазовые сдвиги (рис. 3).

Таким образом, представлены базовые теоретические предложения по трансформации квадратурных амплитудных сигналов, позволяющие улучшить их энергетические характеристики с учетом фазовых искажений, вносимых каналом связи с переменными параметрами.

Заключение. Из сформулированных теоретических предложений следует, что для повышения помехоустойчивости квадратурных многопозиционных сигналов наиболее целесообразным является компенсация фазовых сдвигов, вносимых в каналах связи с переменными параметрами. Для учета данного фактора предлагается разработать метод приема на основе теоретических положений обработки фазоманипулированных сигналов [12–14].

Кроме того, учитывая свойства квадратурных сигналов, необходимо разработать научно-технические предложения по обработке амплитудных значений сигнала, предполагающие различие трактов по частоте-поляризации и определяющие точность устранения фазовых искажений [15, 16].

Разработку данных научно-технических предложений авторы выводят в область дальнейших исследований.

Авторский вклад

Дворников Сергей Викторович – общая идея разработки теоретических предложений.

Пшеничников Александр Викторович – оценка помехоустойчивости моделей СК.

Крячко Александр Федотович – компьютерное моделирование.

Бибарсов Марат Рашидович – обработка результатов моделирования.

Бибарсова Гульнара Шихмуратовна – формирование структуры статьи.

Author's contribution

Sergey V. Dvornikov, the general idea of developing theoretical proposals.

Alexander V. Pshenichnikov, assessment of the noise immunity of SS models.

Alexander F. Kryachko, computer modeling.

Marat R. Bibarsov, processing of simulation results.

Gulnara Sh. Bibarsova, formation of the article structure.

Список литературы

1. Коржик В. И., Финк Л. М., Щелкунов К. Н. Расчет помехоустойчивости систем передачи дискретных сообщений: справ. М.: Радио и связь, 1981. 232 с.

2. Кловский Д. Д. Передача дискретных сообщений по радиоканалам. М.: Радио и связь, 1982. 304 с.

3. Савищенко Н. В. Многомерные сигнальные конструкции: их частотная эффективность и помехоустойчивость приема / под ред.

Д. Л. Бураченко. СПб.: Изд-во Политехн. ун-та, 2005. 420 с.

4. Прохис Дж. Цифровая связь / пер. с англ. под ред. Д. Д. Кловского. М.: Радио и связь, 2000. 800 с.

5. Framing structure, channel coding and modulation for a second generation digital terrestrial television broadcasting system (DVB-T2). DVB Document A122. URL: https://telcogroup.ru/files/materials-pdf/DVB_standards/DVB-T/a122_DVB-T2_spec.pdf (дата обращения 04.04.23)

6. Chen Y. M., Ueng Y. L. Noncoherent Amplitude/Phase Modulated Transmission Schemes for Rayleigh Block Fading Channels // IEEE Transaction on communication. 2013. Vol. 61, № 1. P. 217–226. doi: 10.1109/TCOMM.2012.101712.120023

7. Raphaeli D. Noncoherent coded modulation // IEEE Transaction on communication. 1996. Vol. 44, № 2. P. 172–183.

8. Методика трансформации сигнальных созвездий сигналов КАМ / С. В. Дворников, А. В. Пшеничников, Д. А. Буркин, А. В. Железняк, С. С. Дворников, Д. С. Рябенко // Вестн. Полоцкого гос. ун-та. Сер. С. Фундаментальные науки. 2014. № 4. С. 39–44.

9. Пшеничников А. В. Интегральная модель радиолинии в конфликтной ситуации // Информация и космос. 2016. № 4. С. 39–45.

10. Дворников С. В., Дворников С. С., Пшеничников А. В. Аппарат анализа частотного ресурса для режима псевдослучайной перестройки рабочей частоты // Информационно-управляющие системы. 2019. № 4. С. 62–68. doi: 10.31799/1684-8853-2019-4-62-68

11. Анализ потерь помехоустойчивости в условиях медленных замираний / А. А. Русин,

М. Р. Бибарсов, Б. А. Аюков, Д. Ю. Гордиенко, С. А. Лященко, С. В. Дворников, А. А. Устинов // Вопр. радиоэлектроники. Техника телевидения. 2022. № 1. С. 81–85.

12. Сотников А. М. Демодуляция фазоманипулированного сигнала // Тр. МАИ. 2011. № 45. С. 1–7.

13. Демодуляция сигналов ОФТ на основе адаптивного порога / С. В. Дворников, А. А. Устинов, А. В. Пшеничников, В. В. Борисов, А. Г. Москалец, Д. А. Буркин // Вопр. радиоэлектроники. Техника телевидения. 2013. № 2. С. 90–97.

14. Френкс Л. Теория сигналов / пер. с англ. Д. Е. Вакмана. М.: Сов. радио, 1974. 344 с.

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: 10.32603/1993-8985-2022-25-4-41-51

16. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники. М.: Радио и связь, 1989. 656 с.

Информация об авторах

Дворников Сергей Викторович – доктор технических наук (2009), профессор (2014) кафедры радиосвязи Военной академии связи им. Маршала Советского Союза С. М. Буденного, профессор кафедры радиотехнических и оптоэлектронных комплексов Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. Автор 423 научных работ. Сфера научных интересов – радиотехника; системы передачи и приема информации; сигнально-кодовые конструкции.
Адрес: Военная академия связи им. Маршала Советского Союза С. М. Буденного, пр. Тихорецкий, д. 3, Санкт-Петербург, 194064, Россия
E-mail: practcdsv@yandex.ru
<https://orcid.org/0000-0002-4889-0001>

Пшеничников Александр Викторович – доктор технических наук (2018), профессор кафедры радиосвязи Военной академии связи им. Маршала Советского Союза С. М. Буденного. Автор 125 научных работ. Сфера научных интересов – радиотехника; системы передачи и приема информации; сигнально-кодовые конструкции.
Адрес: Военная академия связи им. Маршала Советского Союза С. М. Буденного, пр. Тихорецкий, д. 3, Санкт-Петербург, 194064, Россия
E-mail: practcdsv@yandex.ru

Крячко Александр Федотович – доктор технических наук (2005), профессор (2008), заведующий кафедрой радиосвязи радиотехнических и оптоэлектронных комплексов Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. Автор 173 научных работ. Сфера научных интересов – прикладная электродинамика; анализ и разработка управляющих информационных комплексов авиакосмических радиосистем телеметрии, связи и управления.
Адрес: Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, ул. Большая Морская, д. 67, Санкт-Петербург, 190000, Россия
E-mail: kaf21@guar.ru

Бибарсов Марат Рашидович – кандидат технических наук (1999), доцент (2007), старший преподаватель кафедры радиосвязи Военной академии связи им. Маршала Советского Союза С. М. Буденного, доцент кафедры радиотехнических и оптоэлектронных комплексов Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. Автор 183 научных работ. Сфера научных интересов – системы передачи и приема информации; адаптивные антенные системы.
Адрес: Военная академия связи им. Маршала Советского Союза С. М. Буденного, пр. Тихорецкий, д. 3, Санкт-Петербург, 194064, Россия
E-mail: Bibarsovmr@rambler.ru

Теоретические предложения по повышению помехоустойчивости приема многопозиционных сигналов в каналах с переменными параметрами
Theoretical Proposals for Improving the Noise Immunity of Receiving Multi-Position Signals in Channels with Variable Parameters

Бибарсова Гульнара Шихмуратовна – кандидат педагогических наук (2006), доцент (2022) кафедры военно-политической работы в войсках (силах) Военной академии связи им. Маршала Советского Союза С. М. Буденного. Автор 105 научных работ. Сфера научных интересов – правовое обеспечение информационных и коммуникационных технологий.

Адрес: Военная академия связи им. Маршала Советского Союза С. М. Буденного, пр. Тихорецкий, д. 3, Санкт-Петербург, 194064, Россия

E-mail: bgsh2@rambler.ru

References

1. Korzhik V. I., Fink L. M., Shchelkunov K. N. *Raschet pomekhoustoichivosti sistem peredachi diskretnykh soobshchenii* [Calculation of Noise Immunity of Discrete Message Transmission Systems]. Moscow, *Radio i svyaz'*, 1981, 232 p. (In Russ.)
2. Klovskii D. D. *Peredacha diskretnykh soobshchenii po radiokanalam* [Transmission of Discrete Messages Via Radio Channels]. Moscow, *Radio i svyaz'*, 1982, 304 p. (In Russ.)
3. Savishchenko N. V. *Mnogomernye signal'nye konstruksii: ikh chastotnaya effektivnost' i pomekhoustoichivost' priema* [Multidimensional Signal Constructions: Their Frequency Efficiency and Reception Stability]. Ed. by D. L. Burachenko. St Petersburg, *Izdatel'stvo Politekhnikeskogo universiteta*, 2005, 420 p. (In Russ.)
4. Prokis J. *Tsifrovaya svyaz'* [Digital Communication]. Transl. and ed. by D. D. Klovskii. Moscow, *Radio i svyaz'*, 2000, 800 p. (In Russ.)
5. Framing Structure, Channel Encoding and Modulation for the Second Generation Digital Terrestrial Television Broadcasting System (DVB-T2). Document DVB A122. Available at: https://telcogroup.ru/files/materials-pdf/DVB_standards/DVB-T/a122_DVB-T2_spec.pdf (accessed 04.04.23)
6. Chen Y. M., Ueng Y. L. Noncoherent Amplitude/Phase Modulated Transmission Schemes for Raleigh Block Fading Channels. *IEEE Transaction on communication*. 2013, vol. 61, no. 1, pp. 217–226. doi: 10.1109/TCOMM.2012.101712.120023
7. Raphaeli D. Noncoherent Coded Modulation. *IEEE Transaction on Communication*. 1996, vol. 44, no. 2, pp. 172–183.
8. Dvornikov S. V., Pshenichnikov A. V., Burykin D. A., Zheleznyak A. V., Dvornikov S. S., Ryabenko D. S. Transformation Technique Constellation QAM Signals. *Bulletin of the Polotsk State University. Series C. Fundamental Sciences*. 2014, no. 4, pp. 39–44. (In Russ.)
9. Pshenichnikov A. V. Radio Line Integral Model in a Conflict Situation. *Information and Space*. 2016, no. 4, pp. 39–45. (In Russ.)
10. Dvornikov S. V., Dvornikov S. S., Pshenichnikov A. V. Analysis of Frequency Resource for FHSS mode. *Information and Control Systems*. 2019, no. 1, pp. 62–68. doi: 10.31799/1684-8853-2019-4-62-68 (In Russ.)
11. Rusin A. A., Bibarsov M. R., Ayukov B. A., Gordienko D. Yu., Lyashchenko S. A., Dvornikov S. V., Ustinov A. A. Analysis of Immunity Losses Under Slow Fading. *Radio Electronics Issues. The TV Technique Series*. 2022, no. 1, pp. 81–85. (In Russ.)
12. Sotnikov A. M. Demodulation of the Phase-Manipulated Signal. *Trudy MAI*. 2011, no. 45, pp. 1–7. (In Russ.)
13. Dvornikov S. V., Ustinov A. A., Pshenichnikov A. V., Borisov V. V., Moskalets A. G., Burykin D. A. Demodulation of OFT Signals Based on Adaptive Threshold. *Radio Electronics Issues. The TV technique series*. 2013, no. 2, pp. 90–97. (In Russ.)
14. Franks L. *Signal Theory*. N.J., Prentice-Hall, 1969, 317 p.
15. Gabriel'ean D. D., Korovkin A. E., Boychuk S. I., Dvornikov S. V., Bibarsov M. R., Bibarsova G. S. 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: 10.32603/1993-8985-2022-25-4-41-51 (In Russ.)
16. Levin B.R. *Teoreticheskie osnovy statisticheskoi radiotekhniki* [Theoretical Foundations of Statistical Radio Engineering]. Moscow, *Radio i svyaz'*, 1989, 656 p. (In Russ.)

Information about the authors

Sergey V. Dvornikov, Dr Sci. (Eng.) (2009), Professor (2014) of the Radio Communication Department of the Military Telecommunications Academy, Professor of the Department of Radio-engineering and Fiber-optic Complexes of the Saint Petersburg State University of Aerospace Instrumentation. The author of 423 scientific publications. Area of expertise: radio technology; information transmission and reception systems; signal-code structures.

Address: Military Telecommunications Academy, 3, Tikhoretsky Ave., St Petersburg 194064, Russia

E-mail: practicsdv@yandex.ru

<https://orcid.org/0000-0002-4889-0001>

Alexander V. Pshenichikov, Dr Sci. (Eng.) (2018), Professor of the Radio Communication Department of the Military Telecommunications Academy. The author of 125 scientific publications. Area of expertise: radio technology information transmission and reception systems; signal-code structures.

Address: Military Telecommunications Academy, 3, Tikhoretsky Ave., St Petersburg 194064, Russia

E-mail: practcdsv@yandex.ru

Alexander F. Kryachko, Dr Sci. (Eng.) (2005), Professor (2008), Head of the Department of Radio-engineering and Optoelectronic Complexes of the Saint Petersburg State University of Aerospace Instrumentation. The author of 173 scientific publications. Area of expertise: applied electrodynamics; analysis and development of control information complexes for aerospace radio telemetry, communication and control systems.

Address: Saint Petersburg State University of Aerospace Instrumentation, 67, St. Bolshaya Morskaya, St Petersburg 190000, Russia

E-mail: kaf21@guap.ru

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 183 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

Gulnara Sh. Bibarsova, Cand. Sci. (Pedagogical) (2006), Associate Professor of the Department of Military-Political Work in the Troops (forces) of the Military Telecommunications Academy. The author of 105 scientific publications. Area of expertise: legal support of information and communication technologies.

Address: Military Telecommunications Academy, 3, Tikhoretsky Ave., St Petersburg 194064, Russia

E-mail: bgsh2@rambler.ru

Исследование свойств композитного материала для СВЧ-применений на основе PTFE с различной концентрацией и размером частиц керамического наполнителя

А. Б. Козырев, А. Е. Комлев[✉], А. М. Сосунов, А. Г. Алтынников, Р. А. Платонов

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

[✉] aekomlev@etu.ru

Аннотация

Введение. Технология печатных плат является наиболее распространенной в современном электронном приборостроении. Платы для СВЧ-диапазона частот изготавливаются на основе фольгированных композитных материалов, в частности на основе политетрафторэтилена. В данный момент отечественное производство подобного класса материалов отсутствует. Информация, касающаяся зарубежной технологии изготовления композитного материала и влияния наполнителя на его характеристики, является закрытой. Поэтому актуальной задачей является поиск и исследование свойств композитных материалов для СВЧ-применения со свойствами, аналогичными зарубежным аналогам.

Цель работы. Экспериментальное определение зависимости электрических и механических свойств композитного материала на основе политетрафторэтилена от концентрации и размера фракции диоксида титана.

Материалы и методы. Механические свойства образцов композитного материала измерялись методом гидростатического взвешивания. Исследовались прочность и относительное удлинение при разрыве с помощью разрывной машины РМИ-250. СВЧ-параметры определялись с помощью метода Николсона–Росса–Вейра.

Результаты. Представлены результаты экспериментального исследования механических свойств и СВЧ-параметров экспериментальных образцов композитного материала на основе политетрафторэтилена: с 10 %-м содержанием керамических порошков диоксида титана (размер фракции 10, 49 и 126 мкм); с 5, 10 и 15 %-м содержанием керамического порошка диоксида титана (размер фракций у политетрафторэтилена – 49 мкм и у диоксида титана – 126 мкм).

Заключение. Результаты демонстрируют перспективность применения композиций на основе PTFE и порошка диоксида титана в качестве основы для СВЧ-материалов. Установлена корреляция между процентным содержанием вводимого керамического наполнителя и СВЧ-параметрами материала. Исследования продемонстрировали незначительное отличие в СВЧ-свойствах изготовленных образцов композитного материала при разном соотношении между размерами частиц диоксида титана и PTFE. Однако при этом наблюдается значительное снижение их механических свойств.

Ключевые слова: СВЧ-материалы, диэлектрический композит, политетрафторэтилен, диоксид титана

Для цитирования: Исследование свойств композитного материала для СВЧ-применений на основе PTFE с различной концентрацией и размером частиц керамического наполнителя / А. Б. Козырев, А. Е. Комлев, А. М. Сосунов, А. Г. Алтынников, Р. А. Платонов // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2023. Т. 26, № 2. С. 16–24. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-2-16-24

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Источник финансирования. Исследование выполнено в рамках Государственного задания № 075-01438-22-07 от 28.10.2022 г. (FSEE-2022-0019).

Статья поступила в редакцию 28.09.2022; принята к публикации после рецензирования 24.10.2022; опубликована онлайн 28.04.2023

Research into the Properties of a Composite Material for Microwave Applications Based on PTFE with Different Concentrations and Particle Sizes of Ceramic Filler

Andrey B. Kozyrev, Andrey E. Komlev✉, Alexey M. Sosunov,
Andrey G. Altynnikov, Roman A. Platonov

Saint Petersburg Electrotechnical University, St Petersburg, Russia

✉ aekomlev@etu.ru

Abstract

Introduction. The technology of printed circuit boards (PCBs) is widely used in modern electronic instrumentation. PCBs for the microwave frequency range are made based on foil composite materials, in particular, polytetrafluoroethylene (PTFE). At the moment, there is no domestic production of such a class of materials. Information concerning foreign manufacturing technologies in this field and the influence of the filler on the characteristics of the composite material remains confidential. Therefore, research into the properties of composite materials for microwave applications with properties similar to foreign analogues seems relevant.

Aim. Experimental determination of the dependence of the electrical and mechanical properties of a composite material based on polytetrafluoroethylene depending on the concentration and size of the titanium dioxide fraction.

Materials and methods. Experimental determination of the dependence of the electrical and mechanical properties of a composite material based on PTFE depending on the concentration and size of the titanium dioxide fraction.

Results. The results of an experimental study of the mechanical properties and microwave parameters of experimental samples of composite material based on PTFE are presented, namely: composite material with 10 % content of ceramic titanium dioxide powders (fraction size 10, 49 and 126 μm); composite material with 5, 10 and 15 % content of ceramic titanium dioxide powder (fraction size 49 μm for polytetrafluoroethylene and 126 μm for titanium dioxide).

Conclusion. The results obtained demonstrate prospects for using compositions based on PTFE and titanium dioxide powder as a basis for microwave materials. A correlation was established between the percentage of the introduced ceramic filler and the microwave parameters of the material. The studies demonstrated a slight difference in the microwave properties of the manufactured composite material samples with a different ratio between the particle sizes of titanium dioxide and PTFE. However, a significant decrease in their mechanical properties was observed.

Keywords: microwave materials, dielectric composite, polytetrafluoroethylene, titanium dioxide

For citation: Kozyrev A. B., Komlev A. E., Sosunov A. M., Altynnikov A. G., Platonov R. A. Research into the Properties of a Composite Material for Microwave Applications Based on PTFE with Different Concentrations and Particle Sizes of Ceramic Filler. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2023, vol. 26, no. 2, pp. 16–24. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-2-16-24

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

Acknowledgements. The study was carried out within the framework of the state assignment No. 075-01438-22-07 of 28.10.2022 (FSEE-2022-0019).

Submitted 28.09.2022; accepted 24.10.2022; published online 28.04.2023

Введение. В настоящее время диэлектрические материалы находят широкое применение в различных областях науки и техники [1–3]. В частности, композиционные диэлектрические материалы являются одним из базовых материалов в микроэлектронике [4–7]. Фольгированные диэлектрические ламинаты (ФДЛ) с заданными электрофизическими параметрами (в частности, диэлектрическая постоянная (ϵ_r), тангенс

угла диэлектрических потерь ($\text{tg}\delta$), проводимость металлизированной поверхности и т. д.) широко используются в технологии печатных плат при производстве различных СВЧ-устройств, что делает их доступностью одним из факторов, определяющих состояние всей отрасли производства СВЧ-электроники в целом. Большая часть ФДЛ, доступных на мировом рынке, изготавливается на основе политет-

рафторэтилена (фторопласт-4, PTFE). Благодаря высокой температуре плавления PTFE, а также низкому значению $\text{tg } \delta$ в широком частотном диапазоне большая часть ФДЛ, доступных на мировом рынке, изготавливается на его основе [8–10]. Подтверждением этому является широкий выбор СВЧ-ламинатов, выпускаемых компаниями Rogers Inc. и Taconic, являющимися крупнейшими производителями данного класса продуктов. Изменение величины ϵ_r композитных материалов осуществляется введением керамических порошков с более высоким значением диэлектрической постоянной. Однако это приводит к изменению не только величины ϵ_r , но и уровня потерь в частотном диапазоне, а также к уменьшению механической прочности материалов [11, 12]. Одним из способов улучшения механических характеристик ФДЛ является армирование материала стеклотканью, однако это может привести к неравномерности свойств материала по площади пластин ламината, что может негативно сказаться на СВЧ-характеристиках плат на их основе, особенно на частотах выше 30 ГГц [13].

Существует целый спектр коммерчески доступных ФДЛ с определенным набором таких параметров, как диэлектрическая постоянная, толщина диэлектрика и толщина металлизации. Однако не всегда материал с требуемыми параметрами является доступным. В этом случае возникает необходимость изготовления ограниченной партии ФДЛ под конкретные технические задачи. Однако закрытость информации, касающейся технологии изготовления и влияния материала наполнителя, его концентрации, размера фракции на электрофизические и механические характеристики получаемого композитного материала, делает решение данной задачи крайне затруднительным. В данной работе проведено исследование свойств композитного материала на основе PTFE с добавками порошков TiO_2 (кристаллическая структура анатаз) различной концентрации и размера фракций. Установлено влияние размера фракций керамического порошка на электрофизические параметры и механические свойства композитного материала. Представлены результаты исследования диэлектрической постоянной и

уровня диэлектрических потерь в X-диапазоне частот, а также данные о плотности и механической прочности полученных материалов.

Методики исследования свойств материалов. Методика исследования механических свойств. Для определения удельной плотности образцов композитных материалов из изготовленной пластины вырезались два диска диаметром 25 мм. Плотность измерялась методом гидростатического взвешивания при помощи весов-плотномера AX-504 Меттлер Толедо. После чего рассчитывалось среднее значение для двух образцов.

Для определения прочности и относительного удлинения при разрыве из пластины материала вырезались образцы-лопатки типа 1 по ГОСТ 11262. Испытания проводились при помощи разрывной машины РМИ-250, со шкалой силоизмерителя до 2450 Н (250 кгс) на трех образцах, при температуре окружающего воздуха $23 \pm 2^\circ\text{C}$, со скоростью подвижного захвата 100 мм/мин.

Методика исследования СВЧ-параметров. Для определения диэлектрической постоянной и тангенса угла диэлектрических потерь исследуемых композитных материалов использовался измерительный стенд на основе ВАЦ Планар Кобальт С4420 и волноводной линии передачи (рис. 1).

Образец исследуемого материала помещался в волноводную линию передачи, после чего происходило измерение S-параметров в диапазоне частот 8...12 ГГц. Далее пересчет эксперимен-

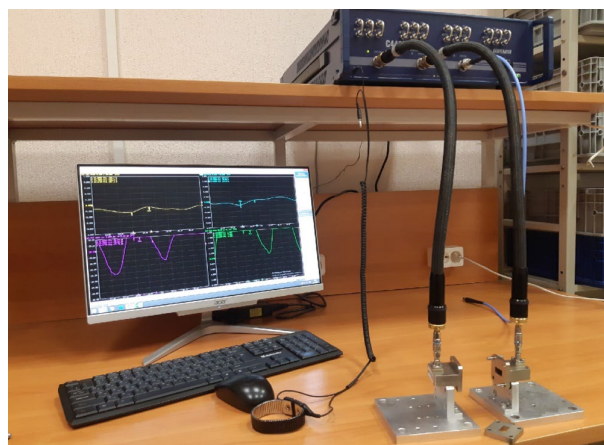


Рис. 1. Измерительный стенд на основе ВАЦ Планар Кобальт С4420 и волноводной линии передачи

Fig. 1. Measuring setup based on VNA Planar Cobalt C4420 and waveguide transmission line

тально полученных данных в искомые электрофизические параметры выполнялся с помощью метода Николсона–Росса–Вейра [14, 15].

Первым шагом являлось определение коэффициента отражения:

$$\Gamma = K \pm \sqrt{K^2 - 1},$$

где $K = (S_{11}^2 + S_{21}^2 + 1) / (2S_{11})$.

Следующим шагом вычисляется значение коэффициента передачи по формуле

$$T = \frac{S_{11} + S_{21} - \Gamma}{1 - (S_{11} + S_{21})\Gamma}.$$

Магнитная проницаемость вычисляется согласно выражению

$$\mu_r = \frac{1 + \Gamma}{\Lambda(1 - \Gamma) \sqrt{\frac{1}{\lambda_0^2} - \frac{1}{\lambda_c^2}}},$$

где Λ – параметр, зависящий от размеров исследуемого образца; λ_0 – длина волны в свободном пространстве; λ_c – критическая длина волны в волноводе.

После этого диэлектрическая проницаемость определялась из выражения

$$\frac{1}{\Lambda^2} = \left(\frac{\mu_r \epsilon_r}{\lambda_0^2} - \frac{1}{\lambda_c^2} \right) = - \left[\frac{1}{2\pi L} \ln \left(\frac{1}{T} \right) \right]^2,$$

где L – длина исследуемого образца; ϵ_r – диэлектрическая проницаемость исследуемого материала.

Результаты исследования. Первая серия экспериментальных образцов представляла собою композиционный материал на основе PTFE Ф-4ТМ25 с 10 %-м содержанием TiO_2 . Экспериментальные образцы материала, представляющие собою пластины толщиной 1 мм, были изготовлены методом блочной технологии. Композиция Ф-4ТМ25 и наполнителя подготавливалась на лабораторном смесителе. Смешивание компонентов происходило при комнатной температуре после предварительного захлаживания порошков до температуры 253 К. Средний размер частиц порошка PTFE составлял 22 мкм, в то время как у TiO_2 он

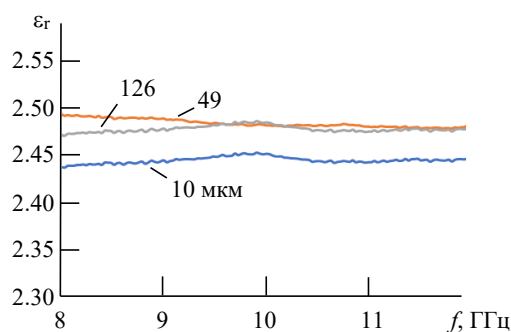


Рис. 2. Частотная зависимость диэлектрической постоянной исследуемого композитного материала при различном размере фракций TiO_2

Fig. 2. Frequency dependence of the dielectric constant of the studied composite material at different sizes of TiO_2 fractions

равнялся 10, 49 и 126 мкм. Результаты экспериментальных исследований зависимости диэлектрической постоянной образцов от частоты приведены на рис. 2. Как видно из приведенных зависимостей, значение диэлектрической постоянной для изготовленных образцов находится в диапазоне 2.44...2.48. Минимальное значение диэлектрической постоянной соответствует композитному материалу, изготовленному с использованием порошка TiO_2 с размером частиц 10 мкм. Оставшиеся два образца, несмотря на высокую разницу в размере частиц (49 и 126 мкм), используемых при изготовлении композита порошков, показывают практически идентичные результаты по значению ϵ_r . Значение тангенса угла диэлектрических потерь для всех трех материалов не превышает 0.002 в исследуемом частотном диапазоне.

В отличие от СВЧ-параметров в механических свойствах исследуемых материалов наблюдается существенная разница (табл. 1). Из приведенных данных видно, что увеличение размера фракции керамического наполнителя значительно снижает прочность материала. Однако несмотря на это, материал однороден по своей текстуре и обладает достаточно высокой прочностью для применения при производстве СВЧ-плат.

Ввиду незначительного отличия СВЧ-параметров изготовленных образцов, наибольший интерес, по мнению авторов, представляет исследование композитного материала с максимальным отличием размеров фракций PTFE и керамического наполнителя. Результаты исследования гранулометрического состава по-

Табл. 1. Механические свойства исследуемых материалов

Tab. 1. Mechanical properties of the studied materials

№	Средний размер частиц TiO_2 , мкм	Плотность, г/см^3	Прочность, МПа	Относительное удлинение, %
1	10	2.254	30.8	330
2	49	2.230	27.7	307
3	126	2.190	15.9	200

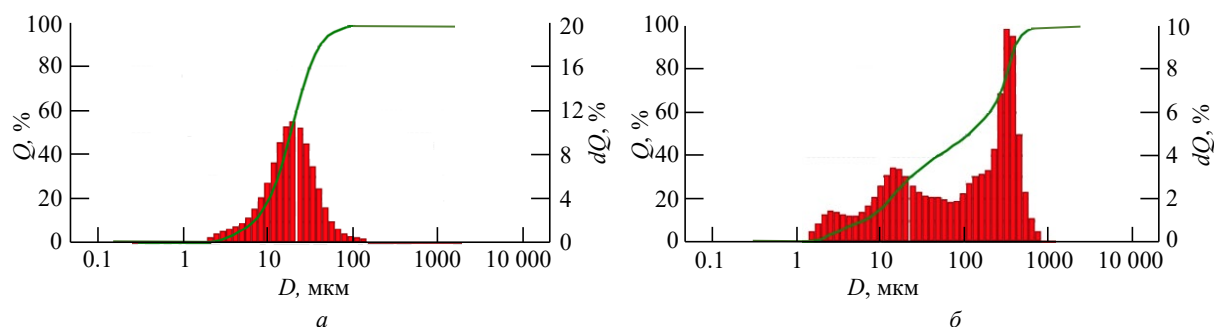


Рис. 3. Результаты анализа гранулометрического состава порошков PTFE (а) и TiO_2 (б): $Q(D)$ — интегральный гранулометрический состав; $dQ(D)$ — дифференциальный гранулометрический состав

Fig. 3. Granulometric composition of PTFE (a) and TiO_2 (b) powders: $Q(D)$ — integral granulometric composition; $dQ(D)$ — differential particle size distribution

рошков Ф-4ТМ25 и TiO_2 , использованных для изготовления опытных образцов, приведены на рис. 3. Содержание керамического наполнителя в образцах составляло 5, 10 и 15 %.

Результаты измерения диэлектрической постоянной изготовленных образцов приведены на рис. 4. Из приведенных данных видно, что значение диэлектрической постоянной увеличивается от 2.2 до 2.9 с ростом процентного содержания TiO_2 в композитном материале. Значение тангенса угла диэлектрических потерь для всех трех материалов не превышает 0.003 в исследуемом частотном диапазоне.

Результаты исследования механических свойств экспериментальных образцов композитных материалов приведены в табл. 2. Установлено, что при увеличении процентного содержания керамических добавок в композитном материале наблюдается ухудшение механической прочности материала. В частности, при высоких уровнях механического воздей-

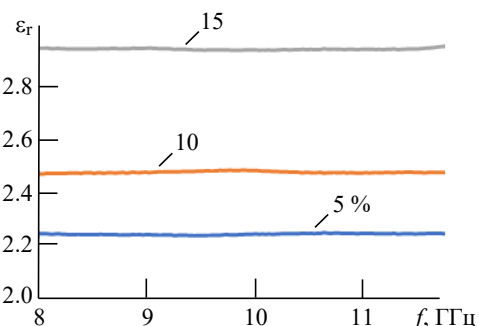


Рис. 4. Частотная зависимость диэлектрической постоянной исследуемого композитного материала при различном процентном содержании TiO_2

Fig. 4. Frequency dependence of the dielectric constant of the studied composite material at different percentages of TiO_2

ствия на материал с максимальным содержанием TiO_2 наблюдалось его частичное расслоение. Однако измеренная механическая прочность материала (более 13 МПа) позволяет рассматривать возможность применения композитного материала со столь высокой разницей в размере фракций порошков для использования

Табл. 2. Механические свойства исследуемых материалов

Tab. 2. Mechanical properties of the studied materials

№	Средний размер частиц TiO_2 в композите, %	Плотность, г/см^3	Прочность, МПа	Относительное удлинение, %
1	5	2.19	19.1	250
2	10	2.19	15.9	200
3	115	2.19	13.7	150

в технологии изготовления СВЧ-плат. Дальнейшее увеличение процентного содержания керамического наполнителя потребует использования других технологий изготовления композитного материала (на основе лакотканей или каландрированной ленты).

Выводы. Результаты проведенного исследования демонстрируют возможность применения композиций на основе PTFE и порошка диоксида титана в качестве основы для СВЧ-материалов (в том числе металлизированных) с заданными электрофизическими свойствами. Установлена корреляция между процентным содержанием

вводимого керамического наполнителя и СВЧ-параметров материала. При увеличении концентрации диоксида титана в диапазоне 0...15 % значение диэлектрической постоянной изменяется от 2 до 2.9. Материалы с таким значением диэлектрической постоянной высоко востребованы в СВЧ-технике. Исследования продемонстрировали незначительное отличие в СВЧ-свойствах изготовленных образцов композитного материала при различном увеличении соотношения между размерами частиц диоксида титана и PTFE. Однако при этом наблюдается значительное снижение их механических свойств.

Авторский вклад

Козырев Андрей Борисович – общее руководство исследованием; постановка задач; редактирование статьи.

Комлев Андрей Евгеньевич – изготовление экспериментальных образцов материала; обработка результатов экспериментов по механическим свойствам материала; написание текста статьи.

Сосунов Алексей Михайлович – проведение измерений механических свойств материала.

Алтынников Андрей Геннадиевич – обработка результатов экспериментов по электрическим свойствам материала; написание текста статьи.

Платонов Роман Андреевич – проведение измерений электрических свойств материала.

Author's contribution

Andrey B. Kozyrev, general management of the research; setting tasks; editing the article.

Andrey E. Komlev, production of experimental samples of the material; processing of the results of experiments on the mechanical properties of the material; writing the text of the article.

Alexey M. Sosunov, carrying out measurements of the mechanical properties of the material.

Andrey G. Altynnikov, processing the results of experiments on the electrical properties of the material; writing the text of the article.

Roman A. Platonov, carrying out measurements of the electrical properties of the material.

Список литературы

1. Recent advances in lead-free dielectric materials for energy storage / K. Zou, Y. Dan, H. Xu, Q. Zhang, Y. Lu, H. Huang, Y. He // *Materials Research Bulletin*. 2019. Vol. 113. P. 190–201. doi: 10.1016/j.materresbull.2019.02.002

2. Flexible and transparent capacitive pressure sensor with patterned microstructured composite rubber dielectric for wearable touch keyboard application / R. Shi, Zh. Lou, Sh. Chen, G. Shen // *Science China Materials*. 2018. Vol. 61, № 12. P. 1587–1595.

3. Research progress of high dielectric constant zirconia-based materials for gate dielectric application / J. Xie, Zh. Zhu, H. Tao, Sh. Zhou, Zh. Liang, Zh. Li, R. Yao, Y. Wang, H. Ning, J. Peng // *Coatings*. 2020. Vol. 10, № 7. P. 698. doi: 10.3390/coatings10070698

4. Microwave composite dielectrics based on magnesium titanates / A. G. Belous, O. Ovchar, D. Durylin, M. Valant // *J. of the European Ceramic Society*. 2007. Vol. 27, № 8–9. P. 2963–2966. doi: 10.1016/j.jeurceramsoc.2006.11.022

5. Microwave dielectric characterisation of 3D-printed BaTiO₃/ABS polymer composites / F. Castles,

D. Isakov, A. Lui, Q. Lei, C. E. J. Dancer, Y. Wang, J. M. Janurudin, S. C. Speller, C. R. M. Grovenor, P. S. Grant // *Scientific Reports*. 2016. Vol. 6, № 1. P. 1–8. doi: 10.1038/srep22714

6. High-performance microwave dielectric composite ceramics sintered at low temperature without sintering-aids / R. Peng, Y. Li, Y. Lu, Y. Yun, W. Du, Zh. Tao, B. Liao // *J. of Alloys and Compounds*. 2020. Vol. 831. P. 154878. doi: 10.1016/j.jallcom.2020.154878

7. Electromagnonic crystals based on ferrite–ferroelectric–ferrite multilayers / A. A. Nikitin, A. A. Nikitin, I. L. Mylnikov, A. B. Ustinov, B. A. Kalinikos // *IET Microwaves, Antennas & Propagation*. 2020. Vol. 14, № 12. P. 1304–1309. doi: 10.1049/iet-map.2020.0162

8. Multilayer RF PCB for space applications: technological and interconnections trade-off / M. Paillard, F. Bodereau, C. Drevon, P. Monfraix, J. L. Cazaux, L. Bodin, P. Guyon // *European Microwave Conf*. 2005. Vol. 3. P. 1642. doi: 10.1109/EUMC.2005.1610270

9. Ye Y., Guo T. L. Hole metallisation technology for microwave printed circuit board // *Transactions of*

the IMF. 2009. Vol. 87, № 4. P. 217–220. doi: 10.1179/174591909X438866

10. Broadband Dielectric Characterization of High-Permittivity Rogers Substrates via Terahertz Time-Domain Spectroscopy in Reflection Mode / W. Fuscaldo, F. Maita, L. Maiolo, R. Beccherelli, D. C. Zografopoulos // *Applied Sciences*. 2022. Vol. 12, № 16. P. 8259. doi: 10.3390/app12168259

11. Novel high dielectric constant and low loss PTFE/CNT composites / H. Peng, H. Ren, M. Dang, Y. Zhang, X. Yao, H. Lin // *Ceramics International*. 2018. Vol. 44, № 14. P. 16556–16560. doi: 10.1016/j.ceramint.2018.06.077

12. Yuan Y., Zhang S. R., Zhou Z. H. MgTiO₃ filled PTFE composites for microwave substrate applications // *Materials Chemistry and Physics*. 2013. Vol. 141, № 1. P. 175–179. doi: 10.1016/j.matchemphys.2013.04.043

13. Mechanical properties, crystallization characteristics, and foaming behavior of polytetrafluoroethylene-reinforced poly (lactic acid) composites / A. Huang, H. Kharbas, T. Ellingham, H. Mi, L. Sh. Tung, X. Peng // *Polymer Engineering & Science*. 2017. Vol. 57, № 5. P. 570–580. doi: 10.1002/pen.24454

14. Luukkonen O., Maslovski S. I., Tretyakov S. A. A stepwise Nicolson–Ross–Weir-based material parameter extraction method // *IEEE Antennas and Wireless Propagation Let.* 2011. Vol. 10. P. 1295–1298. doi: 10.1109/LAWP.2011.2175897

15. Analysis of the Nicolson–Ross–Weir method for characterizing the electromagnetic properties of engineered materials / E. J. Rothwell, J. L. Frasci, S. M. Ellison, P. Chahal, R. O. Ouedraogo // *Progress In Electromagnetics Research*. 2016. Vol. 157. P. 31–47. doi: 10.2528/PIER16071706

Информация об авторах

Козырев Андрей Борисович – доктор технических наук (1990), профессор (1992) кафедры физической электроники и технологии Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 200 научных работ. Сфера научных интересов – сверхпроводимость, сегнетоэлектричество, ионно-плазменная технология, устройства СВЧ, антенны. Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5 Ф, Санкт-Петербург, 197022, Россия. E-mail: abkozyrev@etu.ru. <https://orcid.org/0000-0002-5859-9621>

Комлев Андрей Евгеньевич – кандидат технических наук (2011), доцент кафедры физической электроники и технологии Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 60 научных работ. Сфера научных интересов – технология материалов электронной техники, плазма. Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5 Ф, Санкт-Петербург, 197022, Россия. E-mail: aekomlev@etu.ru. <https://orcid.org/0000-0003-1017-5587>

Сосунов Алексей Михайлович – магистр по специальности "Электроника и нанoeлектроника" (2020), аспирант кафедры физической электроники и технологии Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 7 научных работ. Сфера научных интересов – устройства СВЧ, методики измерения СВЧ-параметров. Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5 Ф, Санкт-Петербург, 197022, Россия. E-mail: amsosunov@stud.eltech.ru

Алтынников Андрей Геннадиевич – кандидат технических наук (2010), доцент кафедры физической электроники и технологии Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 68 научных работ. Сфера научных интересов – нелинейные материалы, устройства СВЧ, антенны, тонкие пленки. Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5 Ф, Санкт-Петербург, 197022, Россия. E-mail: agaltynnikov@etu.ru. <https://orcid.org/0000-0001-5932-2504>

Платонов Роман Андреевич – кандидат технических наук (2018), доцент кафедры физической электроники и технологии Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 47 научных работ. Сфера научных интересов – электродинамика, устройства СВЧ, антенны. Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5 Ф, Санкт-Петербург, 197022, Россия. E-mail: raplatonov@etu.ru. <https://orcid.org/0000-0002-4556-629X>

References

1. Zou K., Dan Y., Xu H., Zhang Q., Lu Y., Huang H., He Y. Recent Advances in Lead-Free Dielectric Materials for Energy Storage. *Materials Research Bulletin*. 2019, vol. 113, pp. 190–201. doi: 10.1016/j.materresbull.2019.02.002
2. Shi R., Lou Zh., Chen Sh., Shen G. Flexible and Transparent Capacitive Pressure Sensor with Patterned Microstructured Composite Rubber Dielectric for Wearable Touch Keyboard Application. *Science China Materials*. 2018, vol. 61, no. 12, pp. 1587–1595.
3. Xie J., Zhu Zh., Tao H., Zhou Sh., Liang Zh., Li Zh., Yao R., Wang Y., Ning H., Peng J. Research Progress of High Dielectric Constant Zirconia-Based Materials for Gate Dielectric Application. *Coatings*. 2020, vol. 10, no. 7, p. 698. doi: 10.3390/coatings10070698
4. Belous A. G., Ovchar O., Durylin D., Valant M. Microwave Composite Dielectrics Based on Magnesium Titanates. *J. of the European Ceramic Society*. 2007, vol. 27, no. 8–9, pp. 2963–2966. doi: 10.1016/j.jeurceramsoc.2006.11.022
5. Castles F., Isakov D., Lui A., Lei Q., Dancer C. E. J., Wang Y., Janurudin J. M., Speller S. C., Grovenor C. R. M., Grant P. S. Microwave Dielectric Characterisation of 3D-Printed BaTiO₃/ABS Polymer Composites. *Scientific Reports*. 2016, vol. 6, no. 1, pp. 1–8. doi: 10.1038/srep22714
6. Peng R., Li Y., Lu Y., Yun Y., Du W., Tao Zh., Liao B. High-Performance Microwave Dielectric Composite Ceramics Sintered at Low Temperature without Sintering-Aids. *J. of Alloys and Compounds*. 2020, vol. 831, p. 154878. doi: 10.1016/j.jallcom.2020.154878
7. Nikitin A. A., Nikitin A. A., Mylnikov I. L., Ustinov A. B., Kalinikos B. A. Electromagnonic Crystals Based on Ferrite–Ferroelectric–Ferrite Multilayers. *IET Microwaves, Antennas & Propagation*. 2020, vol. 14, no. 12, pp. 1304–1309. doi: 10.1049/iet-map.2020.0162
8. Paillard M., Bodereau F., Drevon C., Monfraix P., Cazaux J. L., Bodin L., Guyon P. Multilayer RF PCB for Space Applications: Technological and Interconnections Trade-Off. *European Microwave Conf.* 2005, vol. 3, p. 1642. doi: 10.1109/EUMC.2005.1610270
9. Ye Y., Guo T. L. Hole Metallisation Technology for Microwave Printed Circuit Board. *Transactions of the IMF*. 2009, vol. 87, no. 4, pp. 217–220. doi: 10.1179/174591909X438866
10. Fuscaldo W., Maita F., Maiolo L., Beccherelli R., Zografopoulos D. C. Broadband Dielectric Characterization of High-Permittivity Rogers Substrates via Terahertz Time-Domain Spectroscopy in Reflection Mode. *Applied Sciences*. 2022, vol. 12, no. 16, p. 8259. doi: 10.3390/app12168259
11. Peng H., Ren H., Dang M., Zhang Y., Yao X., Lin H. Novel High Dielectric Constant and Low Loss PTFE/CNT Composites. *Ceramics International*. 2018, vol. 44, no. 14, pp. 16556–16560. doi: 10.1016/j.ceramint.2018.06.077
12. Yuan Y., Zhang S. R., Zhou Z. H. MgTiO₃ filled PTFE Composites for Microwave Substrate Applications. *Materials Chemistry and Physics*. 2013, vol. 141, no. 1, pp. 175–179. doi: 10.1016/j.matchemphys.2013.04.043
13. Huang A., Kharbas H., Ellingham T., Mi H., Turng L. Sh., Peng X. Mechanical Properties, Crystallization Characteristics, and Foaming Behavior of Polytetrafluoroethylene-Reinforced Poly (Lactic Acid) Composites. *Polymer Engineering & Science*. 2017, vol. 57, no. 5, pp. 570–580. doi: 10.1002/pen.24454
14. Luukkonen O., Maslovski S. I., Tretyakov S. A. A Stepwise Nicolson–Ross–Weir-based Material Parameter Extraction Method. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Let.* 2011, vol. 10, pp. 1295–1298. doi: 10.1109/LAWP.2011.2175897
15. Rothwell E. J., Frasch J. L., Ellison S. M., Chahal P., Ouedraogo R. O. Analysis of the Nicolson–Ross–Weir Method for Characterizing the Electromagnetic Properties of Engineered Materials. *Progress in Electromagnetics Research*. 2016, vol. 157, pp. 31–47. doi: 10.2528/PIER16071706

Information about the authors

Andrey B. Kozyrev, Dr Sci. (Eng.) (1990), Professor (1992) of the Department of Physical Electronics and Technology of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of more than 200 scientific publications. Area of expertise: superconductivity, ferroelectricity, ion-plasma technology, microwave devices, antennas. Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia. E-mail: abkozyrev@etu.ru. <https://orcid.org/0000-0002-5859-9621>

Andrey E. Komlev, Cand. Sci. (Eng.) (2011), Associate Professor of the Department of Physical Electronics and Technology of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of more than 60 scientific publications. Area of expertise: technology of electronic equipment materials, plasma. Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia. E-mail: aekomlev@etu.ru. <https://orcid.org/0000-0003-1017-5587>

Alexey M. Sosunov, Master in Electronics and Nanoelectronics (2020), Postgraduate Student of the Department of Physical Electronics and Technology of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 7 scientific publications. Area of expertise: microwave devices, methods of measuring microwave parameters.
Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia
E-mail: amsosunov@stud.eltech.ru

Andrey G. Altynnikov, Cand. Sci. (Eng.) (2010), Associate Professor of the Department of Physical Electronics and Technology of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 68 scientific publications. Area of expertise: nonlinear materials, microwave devices, antennas, thin films.
Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia
E-mail: agaltynnikov@etu.ru
<https://orcid.org/0000-0001-5932-2504>

Roman A. Platonov, Cand. Sci. (Eng.) (2018), Associate Professor of the Department of Physical Electronics and Technology of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 47 scientific publications. Area of expertise: electrodynamics, microwave devices, antennas.
Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia
E-mail: raplatonov@etu.ru
<https://orcid.org/0000-0002-4556-629X>

Исследование влияния антенных элементов миллиметрового диапазона на ошибки пеленгации фазовым методом

И. Д. Павлов✉

АО "Центральное конструкторское бюро автоматики", Омск, Россия

✉s-glok9@mail.ru

Аннотация

Введение. Ошибки пеленгации ухудшают качество работы любой пеленгационной системы. При работе фазового пеленгатора причиной ошибок в том числе является неидентичность приемных каналов. Исследования влияния антенн на ошибки пеленгации, а также поиск способа уменьшения этих ошибок являются актуальными задачами, поскольку позволяют улучшить качество работы всей пеленгационной системы.

Цель работы. Исследование влияния антенн миллиметрового диапазона на ошибки фазового пеленгатора.

Материалы и методы. Для серии из четырех антенн миллиметрового диапазона были получены пространственные отсчеты коэффициентов усиления, отсчеты фазовых диаграмм и значения комплексного коэффициента отражения. На основе полученных характеристик для нескольких пространственных направлений были сформированы матрицы характеристик. Для каждой матрицы была найдена L -норма. По различиям полученных L -норм делались выводы о степени различия матриц характеристик антенн. По степени схожести матриц характеристик антенны были попарно сгруппированы. L -нормы матриц антенн из одной пары различались незначительно по сравнению с различиями L -норм матриц антенн из второй пары. Для каждой пары антенн определялись пеленг и ошибки пеленгации в диапазоне углов φ : $-15^\circ \dots 15^\circ$ с шагом в 1° .

Результаты. Полученные значения ошибок пеленгации для двух поочередно использованных пар антенн различаются во всем рассмотренном диапазоне углов. Причем пара антенн с меньшей разницей L -норм характеризуется меньшим уровнем ошибок пеленгации. В большинстве точек углового диапазона разница ошибок пеленгации для двух пар антенн попадает в промежуток значений от 0.5 до 0.1° . На границах углового диапазона ошибки пеленгации возрастают, наибольшая разница в 0.5° наблюдается при угле $\varphi = 15^\circ$.

Заключение. В результате исследования определено, что различия характеристик антенн, установленных в одну фазометрическую базу, приводят к увеличению ошибок пеленгации. Предложен способ количественной оценки неидентичности антенн. Применяя предложенный способ, можно группировать антенны в фазометрических базах, что позволит снизить ошибки пеленгации фазовым методом.

Ключевые слова: антенны, волновые матрицы, фазовый пеленгатор, ошибки пеленгации

Для цитирования: Павлов И. Д. Исследование влияния антенных элементов миллиметрового диапазона на ошибки пеленгации фазовым методом // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2023. Т. 26, № 2. С. 25–36. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-2-25-36

Конфликт интересов. Автор заявляет об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 30.11.2022; принята к публикации после рецензирования 22.01.2023; опубликована онлайн 28.04.2023

Research into the Influence of Millimeter-Wave Antennas on Direction Finding Errors by Phase Method

Ivan D. Pavlov✉

JSC "Central design bureau of automatics", Omsk, Russia

✉s-glok9@mail.ru

Abstract

Introduction. Direction finding errors degrade the performance of any direction finding system. In the case of a phase direction finder, the cause of errors, among other things, is related to the non-identity of the receiving channels. Research into the influence of antennas on direction finding errors, as well as a search for ways to reduce these errors, appear to be relevant tasks in terms of improving the quality of direction finding systems.

Aim. To study the influence of millimeter-wave antennas on the errors of the phase direction finder.

Materials and methods. For a series of four millimeter-wave antennas, the following characteristics were obtained: spatial gain readings, phase diagram readings, and complex reflection coefficient values. Based on the characteristics obtained for several spatial directions, matrices of characteristics were formed. For each matrix, the L norm was found. Based on the differences between the obtained L norms, conclusions were drawn about the degree of difference between the antenna characteristic matrices. According to the degree of similarity between the characteristic matrices, the antennas were grouped in pairs. The L norms of the antenna matrices from one pair differed insignificantly compared to the differences between the L norms of the antenna matrices from the second pair. With each pair of antennas, the bearing and direction-finding errors were determined in the range of angles φ : $-15^\circ \dots 15^\circ$ in increments of 1° . The values of direction-finding errors obtained for each pair of antennas were compared with each other.

Results. The obtained values of direction-finding errors for two alternately used pairs of antennas differ in the entire considered range of angles. Moreover, a pair of antennas with a smaller difference L norm is characterized by a lower level of direction-finding errors. At most points in the angular range, the difference in DF errors for two pairs of antennas falls within the range of 0.05 to 0.1°. At the boundaries of the angular range, the direction-finding errors increase, with the largest difference of 0.5° being observed at an angle of $\varphi = 15^\circ$.

Conclusion. Differences in the characteristics of antennas installed in the same phase-metric base lead to an increase in direction finding errors. A method for quantifying the non-identity of antennas is proposed. The proposed method can be used to group antennas in phase-metric bases, which will reduce direction-finding errors by the phase method.

Keywords: antennas, wave matrix, phase direction finder, direction finding errors

For citation: Pavlov I. D. Research into the Influence of Millimeter-Wave Antennas on Direction Finding Errors by Phase Method. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2023, vol. 26, no. 2, pp. 25–36. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-2-25-36

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

Submitted 30.11.2022; accepted 22.01.2023; published online 28.04.2023

Введение. Фазовый способ определения направления на источник излучения предполагает измерение разности фаз между приемными каналами пеленгатора [1–7]. Одна из причин возникновения ошибок пеленгации состоит в том, что при прохождении сигнала через приемные каналы возникает дополнительный фазовый сдвиг, не связанный с направлением прихода волнового фронта [8]. Указанный фа-

зовый сдвиг обусловлен тем, что приемные каналы пеленгатора не в полной мере идентичны между собой. Исследование влияния составных элементов приемных каналов на ошибки пеленгации является актуальной задачей, поскольку позволяет уменьшить эти ошибки. Антенны – неотъемлемая часть любых приемных каналов, поэтому исследования, направленные на определение их влияния на ошибки пелен-

гации и поиск способов уменьшения этого влияния, также актуальны.

В данной статье рассматривается влияние спиральной антенны миллиметрового диапазона [9, 10] на ошибки пеленгации фазовым методом, предложен способ сравнения серийных однотипных антенн между собой, позволяющий скомпоновать их таким образом, чтобы уменьшить указанные ошибки.

Определение направления на источник излучения с помощью фазометрической базы, в которую поочередно устанавливались разные пары антенн, показало, что применение антенн, характеристики которых различаются в меньшей степени, позволяет получить меньший уровень ошибок пеленгации.

В ранее опубликованных работах, затрагивающих фазовые пеленгаторы и их ошибки [11–17], не выделялся отдельный вклад антенн. Кроме того, в [11–15] рассматривается только конфигурация антенной системы, без конкретизации составных элементов приемных каналов. В [15, 16] использованы относительно просто организованные антенные элементы (проволочные вибраторы [15], печатные антенны [17]). Применение в составе фазового пеленгатора антенн с более сложной конструкцией требует исследования их влияния на ошибки пеленгации. Также важен поиск способа уменьшить указанные ошибки.

Цель работы – исследовать влияние антенн миллиметрового диапазона на ошибки пеленгации фазовым методом.

Методы. На рис. 1 представлен общий вид антенны, описываемой в [9, 10]. Эксперимент, рассматриваемый в настоящей статье, проводился на серии из четырех таких антенн.

Для того чтобы определить неидентичность антенн, а также охарактеризовать ее количественно, предлагается способ волновых матриц. В рамках предлагаемого способа антенна рассматривается как преобразователь электромагнитной волны свободного пространства в электромагнитную волну в линии передачи, характеризуемый комплексным коэффициентом передачи, имеющим пространственную зависимость. Указанный преобразователь по аналогии с другими СВЧ-устройствами [18, 19] можно описать

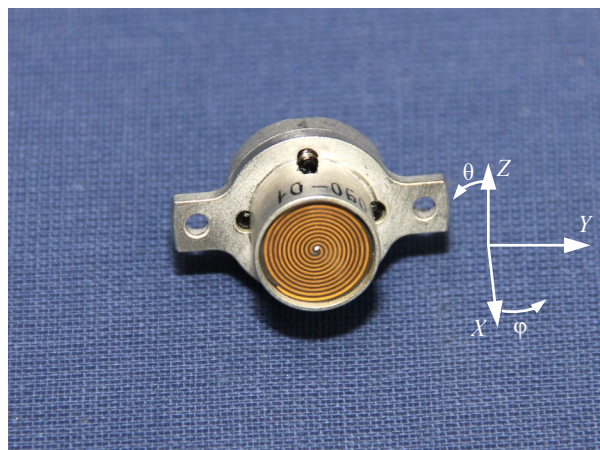


Рис. 1. Спиральная антенна миллиметрового диапазона длин волн

Fig. 1. Spiral antenna of a millimeter wavelength range

с помощью волновой матрицы, но для этого потребуется учесть следующие особенности:

1. В общем случае у одиночной антенны есть только один разъем (являющийся отрезком линии передачи), в котором можно разместить отсчетную плоскость. Для определения коэффициента передачи потребуются как минимум 2 отсчетные плоскости. Для того чтобы задать вторую отсчетную плоскость, использован формальный прием: в дальней зоне выделяется площадка бесконечно малой площади, ориентированная перпендикулярно радиусу-вектору, положение которого задано в системе координат, связанной с антенной. Указанную площадку можно считать второй отсчетной плоскостью (далее пространственная отсчетная плоскость), с помощью которой коэффициент передачи может быть задан.

2. Электромагнитная волна, принимаемая антенной, характеризуется поляризацией, причем в общем случае поляризация может быть произвольной. Для того чтобы это учесть, необходимо использовать 2 ортогональные составляющие векторов напряженности, например электрического поля ($\vec{E}_\theta$ и $\vec{E}_\varphi$). По этой причине одно пространственное направление должно характеризоваться двумя отсчетными плоскостями – по одной отсчетной плоскости для каждой из ортогональных составляющих.

3. Комплексный коэффициент передачи характеризуется пространственной зависимостью, и, для того чтобы определить его в нужных пространственных направлениях, потребу-

ется для каждого из них задать отсчетную плоскость. Поэтому для описания антенны требуется набор волновых матриц.

Для формирования волновой матрицы необходимо составить систему линейных уравнений, связывающих воздействующую (падающую) и зависимую (отраженную) волны. С учетом введенных пространственных отсчетных плоскостей указанную систему в матричной форме можно записать следующим образом:

$$\begin{pmatrix} \dot{E}_{\text{л.о}} \\ \dot{E}_{\theta\text{о}} \\ \dot{E}_{\varphi\text{о}} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \dot{S}_{11} & \dot{S}_{12} & \dot{S}_{13} \\ \dot{S}_{21} & \dot{S}_{22} & \dot{S}_{23} \\ \dot{S}_{31} & \dot{S}_{32} & \dot{S}_{33} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \dot{E}_{\text{л.п}} \\ \dot{E}_{\theta\text{п}} \\ \dot{E}_{\varphi\text{п}} \end{pmatrix}, \quad (1)$$

где $\dot{E}_{\text{л.о}}$ – отраженная волна в линии передачи (разъеме); $\dot{E}_{\theta\text{о}}$ и $\dot{E}_{\varphi\text{о}}$ – отраженные волны пространственных отсчетных плоскостей, определенных для одного направления в пространстве; $\dot{E}_{\text{л.п}}$ – падающая волна в линии передачи (разъеме); $\dot{E}_{\theta\text{п}}$ и $\dot{E}_{\varphi\text{п}}$ – падающие волны пространственных отсчетных плоскостей, определенных для одного направления в пространстве.

Далее определены отдельные коэффициенты, входящие в систему (1), а также указаны способы получения числовых значений, использованные в настоящей статье:

$$1) \dot{S}_{11} = \left. \frac{\dot{E}_{\text{л.о}}}{\dot{E}_{\text{л.п}}} \right|_{E_{\theta\text{п}}=0, E_{\varphi\text{п}}=0} - \text{комплексный}$$

коэффициент отражения, устанавливающий связь между падающей $\dot{E}_{\text{л.п}}$ и отраженной $\dot{E}_{\text{л.о}}$ волнами, определенными в отсчетной плоскости разъема антенны. Также он может быть записан в показательной форме $K_{\text{о}}e^{i\Phi}$, где $K_{\text{о}}$ – модуль коэффициента; $e^{i\Phi}$ – фазовый множитель; Φ – сдвиг фаз между падающей и отраженной волнами отсчетной плоскости разъема антенны. В данной статье значения модуля указанного коэффициента и фазовый сдвиг определялись с помощью векторного анализатора цепей. Далее будет использоваться показательная форма записи этого коэффициента, практически полученные значения модуля будут представлены в ло-

гарифмическом масштабе, фазовый сдвиг будет записываться в градусах;

$$2) \dot{S}_{21} = \left. \frac{\dot{E}_{\theta\text{о}}}{\dot{E}_{\text{л.п}}} \right|_{E_{\theta\text{п}}=0, E_{\varphi\text{п}}=0} - \text{комплексный}$$

коэффициент передачи, связывающий отраженную волну, определенную в пространственной отсчетной плоскости $\dot{E}_{\theta\text{о}}$, и падающую волну, определенную в отсчетной плоскости разъема антенны $\dot{E}_{\text{л.п}}$. Указанный коэффициент является комплексным и может быть записан в показательной форме $K_{\text{п}\theta}e^{i\Phi_{\theta}}$, где $K_{\text{п}\theta}$ – модуль коэффициента передачи; Φ_{θ} – фазовый сдвиг между падающей волной отсчетной плоскости разъема антенны и отраженной волной пространственной отсчетной плоскости. Определить значение модуля данного коэффициента непосредственно с помощью векторного анализатора цепей затруднительно, поэтому выразим его через характеристику антенны, для которой существуют методики определения значения. Такой характеристикой является коэффициент усиления антенны. Рассмотрим подробнее связь коэффициента усиления антенны и коэффициента передачи.

Напряженность поля в пространственной отсчетной плоскости можно определить с помощью выражения

$$E_{\theta\text{о}} = \frac{\sqrt{60P_{\text{под}}G}}{r} F(\theta, \varphi), \quad (2)$$

где $P_{\text{под}}$ – мощность, подведенная к антенне; G – коэффициент усиления антенны; r – расстояние до пространственной отсчетной плоскости; $F(\theta, \varphi)$ – диаграмма направленности антенны. Будем считать, что диаграмма направленности антенны нормирована к максимуму, а направление, соответствующее выбранной пространственной отсчетной плоскости, совпадает с направлением максимума диаграммы направленности. С учетом этого множитель $F(\theta, \varphi)$ обращается в единицу. Для того чтобы определить коэффициент передачи, необходимо подводимую к антенне мощность выразить через напряженность электрического поля, определенного в отсчетной плоскости разъема антенны $E_{\text{л.п}}$:

$$P_{\text{под}} = \frac{E_{\text{л.п}}^2}{2Z_{\text{л}}}, \quad (3)$$

где $E_{\text{л.п}}$ – напряженность электрического поля, определенная в отсчетной плоскости разъема антенны; $Z_{\text{л}}$ – характеристическое сопротивление волны, распространяющейся в линии передачи. С учетом (2) и (3) модуль коэффициента передачи может быть записан следующим образом:

$$\frac{E_{\theta 0}}{E_{\text{л.п}}} = \frac{\sqrt{60G}}{r\sqrt{2Z_{\text{л}}}}. \quad (4)$$

Выражение (4) устанавливает связь модуля коэффициента передачи и коэффициента усиления антенны. На практике удобнее находить коэффициент усиления, для этого существуют разработанные методики. В настоящей статье значения коэффициентов усиления рассматриваемых антенн были получены с помощью метода трех антенн [20]. Далее вместо модуля коэффициента передачи будет записываться коэффициент усиления в логарифмическом масштабе.

Для получения значения фазового сдвига Φ_{θ} необходимо проводить измерения с использованием опорного фазового канала. В описываемой работе для этого был использован измерительный комплекс фирмы "Трим" "ТМСА40Д17". Результаты измерений, проводимых с использованием указанного комплекса, получены в градусах, поэтому в дальнейших записях фазовый сдвиг также будет записан в градусах. Можно также отметить, что пространственная зависимость указанного фазового сдвига является фазовой диаграммой направленности антенны [21]. С учетом вышеизложенного в матрицу, характеризующую антенну для выбранного направления, вместо комплексного коэффициента передачи будет записываться комплексное число вида $G_{\theta}e^{i\Phi_{\theta}}$, где G – коэффициент усиления антенны в логарифмическом масштабе для выбранного направления; Φ_{θ} – фазовый сдвиг в градусах, возникающий между отсчетной плоскостью в разъеме антенны и пространственной отсчетной плоскостью, соответствующей выбранному направлению;

3) $\dot{S}_{31}$ – комплексный коэффициент передачи, имеющий тот же физический смысл, что и $\dot{S}_{21}$. Основным отличием указанного коэффициента является то, что он определен с помощью пространственной отсчетной плоскости, которой соответствует компонента $\dot{E}_{\varphi}$. На практике указанное отличие выразилось в том, что при проведении измерений по определению значения указанного коэффициента исследуемые антенны облучались полем, поляризованным ортогонально относительно того, которое использовалось при получении значения и $\dot{S}_{21}$. Форма записи указанного коэффициента совпадает с $\dot{S}_{21}$;

4) $\dot{S}_{12}$ – комплексный коэффициент передачи, связывающий отраженную волну отсчетной плоскости разъема антенны $\dot{E}_{\text{л.о}}$ и падающую волну $\dot{E}_{\theta\text{п}}$, соответствующую пространственной отсчетной плоскости. В силу того что антенна в общем случае является взаимным устройством [22], указанный коэффициент численно и по смыслу соответствует $\dot{S}_{21}$. Другими словами, равенство $\dot{S}_{12} = \dot{S}_{21}$ выполняется в силу принципа взаимности. Далее в тексте статьи к указанному коэффициенту будут применяться такие же формы записи, как и к $\dot{S}_{21}$;

5) $\dot{S}_{22}$ – комплексный коэффициент отражения для пространственной отсчетной плоскости, соответствующей компоненте $\dot{E}_{\theta}$. Этот коэффициент устанавливает связь между падающей и отраженной волнами пространственной отсчетной плоскости. Физический смысл указанного коэффициента состоит в том, чтобы характеризовать рассеяние антенной электромагнитной волны [22, 23], падающей на нее с направления, для которого определена пространственная отсчетная плоскость. Этот коэффициент применим при решении задач, связанных, например, с электромагнитной совместимостью. В рамках данной статьи значения указанного коэффициента не определялись главным образом из-за отсутствия отработанной методики. При практическом формировании матриц, характеризующих антенны, указанный коэффициент не учитывался, вместо него в матрицу записывался ноль;

6) $\dot{S}_{32}$ – комплексный коэффициент передачи между пространственными отсчетными плоскостями. Введенные пространственные отсчетные плоскости, каждая из которых соответствует одной из ортогональных составляющих, позволяют записывать матрицы для антенн с произвольной поляризацией. Поскольку введение пространственных отсчетных плоскостей является формальным приемом, будем считать, что они характеризуются отсутствием взаимной передачи мощности. Это означает, что коэффициенты $\dot{S}_{23}$ и $\dot{S}_{32}$ равны нулю и в итоговые матрицы, характеризующие антенны, вместо указанного коэффициента также будут записаны нули;

7) $\dot{S}_{13}$ – комплексный коэффициент передачи, численно и по смыслу соответствующий коэффициенту $\dot{S}_{31}$. Указанное соответствие выполняется в силу принципа взаимности;

8) $\dot{S}_{23}$ – комплексный коэффициент передачи, численно и по смыслу соответствующий коэффициенту $\dot{S}_{32}$. Указанное соответствие выполняется в силу принципа взаимности;

9) $\dot{S}_{33}$ – комплексный коэффициент отражения для пространственной отсчетной плоскости, соответствующей компоненте $\dot{E}_\varphi$. По своему физическому смыслу данный коэффициент аналогичен $\dot{S}_{22}$. Разница состоит в том, что в случае его практического определения поляризация облучающего поля должна быть ортогональна той, что использовалась при получении значения $\dot{S}_{22}$. При практическом формировании матриц, характеризующих антенны, вместо указанного коэффициента, как и в случае с $\dot{S}_{22}$, записывался ноль.

В качестве промежуточного итога можно отметить, что рассматриваемым антеннам ставится в соответствие набор матриц, каждая из которых определена для некоторого направления и содержит значения коэффициента усиления и отсчеты фазовой диаграммы направленно-сти для двух ортогональных составляющих, а также комплексный коэффициент отражения. С учетом того что рассматриваемые матрицы

содержат характеристики антенны, а не явно записанные коэффициенты передачи и отражения, свойственные волновой матрице, далее в статье рассматриваемая матрица будет называться матрицей характеристик. Такая матрица имеет вид

$$\begin{pmatrix} K_0 e^{i\Phi} & G_\theta e^{i\Phi_\theta} & G_\varphi e^{i\Phi_\varphi} \\ G_\theta e^{i\Phi_\theta} & 0 & 0 \\ G_\varphi e^{i\Phi_\varphi} & 0 & 0 \end{pmatrix}_{(\theta, \varphi)}, \quad (5)$$

где K_0 – модуль коэффициента отражения, определенный в отсчетной плоскости в разьеме антенны (далее значения модуля коэффициента отражения записаны в логарифмическом масштабе); Φ – фазовый сдвиг между падающей и отраженной волнами отсчетной плоскости разьема антенны, ...°; G_θ – коэффициент усиления антенны, определенный для направления (θ, φ) и поляризации поля, соответствующей пространственной отсчетной плоскости, в которой определена компонента $\dot{E}_\theta$; Φ_θ – фазовый сдвиг между падающей волной отсчетной плоскости разьема антенны и отраженной волной пространственной отсчетной плоскости (в силу принципа взаимности верно и обратное). Указанный фазовый сдвиг определен для направления (θ, φ) и поляризации поля, соответствующей пространственной отсчетной плоскости компоненты $\dot{E}_\theta$; G_φ – коэффициент усиления, определенный для направления (θ, φ) и поляризации поля, соответствующей пространственной отсчетной плоскости, в которой определена компонента $\dot{E}_\varphi$; Φ_φ – фазовый сдвиг между падающей волной отсчетной плоскости разьема антенны и отраженной волной пространственной отсчетной плоскости. Указанный фазовый сдвиг определен для направления (θ, φ) и поляризации поля, соответствующей пространственной отсчетной плоскости компоненты $\dot{E}_\varphi$.

Для того чтобы определить степень неидентичности антенн, предлагается сравнить соответствующие им матрицы характеристик.

Определить степень различия матриц можно, поставив в соответствие каждой из рассматриваемых матриц некоторое число таким образом, чтобы любое изменение значений элементов матрицы приводило к изменению значения этого числа. Тогда абсолютная разность таких чисел покажет степень различия рассматриваемых матриц. В качестве указанного числа можно использовать норму матрицы. В [24] приведены условия, которым должно удовлетворять число, для того чтобы быть нормой матрицы. Также в [24] указано, что можно предложить множество таких способов постановки в соответствие чисел и матриц, что полученные числа будут удовлетворять условиям нормы. Вместе с тем в [24] приведены 3 основные легко вычисляемые нормы, обозначенные как M , L и K :

- K -норма определена как корень квадратный из суммы квадратов абсолютных значений всех элементов матрицы;

- L -норма определена как максимальная из сумм, образованных абсолютными значениями элементов каждого столбца;

- M -норма определена как максимальная из сумм, образованных абсолютными значениями элементов каждой строки.

Для определения степени различия матриц вида (5) подойдут все 3 обозначенные нормы, поэтому целесообразно использовать одну из них. Вычисление K -нормы требует совершения большего числа операций, поэтому проще воспользоваться L - или M -нормой. Поскольку матрица вида (5) при транспонировании не изменяется, то L - и M -нормы для нее будут одинаковыми. Далее в статье будет использована L -норма. Каждой из рассматриваемых матриц соответствует своя L -норма. В идеальном случае, когда антенны абсолютно идентичны, идентичными будут и их наборы матриц характеристик, а следовательно, и соответствующие им L -нормы. На практике даже однотипные серийные антенны будут иметь некоторые различия в характеристиках, что отразится на соответствующих им матрицах и может быть количественно выражено через разность их L -норм.

Для упрощения условий исследования в качестве пеленгатора использована одна фазо-

метрическая база блока фазового пеленгатора, содержащая 2 приемных канала. В указанную базу по очереди устанавливались две пары серийных антенн, для которых заранее были определены некоторые характеристики (в частности, пространственные отсчеты коэффициентов усиления, отсчеты фазовых диаграмм и значение комплексного коэффициента отражения). Для первой пары антенн различия между характеристиками были меньше, чем для второй пары.

В данной статье для группы из четырех серийных антенн были определены наборы матриц характеристик. Указанные матрицы определялись для следующих пространственных направлений: $\theta = 90^\circ, \varphi = -15^\circ$; $\theta = 90^\circ, \varphi = -10^\circ$; $\theta = 90^\circ, \varphi = -5^\circ$; $\theta = 90^\circ, \varphi = 0^\circ$; $\theta = 90^\circ, \varphi = 5^\circ$; $\theta = 90^\circ, \varphi = 10^\circ$; $\theta = 90^\circ, \varphi = 15^\circ$. Далее для каждой из матриц была определена L -норма. После сравнения полученных L -норм были выбраны две пары антенн. Первая пара характеризовалась наименьшими абсолютными разностями L -норм, вторая пара – большими по сравнению с первой абсолютными разностями L -норм.

Указанные пары антенн поочередно устанавливались в одну из баз блока фазового пеленгатора (рис. 2).

Длина фазометрической базы составляла 9.5λ на частоте измерения. Диапазон углов φ : $-15 \dots 15^\circ$.

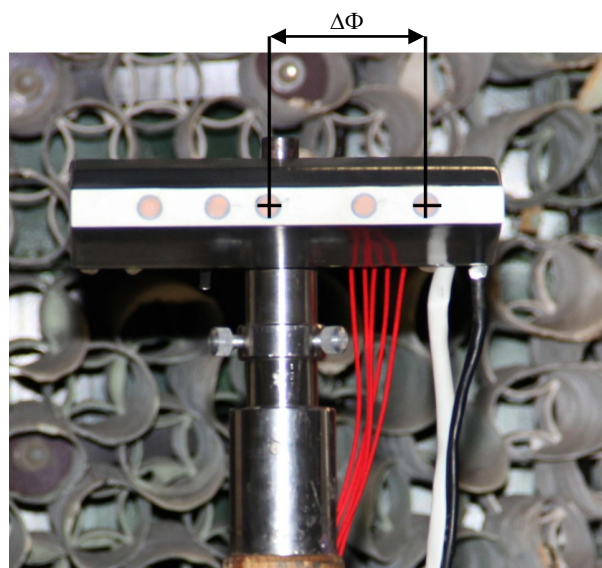


Рис. 2. Фазометрическая база блока фазового пеленгатора

Fig. 2. Phase-metric base of the phase direction finder unit

В данном угловом диапазоне были проведены измерения направления на источник излучения с использованием фазометрической базы, обозначенной на рис. 2. Кроме того, были определены ошибки указанных измерений. Поскольку измерения проводились с двумя парами антенн, поочередно установленными в фазометрическую базу, то по уровню полученных ошибок пеленгации для двух рассматриваемых случаев можно сделать выводы о влиянии неидентичности антенн на ошибки пеленгации. Здесь стоит также отметить и другие факторы, которые могли бы повлиять на ошибки пеленгации. К таковым можно отнести взаимовлияние близкорасположенных антенн, а также влияние антенной платформы.

Взаимовлияние близкорасположенных антенн в данном случае невелико, поскольку они характеризуются низким (около 2 % на частоте измерения [9]) уровнем бокового излучения.

Платформа, на которой размещены антенны, также влияет на ошибки пеленгации. Снизить указанное влияние можно, применяя радиопоглощающий материал, как это сделано, например, в [25]. В данной статье поверхность, на которой размещались антенны, также была закрыта радиопоглощающим материалом. Важно отметить, что при замене пары антенн в фазометрической базе все прочие элементы приемных каналов

оставались неизменными, также оставались неизменными и внешние условия. Это позволяет считать, что наблюдаемые различия уровней ошибок пеленгации вызваны антеннами, а именно их неидентичностью.

Результаты. В табл. 1 отдельно сведены L -нормы, соответствующие матрицам характеристик антенн.

Из четырех рассматриваемых антенн сформированы две пары. Абсолютные разности L -норм одной из пар меньше, чем абсолютные разности L -норм второй пары. Указанные абсолютные разности сведены в табл. 2.

Пары антенн, абсолютные разности L -норм которых сведены в табл. 2, по очереди устанавливались в фазометрическую базу, показанную на рис. 2. Для этих двух случаев были получены пространственные зависимости ошибок пеленгации в диапазоне углов φ : $-15...15^\circ$ с шагом в 1° . Указанная зависимость приведена на рис. 3. Кроме того, на приведенных зависимостях показаны границы тройной среднеквадратичной ошибки. Зависимость с треугольными маркерами соответствует паре антенн 3, 4, зависимость с квадратными маркерами – паре антенн 1, 2.

Заключение. Приведенные на рис. 3 пространственные зависимости ошибок пеленгации различаются для пар антенн 1, 2 и 3, 4.

Табл. 1. L -нормы матриц характеристик антенн 1–4

Tab. 1. L norms of antenna characteristics matrices 1–4

$\varphi, \dots^\circ$	L -норма, антенна 1	L -норма, антенна 2	L -норма, антенна 3	L -норма, антенна 4
–15	24.8	24.1	16.5	23
–10	27.2	27.1	16.6	26.1
–5	28.4	27.3	19	26.4
0	29.5	29.7	20.2	28.2
5	28.3	26.7	19.5	27.7
10	27.2	26	17	24.6
15	25.2	25.8	15.5	24.3

Табл. 2. Абсолютные разности L -норм двух пар рассматриваемых антенн

Tab. 2. Absolute differences of the L norms of two pairs of the antenna under consideration

$\varphi, \dots^\circ$	$ L\text{-норма антенны 1} - L\text{-норма антенны 2} $	$ L\text{-норма антенны 3} - L\text{-норма антенны 4} $
–15	0.7	6.5
–10	0.1	9.5
–5	1.1	7.4
0	0.2	8
5	1.6	8.2
10	1.2	7.6
15	0.6	8.8

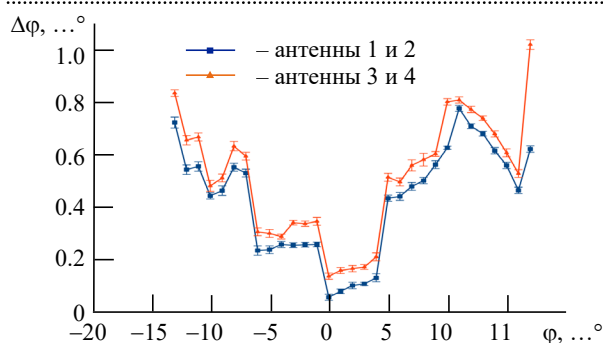


Рис. 3. Пространственная зависимость ошибок пеленгации для пар антенн 1, 2 и 3, 4

Fig. 3. Spatial dependence of damping errors for pairs of antennas 1, 2 and 3, 4

Ошибки пеленгации меньше при использовании в фазометрической базе пары антенн 1, 2. В большинстве точек рассматриваемого углового диапазона разница ошибок пеленгации для двух приведенных случаев укладывается в промежуток значений от 0.05° до 0.1° , на границах углового диапазона ошибки пеленгации возрастают, наибольшая разница в 0.5° наблюдается при угле $\varphi = 15^\circ$. Важно отметить, что абсолютные значения ошибок пеленгации и особенно их рост на границах углового диапазона обусловлены тем, что использовалась всего одна фазометрическая база. Цель проведенного исследования – показать, что неидентичность антенн в приемных каналах фазового пеленгатора приводит к увеличению ошибок пеленгации. Экспериментально полученные зависимости, приведенные на рис. 3, показывают это.

Кроме того, предложен способ сравнения однотипных серийных антенн между собой, позволяющий количественно определить их не-

идентичность. Так, 4 рассмотренные серийные антенны с помощью предложенного способа были разбиты на две пары. Взаимные различия характеристик пары антенн 1, 2 были меньше по сравнению со второй парой антенн 3, 4. После проверки выбранных пар в составе фазометрической базы выяснилось, что применение антенн, неидентичность характеристик которых была больше, приводит к повышению уровня ошибок пеленгации. Из этого следует, что предлагаемый способ сравнения серийных антенн применим для их подбора. Указанный подбор антенн позволит снизить ошибки пеленгации, что улучшит качество работы всей системы.

Наблюдаемые различия характеристик серийных антенн связаны, вероятнее всего, с неточностями изготовления и сборки, поскольку в миллиметровом диапазоне точность изготовления и сборки комплектующих имеет большое значение. Однако это требует проверки посредством дополнительных исследований.

К основным итогам выполненных работ можно отнести следующее:

- неидентичность антенн влияет на ошибки пеленгации фазовым методом;
- предложенный способ сравнения характеристик однотипных серийных антенн позволяет количественно определить неидентичность и подобрать их для использования в составе фазометрических баз пеленгатора, что позволит уменьшить ошибки пеленгации;
- причины взаимной неидентичности характеристик серийных антенн требуют дополнительного исследования.

Список литературы

1. Multiple Array Spacings for an Interferometer Direction Finder with High Direction-Finding Accuracy in a wide Range of Frequencies / J. H. Lee, J. K. Kim, H. K. Ryu, Y. J. Park // IEEE Antennas and Wireless Propagation Let. 2018. Vol. 17, № 4. P. 563–566. doi: 10.1109/LAWP.2018.2803107
2. Ergezer N., Nayir H. A Low Cost HF Direction Finding Antenna Array Simulator for Verification of HF-DF Receivers // Proc. of the Intern. Automatic Testing Conf. St Louis, USA, 15–18 Sept. 2014. Piscataway: IEEE, 2014. P. 14700766. doi: 10.1109/AUTEST.2014.6935159
3. Шарыгин Г. С., Дубинин Д. В. Круговая антенная решетка для моноимпульсного фазового пе-

- ленигатора // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии: материалы 24-й Междунар. конф., Севастополь, Россия, 7–13 нояб. 2014 г. IEEE, 2014. С. 471–472. doi: 10.1109/CRMICO.2014.6959484
4. Порубов Г. Г. Методика выбора оптимальных структур антенных решеток фазовых пеленгаторов и оценка вероятностных характеристик // Докл. ТУСУР. 2017. Т. 20, № 1. С. 5–9. doi: 10.21293/1818-0442-2017-20-1-05-09
5. Исследование работы фазового пеленгатора с квазиоптимальным устранением неоднозначности на наземных трассах / В. П. Денисов, Д. В. Дубинин, М. В. Крутиков, А. А. Мещеряков // Докл. ТУСУР. 2011. № 2 (24). С. 7–15.

6. Algorithm for Obtaining Accurate Phase Interferometer / S. V. Doan, J. Vesely, P. Janu, P. Hubacek, X. L. Tran // Proc. of the 26th Intern. Conf. Radioelektronika, Kosice, Slovakia, 19–20 Apr. 2016. IEEE, 2016. P. 16036088. doi: 10.1109/RADIOELEK.2016.7477374
7. Optimized Algorithm for Solving Phase Interferometer Ambiguity / S. V. Doan, J. Vesely, P. Janu, P. Hubacek, X. L. Tran // Proc. of the 17th Intern. Radar Symp., Krakow, Poland, 10–12 May 2016. IEEE, 2016. P. 16104516. doi: 10.1109/IRS.2016.7497353
8. Виноградов А. Д., Востров А. Ю., Дмитриев И. С. Обобщенная структура радиопеленгатора и основные термины, используемые в теории радиопеленгования // Антенны. 2018. № 5. С. 5–20.
9. Павлов И. Д. Электродинамическое моделирование и расчет широкополосной малогабаритной спиральной антенны миллиметрового диапазона // Омский науч. вестн. 2017. № 5. С. 152–158.
10. Пат. RU 2673319 МПК H 01 Q 1/00. Спиральная антенна / Д. Д. Кохнюк, И. А. Боровик, Я. В. Федоров, И. Д. Павлов, И. Н. Звягинцев, В. В. Волчонков. Опубл. 23.11.2018. Бюл. № 33.
11. Уфаев В. А. Методика расчета вероятности аномальных ошибок пеленгования с применением кольцевых антенных решеток // Антенны. 2017. № 6. С. 17–22.
12. Методика расчета вероятности аномальных ошибок моноимпульсного многоканального радиопеленгатора с антенной системой произвольной конфигурации / М. Л. Артемов, И. С. Дмитриев, М. Ю. Ильин, М. П. Сличенко // Антенны. 2020. № 3. С. 58–87. doi: 10.18127/j03209601-202003-05
13. Уфаев В. А. Предельные параметры пеленгаторных антенных решеток // Антенны. 2017. № 6. С. 5–9.
14. Виноградов А. Д. Методические ошибки векторных радиопеленгаторов // Антенны. 2020. № 5 (267). С. 13–23. doi: 10.18127/j03209601-202005-02
15. Методические ошибки скалярных радиопеленгаторов с антенными решетками из ненаправленных антенн / А. Д. Виноградов, А. Ю. Михин, Е. П. Никитенко, Г. В. Подшивалова, Т. И. Шипилова // Антенны. 2020. № 3 (265). С. 6–31. doi: 10.18127/j03209601-202003-01
16. Способ и характеристики угломестного радиопеленгования с использованием трехэлементной антенной решетки из соосных вертикальных вибраторных антенн / А. Д. Виноградов, В. В. Грибанов, А. Ю. Михин, Е. П. Никитенко, Г. В. Подшивалова // Антенны. 2017. № 5. С. 13–18.
17. Li M., Ma R., Behdad N. A Compact Low-Cost Ultrawideband Direction Finding System: Techniques Suitable for Small-Aperture Designs // IEEE Antennas and Propagation Magazine. 2018. Vol. 60, № 6. P. 32–44. doi: 10.1109/MAP.2018.2870641
18. Amakawa Sh. Scattered Reflections on Scattering Parameters Demystifying Complex-Referenced S Parameters // IEICE Transactions on Electronics. 2016. Vol. E99, № 10. P. 1100–1112. doi: 10.1587/transele.E99.C.1100
19. Paulis F., Zhang Y. J., Fan J. Signal/Power Integrity Analysis for Multilayer Printed circuit Boards Using Cascaded S-Parameters // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. 2010. Vol. 52, № 4. P. 1008–1018. doi: 10.1109/ТЕМС.2010.2072784
20. Антохина Ю. А., Крячко А. Ф., Ковалев А. С. Синтез характеристик антенн по измерениям в ближней зоне / под ред. Ю. Г. Шатракова; ГУАП. СПб., 2016. 309 с.
21. Неганов В. А., Табаков Д. П., Яровой Г. П. Современная теория и практические применения антенн. М.: Радиотехника, 2009. 720 с.
22. Мануилов Б. Д., Кузнецов А. А. Характеристики рассеяния плоских вибраторных решеток при формировании многолучевых диаграмм направленности // Антенны. 2012. № 1. С. 34–42.
23. Пономарев Л. И., Попов В. В. Рассеивающие свойства антенн и фазированных антенных решеток. М.: РУДН, 2003. 144 с.
24. Матричные методы расчета и проектирования сложных систем автоматического управления для инженеров / К. А. Пупков, Н. Д. Егупов, Ю. Л. Лукашенко, Д. В. Мельников, В. М. Рыбин, А. И. Трофимов. М.: Изд-во МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2007. 664 с.
25. Павлов И. Д. Исследование влияния антенной платформы фазового пеленгатора на ошибки пеленгации // Антенны и распространение радиоволн: сб. докл. Всерос. науч.-техн. конф., Санкт-Петербург, Россия, 24–26 нояб. 2021 г. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2021. С. 75–76.

Информация об авторе

Павлов Иван Дмитриевич – магистр по специальности "Радиотехника" (Омский государственный технический университет, 2017), инженер-конструктор 2-й категории АО "Центральное конструкторское бюро автоматики». Автор 11 научных работ. Сфера научных интересов – электродинамика и антенно-фидерные устройства.

Адрес: АО "Центральное конструкторское бюро автоматики», пр. Космический, д. 24 А, Омск, 644027, Россия
E-mail: s-glok9@mail.ru
<https://orcid.org/0000-0002-0204-327X>

References

1. Lee J. H., Kim J. K., Ryu H. K., Park Y. J. Multiple Array Spacings for an Interferometer Direction Finder with High Direction-Finding Accuracy in a wide Range of Frequencies. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Let.* 2018, vol. 17, no. 4, pp. 563–566. doi: 10.1109/LAWP.2018.2803107
2. Ergezer N., Nayir H. A Low Cost HF Direction Finding Antenna Array Simulator for Verification of HF-DF Receivers. *Proc. of the Intern. Automatic Testing Conf. St Louis, USA, 15–18 Sept. 2014. IEEE, 2014, p. 14700766. doi: 10.1109/AUTEST.2014.6935159*
3. Sharygin G. S., Dubinin D. V. Ring Array for Monopulse Phase Direction Finder. *24th Intern. Crimean Conf. Microwave & Telecommunication Technology, Sevastopol, Russia, 7–13 Sept. 2014. Piscataway, IEEE, 2014, pp. 471–472. doi: 10.1109/CRMICO.2014.6959484 (In Russ.)*
4. Porubov G. G. Method to Select the Optimal Structures for Antenna Arrays of Phase Direction Finder and Assessment of Probability Characteristics. *Proc. of TUSUR University. 2017, vol. 20, no. 1, pp. 5–9. doi: 10.21293/1818-0442-2017-20-1-05-09 (In Russ.)*
5. Denisov V. P., Dubinin D. V., Krutikov M. V., Mescheryakov A. A. Quasi-optimal Method to Avoid the Ambiguity of Bearing Estimation by Terrestrial Finder. *Proc. of TUSUR University. 2011, no. 2 (24), pp. 7–15. (In Russ.)*
6. Doan S. V., Vesely J., Janu P., Hubacek P., Tran X. L. Algorithm for Obtaining Accurate Phase Interferometer. *Proc. of the 26th Intern. Conf. Radioelektronika, Kosice, Slovakia, 19–20 April 2016. IEEE, 2016, p. 16036088 doi: 10.1109/RADIOELEK.2016.7477374*
7. Doan S. V., Vesely J., Janu P., Hubacek P., Tran X. L. Optimized Algorithm for Solving Phase Interferometer Ambiguity. *Proc. of the 17th Intern. Radar Symp., Krakow, Poland, 10–12 May 2016. IEEE, 2016, p. 16104516. doi: 10.1109/IRS.2016.7497353*
8. Vinogradov A. D., Vostrov A. Yu., Dmitriev I. S. The Generalized Structure of the Direction Finder and the Main Terms Used in the Theory of Radio Direction Finding. *Antennas. 2018, no. 5, pp. 5–20. (In Russ.)*
9. Pavlov I. D. Electrodynamics Modeling and Calculation of the Broadband Small-Sized Spiral Antenna of a Millimeter Range. *Omsk Scientific Bulletin. 2017, no. 5, pp. 152–158. (In Russ.)*
10. Kohnjuk D. D., Borovik I. A., Fedorov Ya. V., Pavlov I. D., Zvjagincev I. N., Volchonkov V. V. *Spiral'naya antenna* [Spiral Antenna]. Pat. RU 2673319 MPK N 01 Q 1/00. Publ. 23.11.2018. (In Russ.)
11. Ufaev V. A. The Calculation Technique of Direction Finding With Circular Antenna Arrays Usage Anomalous Errors Probability. *Antennas. 2017, no. 6, pp. 17–22. (In Russ.)*
12. Artemov M. L., Dmitriev I. S., Ilyin M. Yu., Slichenko M. P. Methodology for Calculation of Probability of Abnormal Errors of Monopulse Multichannel Radio Direction Finder with Antenna System of Any Configuration. *Antennas. 2020, no. 3, pp. 58–87. doi: 10.18127/j03209601-202003-05 (In Russ.)*
13. Ufaev V. A. Limiting Parameters Antennas Arrays Appointed to Directional Finding. *Antennas. 2017, no. 6, pp. 5–9. (In Russ.)*
14. Vinogradov A. D. Methodological Errors of Vector Direction Finders. *Antennas. 2020, no. 5 (267), pp. 13–23. doi: 10.18127/j03209601-202005-02 (In Russ.)*
15. Vinogradov A. D., Mihin A. Yu., Nikitenko E. P., Podshivalova G. V., Shipilova T. I. Methodological Errors of Scalar Direction Finders with Antenna Arrays of Non-directional Antennas. *Antennas. 2020, no. 3 (265), pp. 6–31. doi: 10.18127/j03209601-202003-01 (In Russ.)*
16. Vinogradov A. D., Gribanov V. V., Mihin A. Yu., Nikitenko E. P., Podshivalova G. V. Method and Characteristics of Radio Direction Finding in the Elevation Plane Using an Equidistant Three-element Antenna Array Consisting of Coaxial Vertical Vibrators. *Antennas. 2017, no. 5, pp. 13–18. (In Russ.)*
17. Li M., Ma R., Behdad N. A Compact Low-Cost Ultrawideband Direction Finding System: Techniques Suitable for Small-Aperture Designs. *IEEE Antennas and Propagation Magazine. 2018, vol. 60, no. 6, pp. 32–44. doi: 10.1109/MAP.2018.2870641*
18. Amakawa Sh. Scattered Reflections on Scattering Parameters Demystifying Complex-Referenced S Parameters. *IEICE Transactions on Electronics. 2016, vol. E99, no. 10, pp. 1100–1112. doi: 10.1587/transele.E99.C.1100*
19. Paulis F., Zhang Y. J., Fan J. Signal/Power Integrity Analysis for Multilayer Printed circuit Boards Using Cascaded S-Parameters. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. 2010, vol. 52, no. 4, pp. 1008–1018. doi: 10.1109/TEM.2010.2072784*
20. Antohina Yu. A., Kryachko A. F., Kovalev A. S. *Sintez kharakteristik antenn po izmereniyam v blizhnei zone* [Synthesis of Antenna Characteristics from Measurements in the Near Field]. Ed. by Yu. G. Shatrakov. SPb., GUAP, 2016, 309 p. (In Russ.)
21. Neganov V. A., Tabakov D. P., Yarovoi G. P. *Sovremennaya teoriya i prakticheskie primeneniya antenn* [Modern Theory and Practical Applications of Antennas]. Moscow, Radiotekhnika, 2009, 720 p. (In Russ.)
22. Manuilov B. D., Kuznetsov A. A. Scattering Characteristics of Plane Arrays of Dipoles by Shaping of Multi-Beam Radiation Patterns. *Antennas. 2012, no. 1, pp. 34–42. (In Russ.)*
23. Ponomarev L. I., Popov V. V. *Rasseivayushchie svoystva antenn i fazirovannykh antennykh reshetok* [Scattering Properties of Antennas and Phased Antenna Arrays]. Moscow, RUDN, 2003, 144 p. (In Russ.)
24. Pupkov K. A., Egupov N. D., Lukashenko Yu. L., Melnikov D. V., Rybin V. M., Trofimov A. I. *Matrichnye metody rascheta i proektirovaniya slozhnykh sistem avtomaticheskogo upravleniya dlya inzhenerov* [Matrix Methods of Calculation and Design of Complex Systems of Automatic Control for Engineers]

ods for Calculating and Designing Complex Automatic Control Systems for Engineers]. Moscow, BMSTU, 2007, 664 p. (In Russ.)

25. Pavlov I. D. Study of Influence of the Antenna Platform of the Phase Direction Finder on the Direction-

Finding Errors. Antennas and Propagation of radio waves: materials of the All-Russian Scientific and Technical Conf., St Petersburg, Russia, 24–26 Nov. 2021. SPb., Publishing House ETU, 2021, pp. 75–76. (In Russ.)

Information about the author

Ivan D. Pavlov, Master in "Radio Engineering" (Omsk State Technical University, 2017), Design engineer of the 2nd category of JSC "Central design bureau of automatics". The author of 11 scientific publications. Area of expertise: electrodynamics and antenna-feeder devices.

Address: JSC "Central design bureau of automatics", 24 A, Kosmicheskoy Pr., Omsk 644027, Russia

E-mail: s-glok9@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0002-0204-327X>

Сравнение измеренных частотных характеристик печатных плат с модальным резервированием до и после отказа при разных температурах

А. Алхадж Хасан, Т. Р. Газизов

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники

✉ alhaj.hasan.adnan@yandex.ru

Аннотация

Введение. Модальное резервирование (МР) – новый способ резервирования электрических цепей за счет сильной электромагнитной связи между их проводниками, не только повышающий надежность, но и обеспечивающий электромагнитную совместимость. МР может быть полезным для критически важных радиоэлектронных устройств, например космических аппаратов, которые должны работать не только стабильно и непрерывно, но и при экстремальных температурах. Между тем до сих пор МР исследовалось только при комнатной температуре, без учета климатических условий.

Цель работы. Представление результатов экспериментального исследования частотных характеристик печатных плат с МР при низкой и высокой температурах для оценки эффективности МР до и после отказов.

Материалы и методы. В НПЦ "Полус" (г. Томск) изготовлены макеты печатных плат (ПП) из отечественного материала марки СТФ, содержащие микрополосковую линию без МР и с его применением, имитирующие работу без отказов и с отказами двух видов. С помощью векторного анализатора цепей исследовались частотные зависимости S -параметров макетов при изменении температуры в климатической камере тепла-холода от -50 до 150 °С. Измерялись коэффициенты передачи и отражения в обоих направлениях распространения сигналов.

Результаты. Показано, что в рабочей цепи печатных плат с МР при повышении температуры от комнатной до 150 °С все S -параметры увеличиваются максимально до 2 дБ при отсутствии отказов и до 29 дБ при их наличии. При снижении температуры до -50 °С эти параметры увеличиваются максимально до 0.8 дБ при отсутствии отказов и до 23 дБ при их наличии. При низкой температуре наблюдается повышение резонансных частот до 500 МГц, а при высокой – их снижение. Выявлено, что почти во всем исследуемом диапазоне частот параметры $|S_{12}|$ и $|S_{21}|$ для печатных плат с МР до 1.2 дБ меньше, чем без МР, а после отказов до 0.5 дБ меньше, чем до отказов. Параметры $|S_{11}|$ и $|S_{22}|$ после отказа типа короткого замыкания в среднем на 5 дБ меньше, чем до отказа и без МР, а после отказа типа холостого хода – на 4 дБ выше.

Заключение. Показано, что эффект МР сохраняется после отказа, почти не влияя на полезный сигнал, за исключением высоких температур, при которых диапазон рабочих частот полезного сигнала может значительно уменьшиться. В перспективе целесообразно уменьшение чувствительности характеристик к изменению температуры за счет выбора других материалов ПП, а также исследование излучаемых эмиссий от печатных плат с МР до и после отказов при влиянии климатических условий.

Ключевые слова: электромагнитная совместимость, модальное резервирование, надежность, сверхкороткий импульс, излучаемые эмиссии, температура, отказы

Для цитирования: Алхадж Хасан А., Газизов Т. Р. Сравнение измеренных частотных характеристик печатных плат с модальным резервированием до и после отказа при разных температурах // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2023. Т. 26, № 2. С. 37–51. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-2-37-51

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Источник финансирования. Исследование поддержано Российским научным фондом (проект 19-19-00424) и Министерством науки и высшего образования (проект FEWM-2022-0001) в Томском государственном университете систем управления и радиоэлектроники.

Статья поступила в редакцию 12.10.2022; принята к публикации после рецензирования 20.02.2023; опубликована онлайн 28.04.2023



Comparing the Measured Frequency Characteristics of PCBs with Modal Reservation Before and After Failure at Different Temperatures

Adnan Alhaj Hasan, Talgat R. Gazizov

Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics

✉ alhaj.hasan.adnan@yandex.ru

Abstract

Introduction. Modal reservation (MR) is a new way of reserving electrical circuits by means of strong electromagnetic coupling between their conductors, which not only increases their reliability, but also ensures their electromagnetic compatibility. Although showing much promise for critical radio electronic devices, MR has so far been studied exclusively at room temperature, without taking climatic conditions into account.

Aim. Presentation of the results of an experimental study into the frequency characteristics of printed circuit boards (PCBs) with MR based on coupled microstrip lines under climatic impacts in the form of low and high temperatures to evaluate the MR effectiveness before and after failures.

Materials and methods. PCB prototypes based on a microstrip line from a domestic material of the STF brand without and with MR (before and after two types of failure) were manufactured at the Polyus research and production center, Tomsk, Russia. These prototypes simulated the device operation before and after two types of failures. Using a vector network analyzer, frequency dependences of S -parameters of the prototypes were experimentally investigated in a heat-cold climatic chamber at temperatures ranging between minus 50 and 150 °C. Transmission and reflection coefficients in both directions of signal propagation were measured.

Results. It is shown that for the working circuit of PCBs with MR, before and after failures, an increase in temperature from room temperature to 150 °C leads to a decrease in the transmission and reflection coefficients in both directions (to a maximum of 2 and 29 dB, respectively). Conversely, a decrease in temperature results in an increase in these coefficients (to a maximum of 0.8 and 23 dB, respectively). At low and high temperatures, a shift of resonances (up to 500 MHz) towards high and low frequencies, respectively, is observed.

Conclusion. The MR effect is shown to remain after failure, having almost no influence on the useful signal, except at high temperatures, at which the operating frequency range of the useful signal can be significantly reduced. Future research should be aimed at reducing the sensitivity of the characteristics to temperature changes by means of selecting other PCB materials, as well as at investigating the radiated emissions from PCBs with MR before and after failures under the impact of climatic conditions.

Keywords: electromagnetic compatibility, modal reservation, reliability, ultrashort pulse, radiation, temperature, failures

For citation: Alhaj Hasan A., Gazizov T. R. Comparing the Measured Frequency Characteristics of PCBs with Modal Reservation Before and After Failure at Different Temperatures. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2023, vol. 26, no. 1, pp. 37–51. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-1-37-51

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

Acknowledgements. The research was supported by the Russian Science Foundation (project 19-19-00424) and the Ministry of Science and Higher Education (project FEWM-2022-0001) at Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics.

Submitted 12.10.2022; accepted 20.02.2023; published online 28.04.2023

Введение. Модальное резервирование (МР), предложенное для защиты радиоэлектронных устройств (РЭУ) от сверхширокополосных импульсов, основано на известном подходе, называемом модальной фильтрацией (МФ) [1]. Эффекта защиты можно достичь, если длительность импульса меньше, чем разни-

ца задержек его мод, распространяющихся в связанных проводниках. В этом случае импульс будет разложен на серию малых импульсов.

Недостатком МФ без МР является необходимость трассировки дополнительного (пассивного) проводника, сильно связанного с активным (для любой цепи). При наличии МР роль

пассивного проводника выполняет одноименный проводник резервной цепи [2]. Благодаря связи между проводниками резервируемой и резервирующей цепей ПП может быть достигнут эффект МФ [3], но только для ПП, изготовленных с определенными параметрами стека и трасс [4]. Таким образом, МР может повысить надежность РЭУ, поскольку резервирующая цепь ПП продолжит работу в случае любого отказа резервируемой цепи, а также обеспечит их электромагнитную совместимость [5]. В связи с этим МР превосходит классический подход холодного резервирования, основанный только на резервировании и избыточности [6, 7]. В результате МР может быть полезным при проектировании критически важных РЭУ [8, 9].

Такие РЭУ, например в космических аппаратах, должны работать стабильно и непрерывно, в том числе и при экстремальных температурах [10]. До сих пор исследователи интенсивно изучали характеристики ПП с МР до и после отказа с точки зрения кондуктивной эмиссии [11–13]. Однако эти исследования проводились только при комнатной температуре. Частотные характеристики ПП с МР и их изменения после отказов с учетом климатических условий не исследовались. В связи с этим важно исследовать характеристики ПП с МР для оценки его эффективности, особенно после отказов типа короткого замыкания (КЗ) и холостого хода (ХХ). Такая оценка важна для дальнейших исследований излучения от ПП с МР с помощью ТЕМ-камеры [14].

В настоящей статье представлены результаты экспериментального исследования частотных характеристик ПП с МР на основе боковой

связи при климатическом воздействии (низкой и высокой температурах) для оценки эффективности МР до и после отказов. В статье описаны исследуемые конструкции, а также экспериментальная установка и используемые приборы. Далее приведены и проанализированы полученные частотные зависимости параметров ПП с МР до и после отказов. В заключение представлен анализ результатов и намечены направления дальнейшей работы.

Исследуемые структуры и используемые приборы. Исследования характеристик и отказов ПП с резервированием и без него в различных температурных условиях выполнены на макетах ПП с размерами 98×98 мм: одиночная микрополосковая линия (МПЛ) без МР (рис. 1, а) и связанные МПЛ с различными граничными условиями: МПЛ, согласованные с обеих сторон резисторами (рис. 1, б), с КЗ (рис. 1, в) и ХХ (рис. 1, г) на одном конце резервирующего (пассивного) проводника. Длина МПЛ около 60 мм, отводы МПЛ до субминиатюрных соединителей версии А (SMA) с каждой стороны имеют длину 10 мм, отступ соединителей от краев платы 10 мм.

Поперечные сечения исследуемых структур (рис. 2) имеют следующие размеры: ширина проводников $w = 255$ мкм; толщина проводников $t = 105$ мкм; расстояние между активным и пассивным проводниками $s = 450$ мкм; расстояние от края диэлектрика до активного проводника $d = 38.8$ мм; толщина подложки $h = 290$ мкм; относительная диэлектрическая проницаемость $\epsilon_r = 4.7$ (материал СТФ).

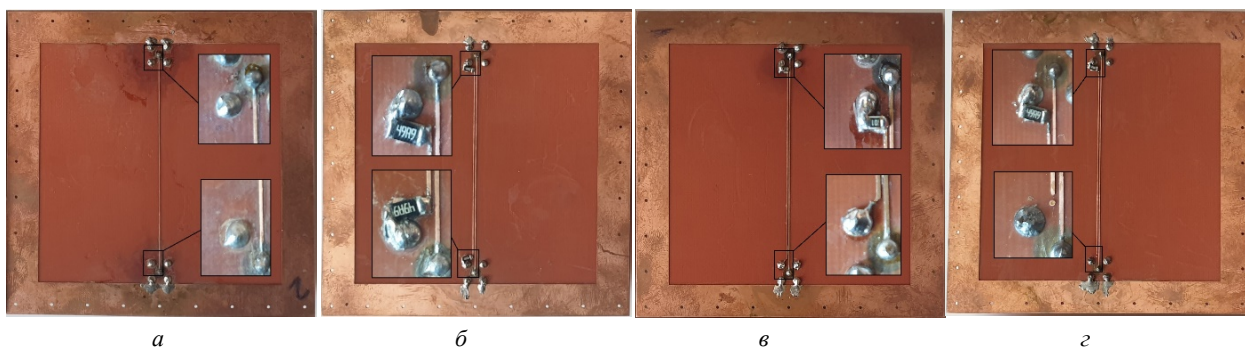


Рис. 1. Макеты печатных плат: а – одиночная МПЛ; б–г – связанные МПЛ (б – обе МПЛ согласованы с обоих концов; в – КЗ резервирующей МПЛ на нижнем входе; г – ХХ резервирующей МПЛ на нижнем входе)

Fig. 1. Printed circuit models: а – Single MSL; б–г – coupled MSLs (б – both MSLs are matched at both ends; в – short circuit of the reserve MSL at the lower input; г – open circuit of the reserve MSL at the lower input)

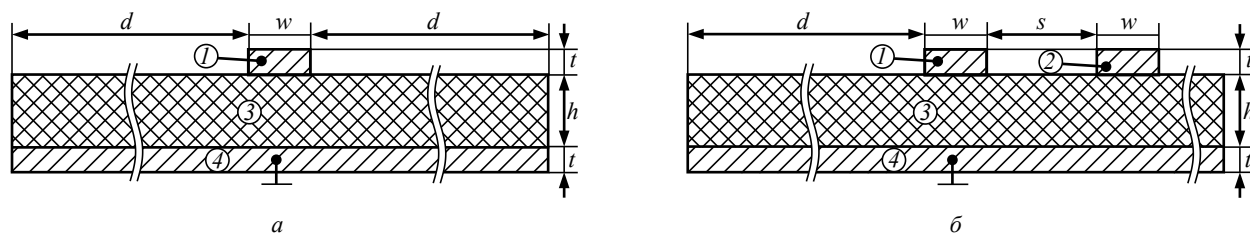


Рис. 2. Поперечные сечения исследуемых структур: а – без МР; б – с МР
(1 – активный проводник; 2 – пассивный проводник; 3 – диэлектрическая подложка; 4 – общий провод)

Fig. 2. Cross sections of the structures under study: а – without MR; б – with MR
(1 – active conductor; 2 – passive conductor; 3 – dielectric substrate; 4 – common wire)

Экспериментальные исследования. На рис. 3 приведены эквивалентные схемы подключения исследуемых макетов в процессе измерений: ПП без МР (рис. 3, а), ПП с МПЛ, согласованными с обеих сторон (рис. 3, б), ПП с КЗ (рис. 3, в) и с ХХ (рис. 3, г) на одном конце пассивного проводника. Прямоугольниками обозначены отрезки одиночной или связанных линий передачи длиной l , описываемые матрицами погонных параметров L, C, R, G . Согласование произведено резисторами $R1 = R2 = R3 = R4 = 50 \text{ Ом}$ в соответствии с волновым сопротивлением измерительных трактов приборов. Возбуждение активного проводника МПЛ выполнено источником гармонического воздействия с амплитудой ЭДС 1 В.

Экспериментальные исследования макетов состояли в изучении частотных зависимостей S -параметров макетов МПЛ при изменении тем-

пературы от -50 до 150°C . Исследования проведены на установке в составе векторного анализатора цепей (ВАЦ) R&S ZVA 40 и климатической испытательной камеры ESPEC SU-262 (рис. 4, а). Размещенные в климатической камере макеты ПП (рис. 4, б) соединялись с ВАЦ измерительными кабелями Rohde Schwarz ZVZ195 (внешний кабель) и Semflex 60637 (термостабильный внутренний кабель).

В качестве результатов исследований далее рассмотрены частотные зависимости S -параметров макетов ПП при различных температурах $|S_{pq}|_t$ ($p, q = 1, 2; t = -50; 23; 150^\circ\text{C}$): комнатной $t = 23^\circ\text{C}$, низкой $t = -50^\circ\text{C}$ и высокой $t = 150^\circ\text{C}$, а также разности этих параметров при различных указанных температурах

$$\Delta S_{pq|t_1 t_2} = |S_{pq|t_1}| - |S_{pq|t_2}|.$$

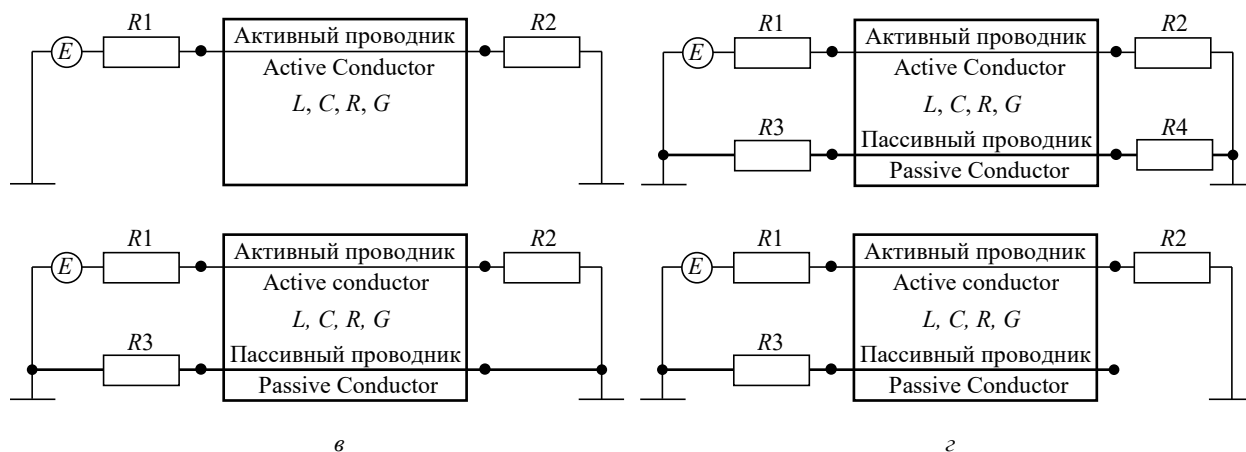


Рис. 3. Эквивалентные схемы макетов МПЛ: а – без МР; б – с МР при полном согласовании пассивного проводника; в – с МР при КЗ пассивного проводника на выходе; г – с МР при ХХ пассивного проводника на выходе

Fig. 3. Equivalent circuits of microstrip layout: а – without MR; б – with MR in case of full matching of the passive conductor; в – with MR in case of a short circuit of the passive conductor at the output; г – with MR in case of an idle of the passive conductor at the output

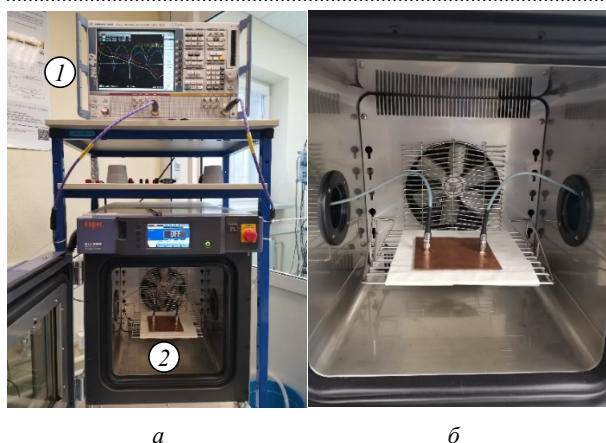


Рис. 4. Экспериментальная установка (а), макет ПП в климатической камере (б)
(1 – ВАЦ R&S ZVA 40; 2 – климатическая камера)

Fig. 4. Experimental installation (a), circuit board layout in a climatic chamber (b)
(1 – BAЦ R&S ZVA 40; 2 – climatic chamber)

S-параметры ПП без МР. Частотные зависимости S -параметров для ПП без МР при разных температурах представлены на рис. 5. На рис. 6 приведены частотные зависимости разницы значений S -параметров для ПП без МР при -50 и 150 °С и значений при комнатной температуре (23 °С).

Как показано на рис. 5, 6, все S -параметры ПП уменьшаются с ростом температуры и увеличиваются с ее уменьшением по сравнению с результатами, полученными при комнатной температуре. Например, максимальное отклонение $|S_{12}|$ и $|S_{21}|$ от значений при комнатной температуре составило 1.63 дБ (разница растет с ростом частоты), а от -50 до 150 °С – 2.28 дБ, тогда как для $|S_{11}|$ и $|S_{22}|$ – 10 дБ и более 20 дБ соответственно. С понижением температуры заметно повышение резонансных частот с уменьшением значений $|S_{12}|$ и $|S_{21}|$ и увеличением $|S_{22}|$ и $|S_{11}|$, причем с ростом частоты этот сдвиг увеличивается и достигает 0.5 ГГц. Из-за этого сдвига наблюдаются колебания результатов $|S_{22}|$ и $|S_{11}|$ в резонансных областях. На высокой температуре наблюдается обратный эффект изменения резонансных частот и значений S -параметров. Диапазон рабочих частот, определенный по уровню -3 дБ $|S_{21}|$, при низкой и комнатной температурах превышает 5 ГГц, а на высокой температуре уменьшается

до 4.77 ГГц. Указанные эффекты объясняются изменением характеристик МПЛ с изменением температуры, связанным с изменением диэлектрической проницаемости и геометрических параметров линии.

S-параметры ПП с МР в нормальном режиме работы. Частотные зависимости S -параметров для ПП с МР при разных температурах представлены на рис. 7. Частотные зависимости разницы значений S -параметров для ПП с МР при -50 и 150 °С и значений при комнатной температуре приведены на рис. 8.

Из рис. 7, 8 для ПП с МР можно сделать такие же выводы, что и для ПП без МР. Разница значений $|S_{12}|$ и $|S_{21}|$ при низкой и комнатной температурах увеличивается с ростом частоты до 0.74 дБ и до 2 дБ – при комнатной и высокой. Разница в значениях $|S_{11}|$ значительно увеличивается на резонансных частотах, достигая 22 дБ на низкой температуре и 17 дБ – на высокой. Разница в значениях $|S_{22}|$ больше, чем для $|S_{11}|$, особенно при высокой температуре. Однако в линейной мере эти различия незначительны. Диапазон рабочих частот МПЛ уменьшается и на высоких температурах составляет 3.48 ГГц. При низкой температуре заметен сдвиг резонансов в сторону более высоких частот с уменьшением значений $|S_{12}|$ и $|S_{21}|$ и увеличением $|S_{22}|$ и $|S_{11}|$. При высокой температуре сдвиг наблюдается в сторону низких частот. Следует отметить, что различия в результатах измерений для $|S_{22}|$ и $|S_{11}|$ обусловлены асимметрией исследуемой структуры относительно плоскости, расположенной поперек ее проводников посередине структуры, а также различием граничных условий в начале и в конце структуры (нагрузки, соединители и неоднородности).

S-параметры ПП с МР при отказе типа КЗ. Частотные зависимости S -параметров для ПП с МР при КЗ на одном конце пассивного проводника при разных температурах представлены на рис. 9. Частотные зависимости разницы значений этих параметров при -50 и 150 °С и значений при комнатной температуре приведены на рис. 10.

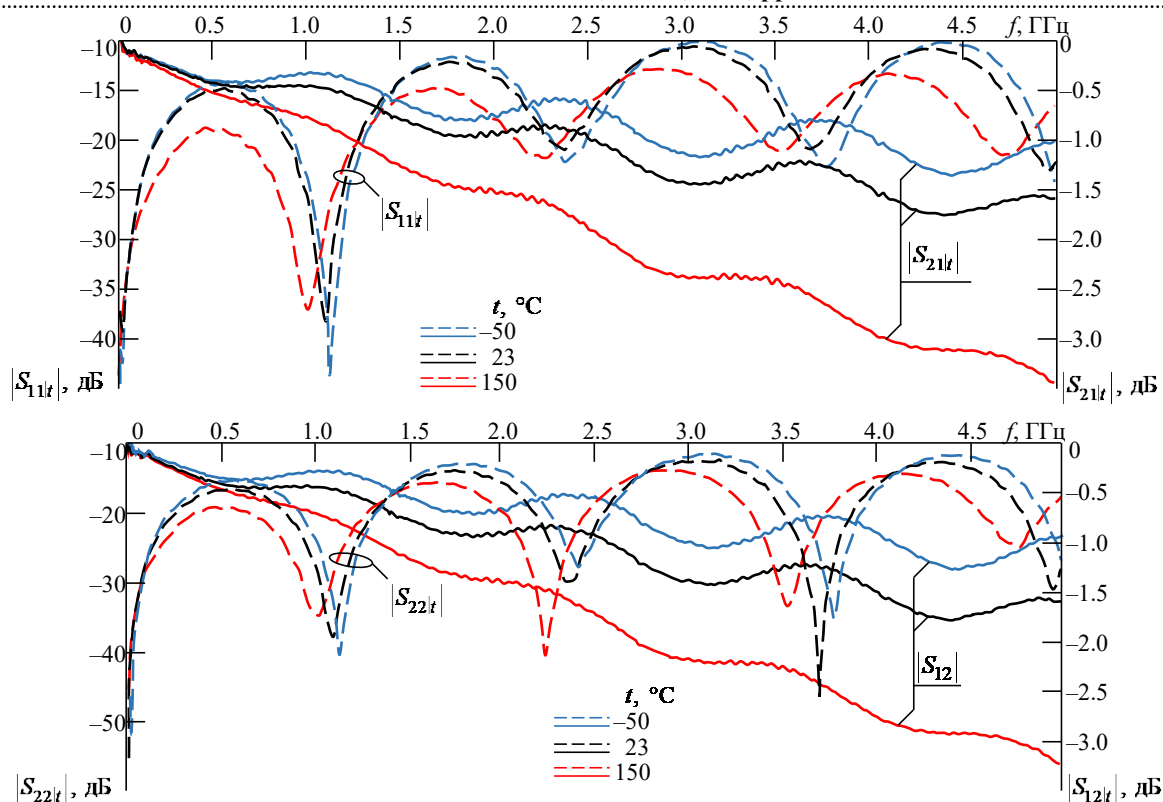


Рис. 5. Частотные зависимости S -параметров печатных плат без МР при разных температурах

Fig. 5. Frequency dependences of S -parameters of printed circuit boards without MR at different temperatures

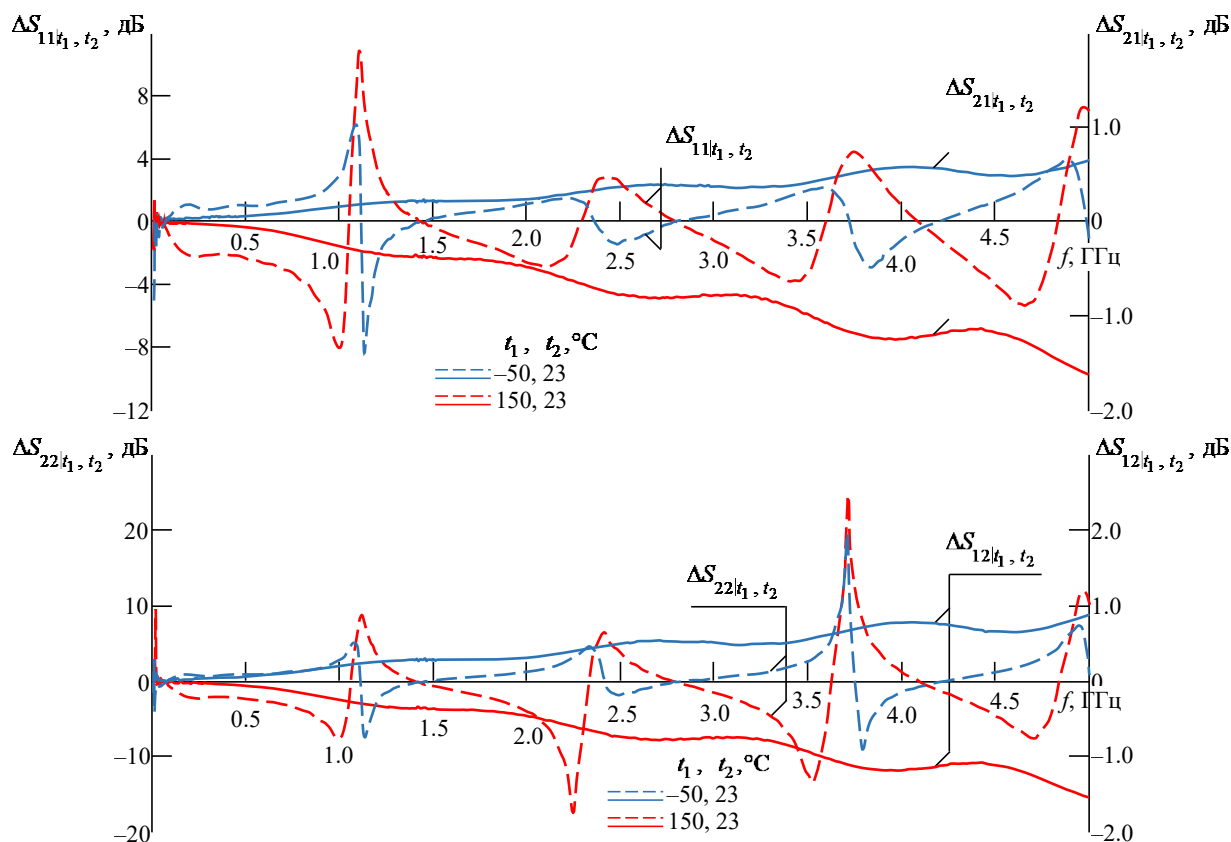


Рис. 6. Частотные зависимости разницы значений S -параметров печатных плат без МР при температурах -50 и 150 °C и при комнатной температуре

Fig. 6. Frequency dependences of the difference in S -parameters of printed circuit boards without MR at temperatures of -50 and 150 °C and at room temperature

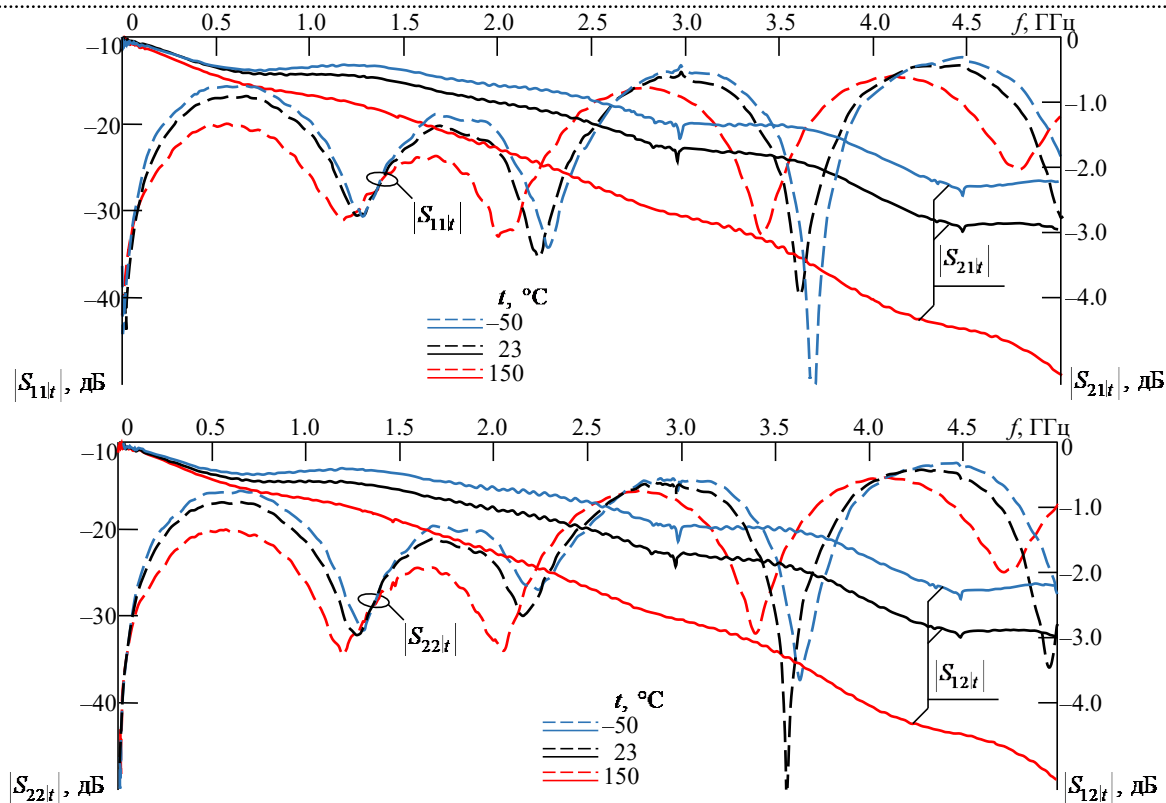


Рис. 7. Частотные зависимости S -параметров печатных плат с МР при разных температурах

Fig. 7. Frequency dependences of S -parameters of printed circuit boards with MR at different temperatures

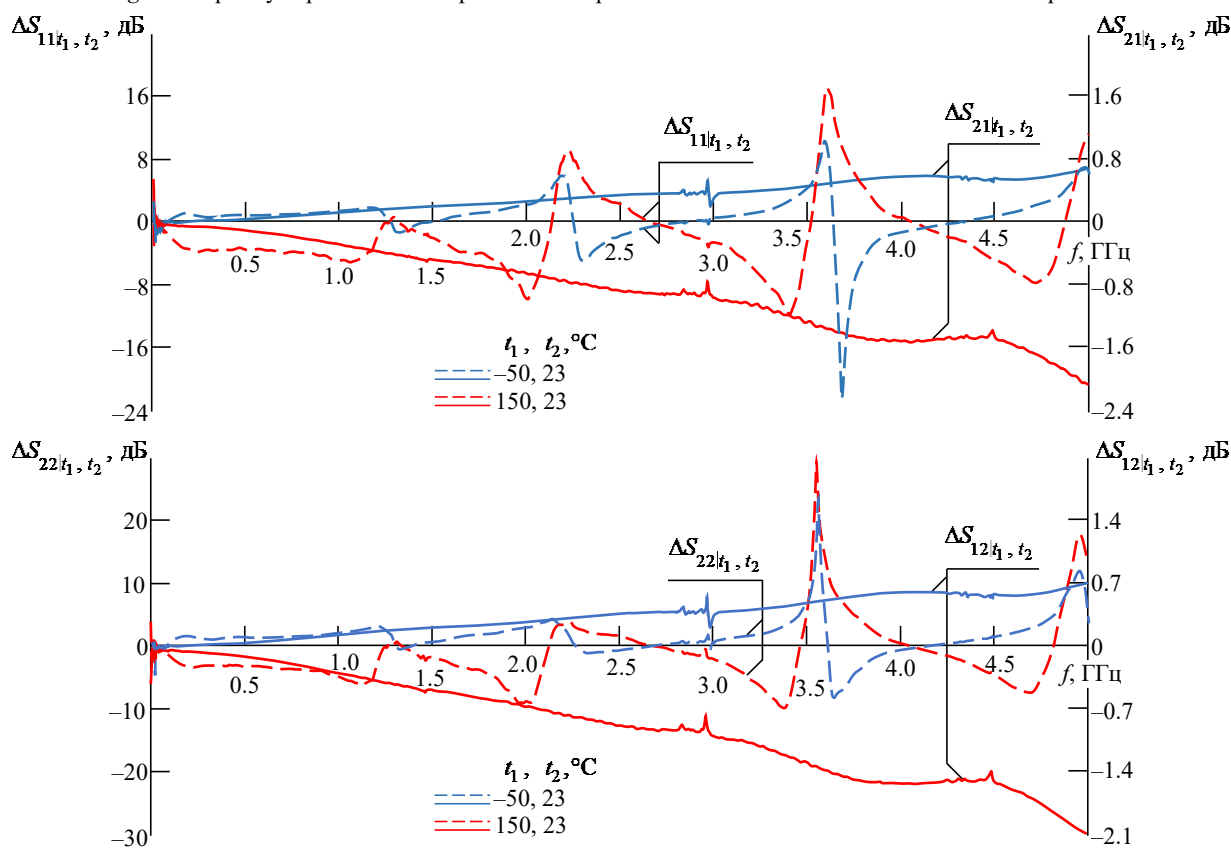


Рис. 8. Частотные зависимости разницы значений S -параметров печатных плат с МР при температурах -50 и 150 °C и при комнатной температуре

Fig. 8. Frequency dependences of the difference in S -parameters of printed circuit boards with MR at temperatures of -50 and 150 °C and at room temperature

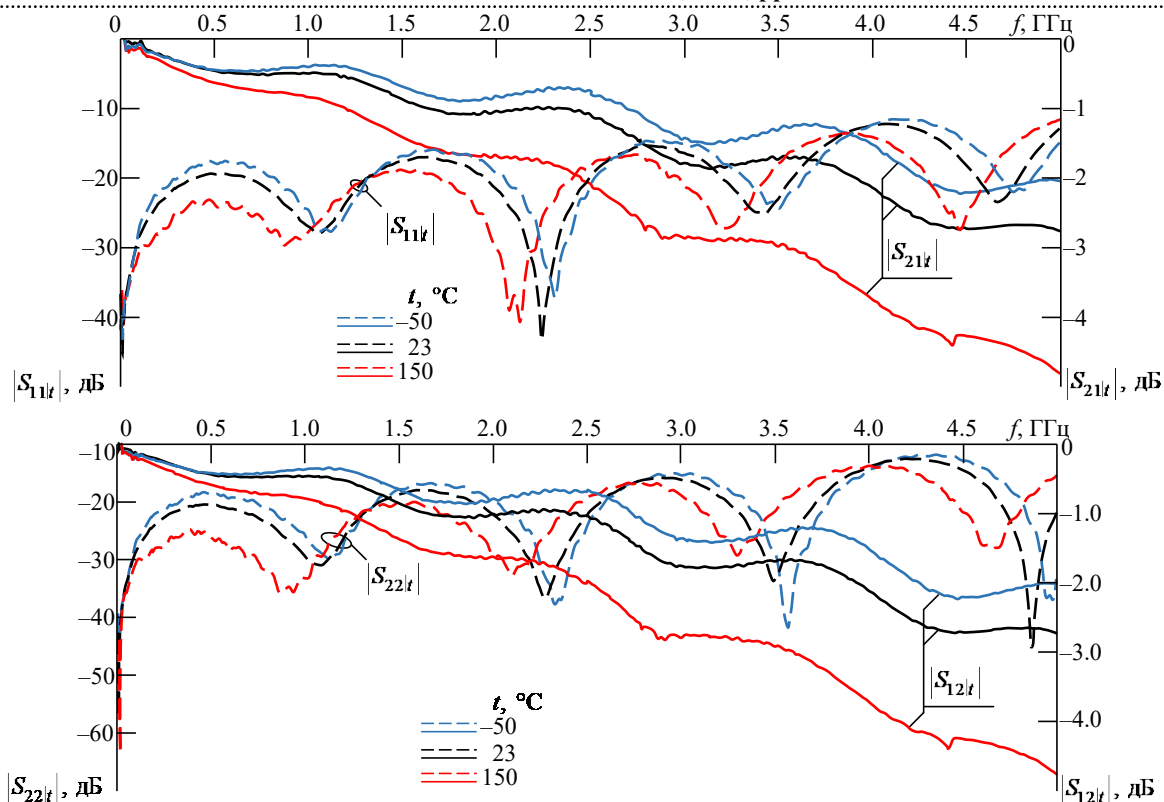


Рис. 9. Частотные зависимости S -параметров печатных плат с МР и отказом типа КЗ при разных температурах
Fig. 9. Frequency dependences of S -parameters of printed circuit boards with MR and SC type failure at different temperatures

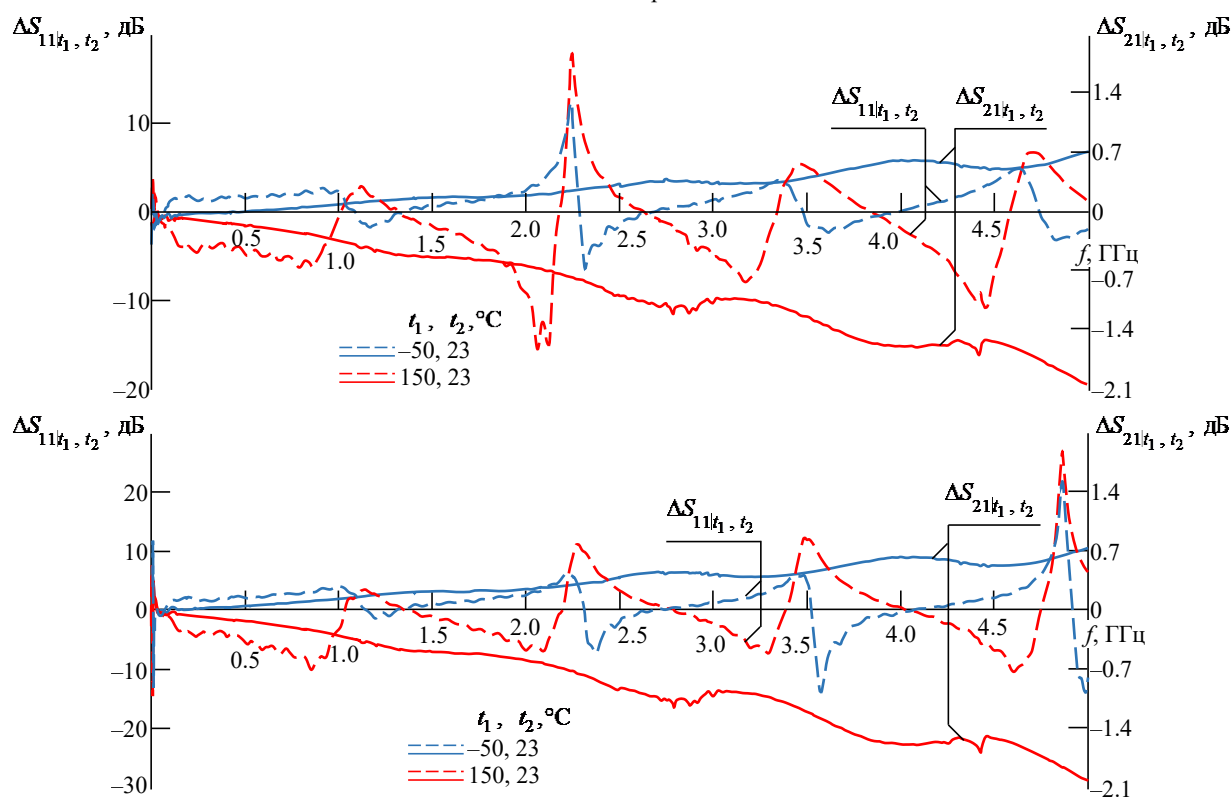


Рис. 10. Частотные зависимости разницы значений S -параметров печатных плат с МР после отказа типа КЗ при температурах -50 и 150 °C и при комнатной температуре

Fig. 10. Frequency dependences of the difference in S -parameters of printed circuit boards with MR after SC type failure at temperatures of -50 and 150 °C and at room temperature

Из сравнения рис. 7 и 9 следует, что значения S -параметров для ПП с МР при отказе типа КЗ отличаются от значений для ПП с МР без отказа максимум на 0.5 дБ. Кроме того, из-за отражения на концах линии наблюдается снижение резонансных частот до 0.4 ГГц, что увеличивает расхождение между значениями S -параметров вблизи этих частот. Из сравнения рис. 8 (нормальный режим) и рис. 10 (отказ типа КЗ) следует, что разницы $|S_{12}|$ и $|S_{21}|$ при низких температурах относительно комнатной температуры уменьшаются максимум на 0.2 дБ, на высоких – на 0.4 дБ. Разницы $|S_{11}|$ различаются на 12 дБ при низких температурах и на 17 дБ – при высоких, а для $|S_{22}|$ разницы выше в среднем на 5 дБ, чем для $|S_{11}|$. Диапазон рабочих частот полезного сигнала на высоких температурах уменьшается до 3.54 ГГц. Максимальное отклонение значений $|S_{12}|$ и $|S_{21}|$ от значений при комнатной температуре на частоте 5 ГГц составляет 2 дБ (разница увеличивается с ростом частоты), а от -50 до 150 °C – около 2.8 дБ. Максимальное расхождение для значений $|S_{12}|$ и

$|S_{21}|$ при низких температурах составляет 0.72 дБ, а при высоких – 2.05 дБ. Средняя разница составляет около 0.32 дБ при низких температурах и 0.9 дБ – при высоких. Максимальная разница для значений $|S_{22}|$ и $|S_{11}|$ при низких температурах составляет 21.5 дБ, а при высоких – 26.3 дБ, а средняя – около 2.9 и 4.5 дБ соответственно. Следует отметить, что дополнительные различия в результатах измерений $|S_{22}|$ и $|S_{11}|$ после отказа типа КЗ обусловлены влиянием изменения симметрии граничных условий на концах проводника в эксперименте (отказ происходит на одном фиксированном конце). В результате условия распространения сигналов в противоположных направлениях различны.

S -параметры ПП с МР при отказе типа ХХ. Частотные зависимости S -параметров для ПП с МР при ХХ на одном конце пассивного проводника при разных температурах представлены на рис. 11. Частотные зависимости разницы значений этих параметров при -50 и 150 °C и значений при комнатной температуре приведены на рис. 12.

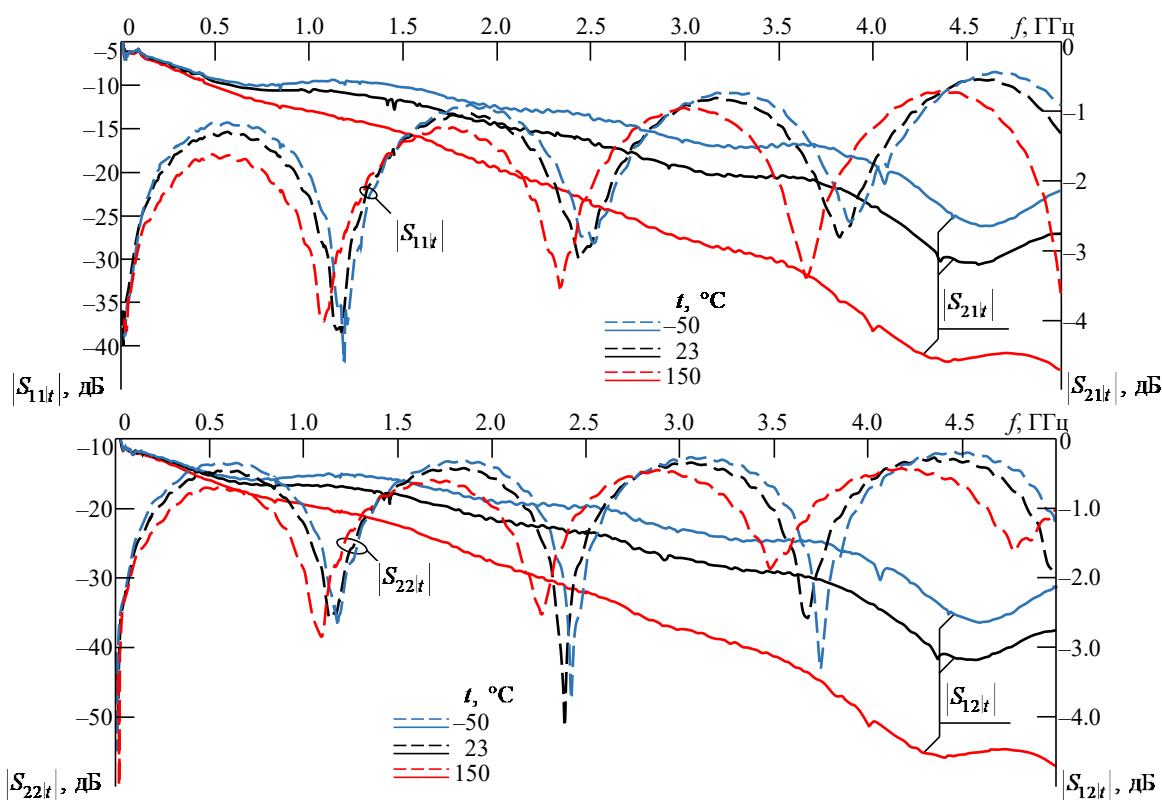


Рис. 11. Частотные зависимости S -параметров печатных плат с МР и отказом типа ХХ при разных температурах
Fig. 11. Frequency dependences of S -parameters of printed circuit boards with MR and idle type failure at different temperatures

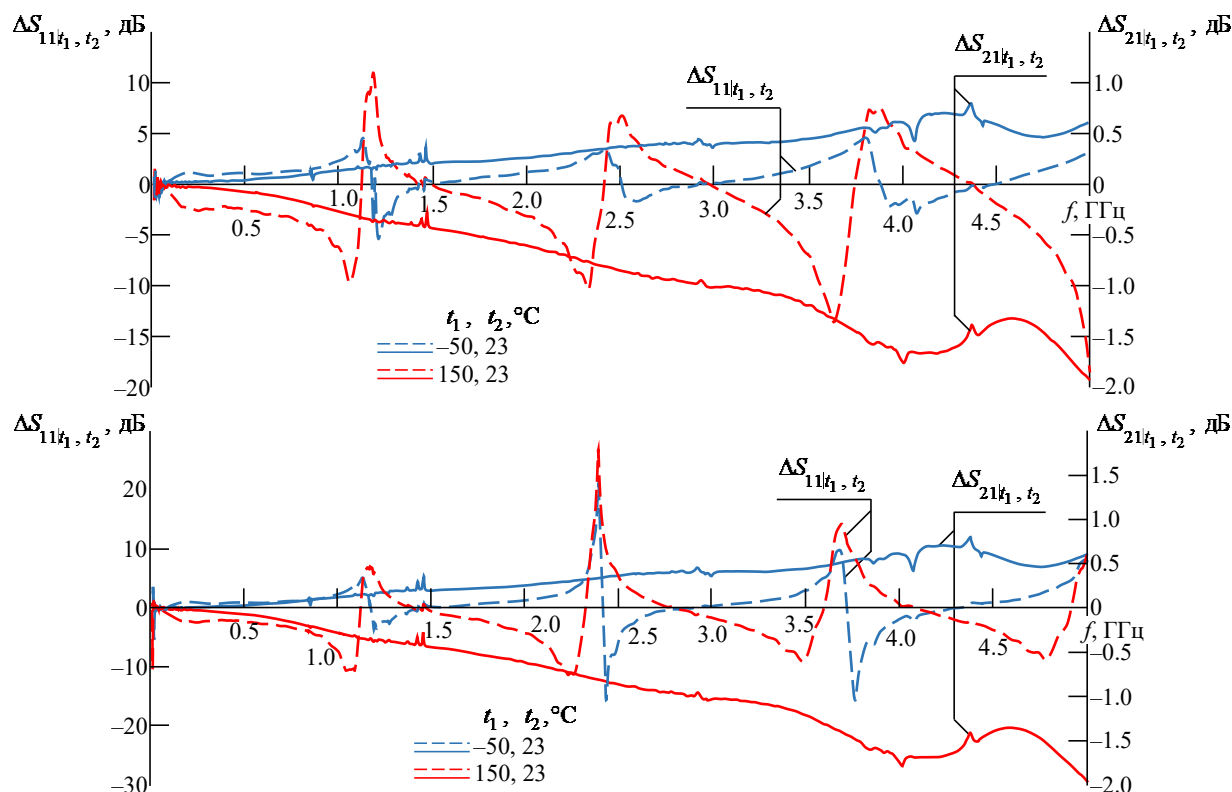


Рис. 12. Частотные зависимости разницы значений S -параметров печатных плат с МР после отказа типа XX при температурах -50 и 150 °C и при комнатной температуре

Fig. 12. Frequency dependences of the difference in S -parameters of printed circuit boards with MR after idle type failure at temperatures of -50 and 150 °C and at room temperature

Из рис. 11 следует, что полученные значения S -параметров для ПП с МР при отказе типа XX отличаются максимум на 0.5 дБ от значений для ПП с МР и также наблюдается повышение резонансных частот до 0.3 ГГц из-за отражения на концах линии, что увеличивает расхождения между значениями S -параметров до и после отказа вблизи резонансных частот. Из рис. 12 следует, что разницы значений $|S_{12}|$ и $|S_{21}|$ для ПП с МР и отказом типа XX и значений при комнатной температуре уменьшаются (кроме частот выше 4.5 ГГц) при низких температурах максимум на 0.2 дБ, а при высоких – на 0.4 дБ. Разницы значений $|S_{11}|$ для ПП с МР и отказом типа XX и значений при комнатной температуре различаются на 5 дБ при низких температурах и на 18 дБ – при высоких. Разница в значениях $|S_{22}|$ выше на 5 дБ, чем для $|S_{11}|$. Диапазон рабочих частот полезного сигнала уменьшается до 3.26 ГГц при высоких температурах. Максимальное отклонение значений $|S_{12}|$ и $|S_{21}|$ от значений при комнатной температуре на частоте

5 ГГц составляет 1.96 дБ (разница увеличивается с ростом частоты), а от -50 до 150 °C – около 2.9 дБ. Максимальное расхождение для значений $|S_{12}|$ и $|S_{21}|$ при низких температурах составляет 0.8 дБ, а при высоких – 2.0 дБ. Средняя разница составляет около 0.33 дБ при низких температурах и 0.9 дБ – при высоких. Максимальная разница для значений $|S_{22}|$ и $|S_{11}|$ при низких температурах составляет 21.2 дБ, а при высоких – 26.8 дБ, тогда как средняя – около 2.2 и 3.9 дБ соответственно.

Сравнительный анализ результатов измерения. Из сравнения рис. 5–8 следует, что коэффициенты передачи и отражения при применении МР уменьшаются по сравнению с результатами для ПП без МР. Уменьшение особенно заметно при сравнении коэффициентов передачи. Оно увеличивается с ростом частоты и на частоте 5 ГГц достигает 1.24 дБ при 23 °C, 1.14 дБ при -50 °C и 1.66 дБ при 150 °C. Отклонения результатов от полученных при комнатной температуре становятся больше на 0.09 дБ при низких температурах и на 0.43 дБ

при высоких (см. рис. 6, 8). Разница в результатах на частоте 5 ГГц при изменении температуры от -50 до 150 °C возросла на 0.53 дБ. Также из рис. 6, 8 видно, что поведения коэффициентов отражения при низких и высоких температурах согласуются. В областях резонансных частот появились скачки в разностях значений S -параметров для ПП с МР и без него при -50 и 150 °C и значений при комнатной температуре из-за сдвига в резонансах при разных температурах и различия макетов ПП с МР и без МР. Например, на частоте 3.68 ГГц разница результатов при -50 °C и комнатной температуре для ПП с МР весьма большая из-за сдвига на 0.08 ГГц, но для ПП без МР эта разница на той же частоте очень мала.

Из сравнения рис. 7–10 следует, что после отказа типа КЗ отражение на конце линии увеличивается приводя к изменению резонансных частот, поэтому пиковые значения смещаются, а частотные зависимости имеют флуктуации. Между тем, в основном, коэффициенты передачи и отражения после отказа типа КЗ меньше, чем до отказа, кроме значений в областях резонансных частот. Все графики после отказа типа КЗ сдвигаются в сторону низких частот по сравнению с результатами, полученными до отказа. Сдвиг с ростом частоты увеличивается до 0.4 ГГц. На частоте 5 ГГц уменьшение коэффициента передачи составляет 0.05 дБ при температуре 23 °C, 0.03 дБ при -50 °C и 0.07 дБ при 150 °C. Отклонения результатов от полученных при комнатной температуре меньше на 0.03 дБ при низких температурах и на 0.02 дБ при высо-

ких (рис. 8, 10). На частоте 5 ГГц разница в результатах для температур -50 и 150 °C меньше на 0.04 дБ. В целом, изменения характеристик после отказа типа КЗ малы, и эффект МР сохраняется после данного отказа, кроме высоких температур.

Из рис. 7, 8, 11, 12 видно, что, в основном, $|S_{22}|$ и $|S_{11}|$ после отказа типа ХХ выше, чем до отказа, а $|S_{12}|$ и $|S_{21}|$ – меньше. Все графики после отказа типа ХХ сдвигаются в сторону высоких частот по сравнению с результатами, полученными до отказа. Сдвиг с ростом частоты увеличивается до 0.3 ГГц. На частоте 5 ГГц уменьшение коэффициента передачи составляет 0.06 дБ при температуре 23 °C, 0.03 дБ при -50 °C, и 0.15 дБ – при 150 °C. Отклонения результатов от полученных при комнатной температуре меньше на 0.12 дБ при низких температурах и на 0.09 дБ при высоких (см. рис. 8, 12). На частоте 5 ГГц разница в результатах для -50 и 150 °C меньше на 0.2 дБ. Эффект МР сохраняется после данного отказа, кроме высоких температур.

Значения $|S_{12}|$ и $|S_{21}|$ при разных температурах и их разницы (на частоте 5 ГГц, где они имеют наибольшие значения) для всех макетов приведены в табл. 1. Средние и максимальные в рассмотренном диапазоне частот отклонения S -параметров при низких и высоких температурах от значений, полученных при комнатной температуре, для всех макетов приведены в табл. 2. В табл. 3 для частоты 5 ГГц представлены разницы значений параметров $|S_{12}|$ и $|S_{21}|$ различных макетов для разных температур

Табл. 1. Значения $|S_{12}|$ и $|S_{21}|$ и их разницы при разных температурах на частоте 5 ГГц

Tab. 1. Values of $|S_{12}|$ and $|S_{21}|$ and their differences at different temperatures at 5 GHz

Печатная плата	Параметр	t , °C			t_1, t_2 , °C		
		-50	23	150	$-50, 23$	150, 23	$-50, 150$
		$ S_{pq t} $, дБ			$\Delta S_{pq t_1 t_2}$, дБ		
Без МР	$ S_{21} $	−0.934	−1.581	−3.209	0.648	−1.628	2.275
	$ S_{12} $	−0.921	−1.572	−3.193	0.651	−1.621	2.272
С МР, полное согласование	$ S_{21} $	−2.077	−2.816	−4.855	0.739	−2.038	2.777
	$ S_{12} $	−2.053	−2.797	−4.852	0.743	−2.055	2.799
С МР, КЗ на выходе пассивного проводника	$ S_{21} $	−2.053	−2.762	−4.811	0.709	−2.049	2.758
	$ S_{12} $	−2.027	−2.751	−4.783	0.724	−2.032	2.756
С МР, ХХ на выходе пассивного проводника	$ S_{21} $	−2.140	−2.760	−4.723	0.621	−1.963	2.583
	$ S_{12} $	−2.116	−2.737	−4.698	0.621	−1.961	2.582

Сравнение измеренных частотных характеристик печатных плат с модальным резервированием до и после отказа при разных температурах
Comparing the Measured Frequency Characteristics of PCBs with Modal Reservation Before and After Failure at Different Temperatures

Табл. 2. Средние и максимальные отклонения S -параметров при низкой и высокой температурах от значений при комнатной температуре

Tab. 2. Average and maximum deviations of S -parameters at low and high temperatures from the values at room temperature

Печатная плата	Отклонение	$t, ^\circ\text{C}$	$ S_{21} _t$, дБ	$ S_{12} _t$, дБ	$ S_{11} _t$, дБ	$ S_{22} _t$, дБ
Без МР	Среднее	–50	0.315	0.319	1.300	1.895
		150	0.696	0.690	2.504	3.918
	Максимальное	–50	0.649	0.651	8.442	19.820
		150	1.628	1.621	10.949	24.966
С МР, полное согласование	Среднее	–50	0.365	0.366	2.075	2.046
		150	0.826	0.841	3.896	3.915
	Максимальное	–50	0.740	0.744	22.134	22.716
		150	2.038	2.055	17.392	28.900
С МР, КЗ на выходе пассивного проводника	Среднее	–50	0.296	0.322	1.804	2.587
		150	0.928	0.897	4.004	4.533
	Максимальное	–50	0.709	0.724	12.247	21.491
		150	2.050	2.034	17.652	26.310
С МР, ХХ на выходе пассивного проводника	Среднее	–50	0.335	0.338	1.366	2.221
		150	0.851	0.845	3.734	3.863
	Максимальное	–50	0.803	0.804	5.290	21.185

Табл. 3. Изменения значений параметров макетов в различных режимах при разных температурах на частоте 5 ГГц

Tab. 3. Changes in the values of the layout parameters in different modes at different temperatures at a frequency of 5 GHz

Сравниваемые печатные платы		Параметр	$t, ^\circ\text{C}$			$t_1 = -50 ^\circ\text{C}$	$t_1 = 150 ^\circ\text{C}$	$t_1 = 150 ^\circ\text{C}$
			–50	23	150	$t_2 = 23 ^\circ\text{C}$	$t_2 = 23 ^\circ\text{C}$	$t_2 = -50 ^\circ\text{C}$
i_1	i_2		$\text{div} S_{pq} _t$			$ S_{pq} _{t_1} - S_{pq} _{t_2}$		
С МР, полное согласование	Без МР	$ S_{21} _t$	1.144	1.236	1.646	0.092	0.410	0.503
		$ S_{12} _t$	1.133	1.226	1.660	0.093	0.434	0.527
С МР, полное согласование	С МР, КЗ на выходе пассивного проводника	$ S_{21} _t$	0.024	0.055	0.044	0.031	–0.011	0.020
		$ S_{12} _t$	0.026	0.046	0.069	0.020	0.023	0.043
С МР, полное	С МР, ХХ на выходе	$ S_{21} _t$	–0.063	0.057	0.132	0.119	0.076	0.195

$$\text{div}|S_{pq}|_t = |S_{pq}^{i_1}|_t - |S_{pq}^{i_2}|_t,$$

где i_1, i_2 – условные номера макетов. Здесь же даны изменения этих значений при различных температурах.

Как следует из приведенных результатов, коэффициенты передачи для ПП с МР до и после отказа, как правило, меньше, чем без МР. После отказов они меньше, чем до отказов, почти во всем исследуемом диапазоне частот. Коэффициенты отражения после отказа типа КЗ, в общем, меньше, чем до отказа и без МР, а после отказа типа ХХ больше, чем до отказа и без МР. В целом, все S -параметры макетов уменьшаются при повышении температуры и увеличиваются при ее понижении по сравнению с

комнатной температурой во всем частотном диапазоне, за исключением резонансных частот.

Заключение. Для исследований, результаты которых представлены в настоящей статье, были изготовлены прототипы ПП без МР и с МР до и после двух видов отказа для экспериментального исследования их характеристик в условиях климатического воздействия. Получены частотные зависимости S -параметров макетов при изменении температуры в климатической камере. Показано, что коэффициенты передачи и отражения ПП с МР до и после отказов уменьшаются при повышении температуры и увеличиваются при ее понижении относительно результатов, полученных при комнатной температуре. При низкой температуре резонансные частоты увеличиваются, $|S_{12}|$ и

$|S_{21}|$ уменьшаются, $|S_{22}|$ и $|S_{11}|$ увеличиваются, причем указанные изменения параметров увеличиваются с ростом частоты. При высокой температуре резонансные частоты снижаются, $|S_{12}|$ и $|S_{21}|$ уменьшаются, а $|S_{22}|$ и $|S_{11}|$ увеличиваются, причем изменения возрастают с ростом частоты.

Сдвиг резонансов получился довольно значительным и сильно влияющим на значения коэффициентов. Можно предположить, что этот сдвиг, главным образом, определяется изменением диэлектрической проницаемости материала ПП. Между тем у других материалов тепловой коэффициент диэлектрической проницаемости может быть меньше и даже другого знака. В связи с этим в перспективе целесообразно исследовать возможность уменьшения чувствительности характеристик к изменению температуры за счет выбора других материалов ПП.

Выявлено, что коэффициенты передачи и отражения при МР уменьшаются по сравнению с результатами без МР со сдвигом в сторону низких частот. Коэффициенты передачи и от-

ражения после КЗ меньше, чем до отказа, кроме областей резонансных частот. Все результаты после КЗ сдвигаются в сторону низких частот по сравнению с результатами до отказа. Сдвиг с ростом частоты увеличивается до 0.4 ГГц из-за отражения на концах линии, что увеличивает различия между ними вблизи резонансных частот; $|S_{22}|$ и $|S_{11}|$ при отказе типа ХХ больше, чем до отказа, а $|S_{12}|$ и $|S_{21}|$ – меньше. Все результаты после отказа типа ХХ сдвигаются в сторону высоких частот по сравнению с результатами до отказа. Сдвиг с ростом частоты увеличивается до 0.3 ГГц. Эффект МР сохраняется после отказа, не влияя существенно на полезный сигнал, за исключением высоких температур, при которых диапазон рабочих частот полезного сигнала может значительно уменьшиться. Отметим, что измерение всех S -параметров позволяет оценить распространение сигналов в обоих направлениях.

В дальнейшем целесообразно исследовать излучения ПП с МР до и после отказов под влиянием климатических условий.

Список литературы

1. Gazizov T. R., Zabolotsky A. M. New Approach to EMC Protection // 18th Intern. Zurich Symp. on Electromagnetic Compatibility. Munich, Germany, 24–28 Sept. 2007. P. 273–276. doi: 10.1109/EMCZUR.2007.4388248
2. Medvedev A. V. Studying the Propagation of an Ultrashort Pulses in a Cable Attached to a PCB System with Modal Reservation // IEEE Intern. Conf. of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM), Souzga, Russia, 30 June – 04 July 2021. P. 167–170. doi: 10.1109/EDM52169.2021.9507706
3. Gazizov A. T., Zabolotsky A. M., Gazizov T. R. UWB Pulse Decomposition in Simple Printed Structures // IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility. 2016. Vol. EC-58, iss. 4. P. 1136–1142. doi: 10.1109/TEMC.2016.2548783.
4. Шарафутдинов В. Р., Газизов Т. Р. Анализ способов резервирования на основе модальной фильтрации // Системы управления, связи и безопасности. 2019. № 3. С. 117–144. doi: 10.24411/2410-9916-2019-10307
5. Paul C. R. Introduction to Electromagnetic Compatibility. Wiley Interscience, 2006. 1013 p.
6. Денисенко В. В. Аппаратное резервирование в промышленной автоматизации. Ч. 1 // Современные технологии автоматизации. 2008. № 2. С. 90–99.

URL: <https://www.cta.ru/cms/f/369991.pdf> (дата обращения 06.01.2023)

7. Денисенко В. В. Аппаратное резервирование в промышленной автоматизации. Ч. 2 // Современные технологии автоматизации. 2008. № 3. С. 94–98. URL: <https://www.cta.ru/cms/f/373347.pdf> (дата обращения 06.01.2023)

13. Medvedev A. V., Zhechev Y. S. Analysis of Frequency Characteristics of a Structure with Single Modal Reservation Before and After Failure // IOP Conf. Ser.: Material Science and Engineering. 2020. Vol. 862, № 022037. P. 1–6. doi: 10.1088/1757-899x/862/2/022037

14. Demakov A. V., Komnatnov M. E. TEM Cell for Testing Low-Profile Integrated Circuits for EMC // Intern. Conf. of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM), Chelal, Russia, 29 June – 03 Jul. 2020. P. 154–158. doi: 10.1109/EDM49804.2020.9153508

Информация об авторах

Газизов Тальгат Рашитович – доктор технических наук (2010), Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники. Автор 460 научных работ. Сфера научных интересов – компьютерное моделирование высокоскоростных межсоединений; электромагнитная совместимость и численные методы.

Адрес: Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, пр. Ленина, д. 40, Томск, 634050, Россия

E-mail: talgat@tu.tusur.ru

<https://orcid.org/0000-0002-1192-4853>

Алхадж Хасан Аднан – магистр по направлению "Радиотехника" (2019), аспирант (2019), младший научный сотрудник (2019) Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. Автор более 40 научных работ. Сфера научных интересов – компьютерное моделирование высокоскоростных межсоединений; электромагнитная совместимость и численные методы.

Адрес: Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, пр. Ленина, д. 40, Томск, 634050, Россия

E-mail: alhaj.hasan.adnan@yandex.ru

<https://orcid.org/0000-0001-7403-7023>

References

1. Gazizov T. R., Zabolotsky A. M. New Approach to EMC Protection. 18th Intern. Zurich Symp. on Electromagnetic Compatibility. Munich, Germany, 24–28 Sept. 2007, pp. 273–276. doi: 10.1109/EMCZUR.2007.4388248

2. Medvedev A. V. Studying the Propagation of an Ultrashort Pulses in a Cable Attached to a PCB System with Modal Reservation. IEEE Intern. Conf. of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM). Souza, Russia, 30 June – 04 July 2021, pp. 167–170. doi: 10.1109/EDM52169.2021.9507706

3. Gazizov A. T., Zabolotsky A. M., Gazizov T. R. UWB Pulse Decomposition in Simple Printed Structures. IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility. 2016, vol. EC-58, iss. 4, pp. 1136–1142. doi: 10.1109/TEMC.2016.2548783

4. Sharafutdinov V. R., Gazizov T. R. Analysis of the Reservation Methods with Modal Filtration Base. Systems of Control, Communication and Security. 2019, no. 3, pp. 117–144. doi: 10.24411/2410-9916-2019-10307 (In Russ.)

5. Paul C. R. Introduction to Electromagnetic Compatibility. Wiley Interscience, 2006, 1013 p.

6. Denisenko V. V. Hardware Redundancy in Industrial Automation. Part 1. Modern Automation Technologies. 2008, no. 2, pp. 90–99. Available at: <https://www.cta.ru/cms/f/369991.pdf> (accessed 06.01.2023) (In Russ.)

7. Denisenko V. V. Hardware Redundancy in Industrial Automation. Part 2. Modern Automation Technologies. 2008, no. 3, pp. 94–98. Available at: <https://www.cta.ru/cms/f/373347.pdf> (accessed 06.01.2023) (In Russ.)

8. Kapur K. C., Pecht M. Reliability Engineering. John Wiley & Sons, 2014, 514 p.

9. Gizatullin Z. M., Gizatullin R. M. Investigation of the Immunity of Computer Equipment to the Power-Line Electromagnetic Interference. J. of Communications Technology and Electronics. 2016, vol. 61, № 5, pp. 546–550. doi: 10.1134/S1064226916050053

10. Patel M. R. Spacecraft Power Systems. CRC Press, 2005, 691 p.

11. Zhechev Y. S., Zhecheva A. V., Kvasnikov A. A., Zabolotsky A. M. Using N-Norms for Analyzing Symmetric Protective Electrical Circuits with Triple Modal Reservation. Symmetry. 2021, vol. 13, no. 12, p. 2390. doi: 10.3390/sym13122390

12. Medvedev A. V., Sharafutdinov V. R. Using Modal Reservation for Ultrashort Pulse Attenuation After Failure. 2019 IEEE Intern. Multi-Conf. on Engineering, Computer and Information Sciences (SIBIRCON). Novosibirsk, Russia, 21–27 Oct. 2019, pp. 293–296. doi: 10.1109/SIBIRCON48586.2019.8958018

13. Medvedev A. V., Zhechev Y. S. Analysis of Frequency Characteristics of a Structure with Single Modal Reservation Before and After Failure. IOP Conf. Ser.: Material Science and Engineering. 2020, vol. 862, no. 022037, pp. 1–6. doi: 10.1088/1757-899x/862/2/022037

14. Demakov A. V., Komnatnov M. E. TEM Cell for Testing Low-Profile Integrated Circuits for EMC. 2020 Intern. Conf. of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM). Chelal, Russia, 29 June – 03 Jul 2020, pp. 154–158. doi: 10.1109/EDM49804.2020.9153508

Information about the authors

Talgat R. Gazizov, Dr Sci. (Eng.) (2010) at Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics. The author of 460 scientific publications. Area of expertise: computer modeling of high-speed interconnects; electromagnetic compatibility and numerical methods.

Address: Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, 40, Lenin Ave., Tomsk 634050, Russia

E-mail: talgat@tu.tusur.ru

<https://orcid.org/0000-0002-1192-4853>

Adnan Alhaj Hasan, Master on Radio Engineering (2019), Postgraduate student (Eng.) (2019), Junior researcher (2019) at Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics. The author of more than 40 scientific publications. Area of expertise: computer modeling of high-speed interconnects; electromagnetic compatibility and numerical methods.

Address: Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, 40, Lenin Ave., Tomsk 634050, Russia

E-mail: alhaj.hasan.adnan@yandex.ru

<https://orcid.org/0000-0001-7403-7023>

Методология разработки программного обеспечения управления и сбора данных для систем автономного мониторинга с большим объемом генерируемой информации на примере программного комплекса управления гидрологическим радиолокатором

И. С. Сердюков^{1✉}, В. И. Веремьев¹, Нгуен Ван Туан²

¹Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ"
им. В. И. Ульянова (Ленина), Санкт-Петербург, Россия

²Вьетнамский государственный технический университет им. Ле Куи Дона, Ханой, Вьетнам

✉ i.s.serdiukov@gmail.com

Аннотация

Введение. В настоящее время развитие систем мониторинга и сбора данных ведет к тому, что поток генерируемой информации непрерывно растет. Повышение частоты дискретизации аналого-цифрового преобразователя, увеличение быстродействия систем первичной обработки, приема и передачи информации и другие факторы приводят к тому, что система функционирует, приближаясь к пределу пропускной способности интерфейсов передачи данных. В некоторых приложениях такой поток является избыточным и может быть оптимизирован за счет применения различных алгоритмов первичной обработки информации. Однако в ряде приложений сокращение потока данных является невозможным, так как обработка информации происходит значительно позже ее получения. Поэтому является актуальной разработка методологии программного обеспечения (ПО) управления и сбора данных в системе автоматического мониторинга морской поверхности гидрологическим радиолокатором.

Цель работы. Синтез методологии и разработка ПО управления информационной системой радиолокационного мониторинга морской поверхности.

Материалы и методы. Системный подход, архитектурное и алгоритмическое проектирование ПО, методы управления качеством ПО, системный анализ, фреймворк Qt, язык программирования C++.

Результаты. Получена рабочая методология проектирования ПО управления информационно-измерительными системами с большим объемом генерируемой информации. Эффективность методологии и качество разработанного ПО подтверждены контрольными испытаниями. Стабильность и надежность системы протестирована долгосрочными автономными испытаниями в течение 3 месяцев. Фактические информационные потери в системе составили менее 0.002 %, что не превысило критический уровень в 0.5 %, определенный в техническом задании.

Заключение. Разработанная методология позволяет эффективно решать задачи проектирования ПО управления информационно-измерительными системами с большим объемом генерируемой информации. Используемые подходы построения многопоточной архитектуры ПО с асинхронным управлением потоками данных показывают высокую эффективность при решении поставленной задачи.

Ключевые слова: информационно-измерительные системы, радиолокация, программное обеспечение контроля и управления

Для цитирования: Сердюков И. С., Веремьев В. И., Нгуен Ван Туан. Методология разработки программного обеспечения управления и сбора данных для систем автономного мониторинга с большим объемом генерируемой информации на примере программного комплекса управления гидрологическим радиолокатором // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2023. Т. 26, № 2. С. 52–64. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-2-52-64

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Источник финансирования. Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 21-79-10375.

Статья поступила в редакцию 20.01.2023; принята к публикации после рецензирования 10.03.2023; опубликована онлайн 28.04.2023

Software Methodology for Data Control and Collection for Autonomous Monitoring Systems with a Large Amount of Generated Information on the Example of Software for a Hydrological Radiolocation System

Ivan S. Serdiukov [✉], Vladimir I. Veremyev ¹, Nguyen Van Tuan ²

¹Saint Petersburg Electrotechnical University, St Petersburg, Russia

²Le Quy Don Technical University, Hanoi, Vietnam

✉ i.s.serdiukov@gmail.com

Abstract

Introduction. The current data monitoring and collection systems produce a growing amount of generated information. Such factors, as the increasing sampling rate of ADCs and the increasing speed of systems for primary processing, receiving, and transmitting information, etc., make the systems operate almost at the bandwidth limit of data transmission interfaces. In some applications, such a flow is redundant and can be optimized through the use of various algorithms for the primary processing of information. However, in some applications, reducing the data flow is impossible, since the received information is processed with a delay. Therefore, the development of a software methodology for controlling and collecting data in the system of automatic monitoring of the sea surface by a hydrological radiolocation system seems a relevant research task.

Aim. To synthesize a methodology and to develop software for controlling the information system of radar monitoring of the sea surface.

Materials and methods. System approach, software architectural and algorithmic design, software quality management methods, system analysis, Qt framework, C++ programming language.

Results. A working methodology for designing software for controlling information and measurement technologies with a large amount of generated data was obtained. The effectiveness of the methodology and software quality were confirmed by control tests. A 3-month autonomous testing of the stability and reliability of the system was carried out. Detection of data loss in the system comprised less than 0.002 %, thus not exceeding the specified critical level of 0.5 %.

Conclusion. The developed methodology can be used in designing software for controlling information and measuring systems generating a large amount of data. The approaches used to build a multithread software architecture with asynchronous data flow control has shown their high efficiency.

Keywords: information and measuring systems, radar, software, complex system control

For citation: Serdiukov I. S., Veremyev V. I., Nguyen Van Tuan. Software Methodology for Data Control and Collection for Autonomous Monitoring Systems with a Large Amount of Generated Information on the Example of Software for a Hydrological Radiolocation System. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2023, vol. 26, no. 2, pp. 52–64. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-2-52-64

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

Acknowledgements. The study was supported by a grant from the Russian Science Foundation No. 21-79-10375.

Submitted 20.01.2023; accepted 10.03.2023; published online 28.04.2023

Введение. Радиолокационные методы и средства мониторинга морской поверхности являются очень важным инструментарием, который способен значительно повышать безопасность судоходства в сложных для навигации акваториях. В его задачи входит оценка волнения, ветров, течений, а также рельефа дна в условиях мелководья.

Основой радиолокационного мониторинга является использование радиосигналов, отраженных от морской поверхности. Такие сигналы несут в себе информацию о распределении волн на поверхности воды, их интенсивности, а также направлении и скорости распространения. Связь между распределением морских волн на поверхности и гидродинамическими

процессами позволяет извлекать из полученных радиолокационных изображений полезную информацию, критически важную для обеспечения безопасности судоходства.

На данный момент такие инструменты используются в большей степени в исследовательских целях [1–9], так как их пока еще не слишком широкое распространение в некоторой степени затрудняет разработку и синтез алгоритмов получения гидрографической информации. В связи с этим очень важно сделать такие радары максимально доступными для пользователя, т. е. дешевыми и простыми в эксплуатации.

В настоящее время наиболее популярным решением является использование морских радаров X-диапазона. К преимуществам таких радаров можно отнести их простоту, неприязательность в обслуживании и относительно дешевизну. Основным недостатком данного решения, как правило, является некогерентность большинства таких радаров. Применение некогерентных сигналов дает возможность работы лишь с яркостным радиолокационным изображением, которое несет в себе информацию об интенсивности отраженных сигналов и полностью лишено информации о доплеровском смещении несущей частоты сигнала, что существенно затрудняет процесс анализа морской поверхности.

К сожалению, ввиду специфики отрасли, морские когерентные радары не соответствуют критерию доступности или же оперируют закрытыми протоколами передачи информации, охраняемыми коммерческой тайной, что делает их фактически бесполезными в рассматриваемой области применения. Однако учеными и инженерами НИИ "Прогноз" СПбГЭТУ "ЛЭТИ" был разработан ряд технических решений [1, 2, 4, 8, 9], которые позволяют модернизировать недорогие некогерентные радары за счет их "искусственной" когерентизации. Решение основано на применении принципа квазикогерентности и реализовано при помощи программируемой логической интегральной схемы (ПЛИС).

Печатная плата, содержащая аналого-цифровой преобразователь (АЦП), кристалл ПЛИС, интерфейс Ethernet, а также интерфейсы, необходимые для управления радаром и контроля его состояния, помещается в радар. Для работы с модернизированным радаром

требуется лишь персональный компьютер (ПК) и совместимое программное обеспечение (ПО), позволяющее осуществлять управление.

Методология разработки ПО, применяемая в рамках проекта. Суть применяемой методологии является в какой-то мере отражением принципов, изложенных в [10, 11], и применения цикла Деминга PDCA (англ. Plan-Do-Check-Act – планирование-действие-проверка-корректировка), подробно описанного в [12] и являющегося, как правило, основой построения системы управления качеством.

Описываемый подход включает в себя пять основных этапов и подразумевает наличие гибких обратных связей на каждом из этапов разработки.

Подготовительный этап – определение основных задач, решаемых проектируемой информационно-измерительной системой.

На данном этапе формируется общее понимание проекта, его целей и задач, основных объектов, решающих поставленные задачи, и основных сведений о системе.

Первый этап – определение архитектуры проекта, состава объектов, их роли и связей между ними.

В рамках данного этапа определяется подробный состав проекта, всех входящих в него объектов и связей между ними, а также основных информационных потоков, осуществляющих обмен данными между всеми узлами системы.

Второй этап – определение критериев, предъявляемых к программно-аппаратному комплексу управления и сбора данных.

На основании информации о системе, полученной на предыдущих этапах, на данной стадии проекта определяются все критерии, предъявляемые непосредственно к комплексу управления и сбора данных. Формируются требования к ПО, определяются все ограничения, в рамках которых ведется проектирование, а также выбираются качественные и количественные метрики, позволяющие определить соответствие разрабатываемого комплекса предъявляемым требованиям.

Третий этап – формирование архитектуры ПО. Данный этап является фактически начальным этапом проектирования ПО и включает в себя четыре основных шага:

1. Определение основных узлов ПО согласно требуемому функционалу.

2. Определение связей и информационных потоков между узлами.

3. Разделение узлов на объекты, обладающие узким функционалом.

4. Распределение информационных потоков между объектами с обеспечением асинхронной работы отдельных программных модулей.

В зависимости от результатов проектирования архитектуры ПО, выполняемого на третьем этапе, может также происходить корректировка критериев или архитектуры проекта, если разработчику становится ясно, что какие-то из критериев являются взаимоисключающими или же требования не могут быть выполнены в рамках архитектуры проекта, определенной на первом этапе.

На данном этапе также закладываются архитектурные особенности ПО, позволяющие работать с большими потоками информации, что является основополагающим критерием согласно целям данной статьи. В них входит:

1. Применение многопоточной архитектуры ПО и системы независимой асинхронной работы отдельных программных модулей.

2. Определение наивысшего приоритета выполнения потоков приема оцифрованных данных и их сохранения на жесткий диск.

3. Формирование системы синхронизации модулей ПО на основании информации, получаемой в потоке приема оцифрованных данных, а также в потоках контроля состояния аппаратной части системы.

Таким образом, формируется независимое ядро, генерирующее данные, на основании которых работает весь программный комплекс. В свою очередь, органы управления, доступные оператору ПК, являются своего рода надстройкой над системой и осуществляют синхронизированный контроль над программной и аппаратной частями информационно-измерительного комплекса.

Четвертый этап – написание программного кода в соответствии с архитектурой:

1. Создание отдельных программных модулей, ответственных за ограниченную часть функционала ПО.

2. Тестирование и отладка модулей на соответствие поставленным критериям и выполняемым задачам.

3. Поэтапное включение модулей в состав ПО, тестирование и отладка их совместной работы.

4. Финальные испытания ПО в составе комплекса на соответствие установленным критериям и требованиям.

В рамках четвертого этапа также может выполняться корректировка предыдущих трех, так как на данном этапе определяются фактические возможности ПО, выбранного языка программирования и возможностей применяемых моделей ПК. Так или иначе, в результате любого из этапов тестирования может оказаться, что ряд требований нереализуем в рамках применяемой архитектуры проекта, что, в свою очередь, должно привести либо к изменениям требований, либо к ее модернизации.

Как видно, описанная методология предполагает в первую очередь иерархическое разбиение глобальной задачи на определенные этапы с целью упрощения представления и глубокого анализа всех элементов проектируемой системы. Данный подход обладает также наличием обратных связей между различными этапами построения системы, что, в свою очередь, обеспечивает наибольшую гибкость решения поставленных задач.

Выходом данной методологии является продукт, построенный в гармонии между заказчиком и разработчиком (или же разработчиками программной и аппаратной частей) по принципу получения адекватного компромисса между предъявляемыми требованиями и фактическими реализуемыми техническими возможностями.

С другой стороны, применение в данном процессе обратных связей не является обязательным. Их исключение снизит итоговую гибкость системы проектирования, формируя таким образом жесткую иерархическую связь между этапами, требующую абсолютного выполнения критериев. Продукт, полученный при таком подходе, обладает в ряде случаев определенными преимуществами за счет невозможности снижения требований к отдельным узлам, что, однако, зачастую приводит к повышению его стоимости и сроков разработки.

В рамках рассматриваемого проекта была использована методология с применением гибких обратных связей с целью оптимизации общей архитектуры и повышения надежности системы.

Требования, предъявляемые к ПО управления радаром контроля морской по-

верхности. В рамках данной статьи рассматриваются особенности разработки ПО управления радаром и сбора радиолокационных данных на жесткий диск компьютера.

Основными задачами ПО управления радаром являются: управление приемником, передатчиком и двигателем антенны; контроль основных параметров радара; визуализация данных в виде графиков сигналов и индикатора кругового обзора (ИКО); работа радара по заданному расписанию с заданными параметрами и сохранение радиолокационных сигналов на жесткий диск компьютера.

Большинство систем радиолокационного исследования морской поверхности реализуются в качестве станций сбора экспериментальных данных для последующей их обработки. Такие станции бывают стационарными, временными и мобильными. Разнообразные условия эксплуатации радаров определяют ряд требований к ПО. Такие требования можно разделить на три основные категории.

Первая категория требований основывается на характеристиках применяемого оборудования, используемых протоколах связи и управления; частоты дискретизации сигнала и скорости сканирования пространства. Основным критерием в данной категории выступает обеспечение быстродействия ПО с точки зрения приема, отображения, обработки и/или сохранения радиолокационных данных на жесткий диск.

Ко второй категории следует отнести требования, предъявляемые к ПО с точки зрения пользовательского опыта. Интерфейс программы должен располагать всеми органами контроля и управления, необходимыми для полноценной эксплуатации радара в различных условиях. Важной частью пользовательского интерфейса также является исчерпывающая графическая составляющая с точки зрения контроля состояния радара и окружающей радиолокационной и гидродинамической обстановки.

Третья категория представляется как совокупность требований, предъявляемых к стабильности и безотказности ПО, защите от возможных пользовательских ошибок, а также автономности его работы. В рамках текущей задачи модернизированный радар представляет собой совокупность асинхронных модулей, и

важной частью ПО является синхронизация их работы. В таком представлении радар как конечное устройство располагает большим числом внутренних состояний, для каждого из которых должен быть либо разработан особый сценарий, либо же управление должно быть реализовано независимо, что, в свою очередь, предполагает участие оператора в функционировании радара. Данная проблема частично решается настройкой схемы работы со сценариями над прямым управлением полным функционалом радара, которая в рамках рассматриваемого проекта была реализована внутри подпрограммы управления радаром по расписанию.

Следует отметить, что условное деление требований на категории было выбрано исключительно для удобства построения архитектуры проекта, а сами требования являются в большей степени равнозначными и ни в коем случае не взаимоисключающими.

Архитектура проекта (физический уровень). В основе проекта лежит использование готового морского радара, модернизированного при помощи платы когерентизации. На рис. 1 представлена схема радиолокационного комплекса контроля морской поверхности.

Используемый в проекте радар GEM-Electronics представляет собой морской навигационный радиолокатор кругового обзора X-диапазона, передающая часть которого реализована с использованием магнетрона, а приемная часть – цифрового супергетеродинного приемника.

Как видно из представленной диаграммы, модернизация радара заключается в добавлении непосредственно в корпус радиолокатора дополнительной платы когерентизации, Ethernet-коммутатора и СВЧ-усилителя промежуточной частоты.

Плата когерентизации является программно-аппаратным комплексом, реализованным на ПЛИС, в функции которого входит управление модулятором передатчика радара, оцифровкой и гетеродинированием передаваемого и принимаемого сигналов, контроль положения антенны, а также передача оцифрованных сигналов на ПК контроля/управления и сбора данных.

Преимуществом применяемого подхода является минимальное вмешательство в схемотехнику оригинального радара, что обеспечи-

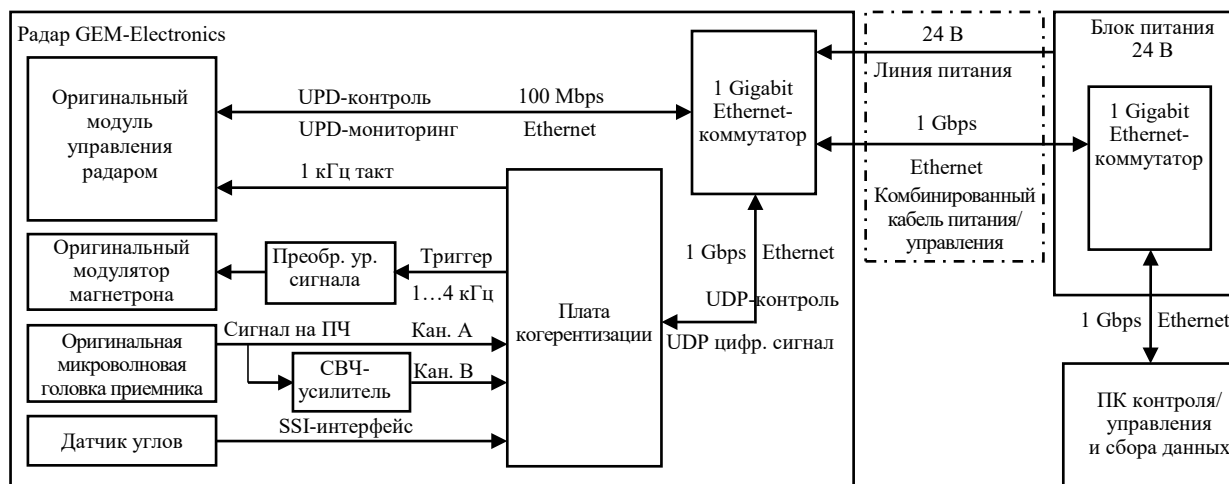


Рис. 1. Архитектура проекта
Fig. 1. Project Architecture

вает высокую стабильность и надежность радиолокационной системы.

Ethernet-коммутатор, установленный в корпус радара, позволяет осуществлять управление радаром и платой когерентизации посредством применения одной восьмизильной 1Gb-Ethernet линии передачи данных по протоколу UDP. Основными особенностями данной связи являются ограничение потока данных в 125 Мбайт/с, необходимость контроля целостности данных и определение правильной последовательности принимаемой информации. Для этого в протоколе обмена был реализован двухбайтный счетчик пакетов, позволяющий отслеживать порядок приема сигналов.

В качестве критериев соответствия ПО предъявляемым требованиям были выбраны следующие показатели: качественное определение соответствия по принципу исчерпывающей реализации требований на основании контрольных испытаний и непосредственного пользовательского опыта; количественное определение фактических потерь при приеме оцифрованных сигналов методом расчета пропущенных сигналов, заложенным в протоколе обмена данными.

Архитектура ПО. Архитектура проекта является ядром ПО. Определяя структуру, основные объекты и функциональные связи между ними, она содержит в себе также и философию проекта, взятую разработчиком за основу.

Задачей разрабатываемого ПО является обеспечение модернизированных морских ра-

даров эффективным инструментом контроля и управления. Так как область применения в настоящее время находится в фазе эффективного развития, в требования к проекту изначально была включена возможность "бесшовного" изменения конфигурации оборудования, т. е. смены типа радара/версии прошивки ПЛИС при ее модернизации. Для этого была выбрана независимая модульная архитектура, позволяющая менять критические узлы ПО без необходимости внесения больших изменений в код при добавлении новых конфигураций.

Для оптимизации эффективности использования ресурсов ПК и сокращения времени разработки проекта в качестве основы проекта была выбрана связка OS Ubuntu и фреймворк Qt с использованием языка программирования C++.

На рис. 2 представлена основная диаграмма архитектуры проекта, в которую в упрощенном виде включены модули, позволяющие осуществлять функционал радиолокационного комплекса в соответствии с поставленными задачами. Блоки, входящие в состав ПО, реализованы как независимые модули, функционирующие в выделенном потоке, что обеспечивает их стабильную асинхронную работу. Синхронизация потоков обеспечивается системой мьютексов, защищающей внутренние объекты в памяти компьютера от многократного параллельного доступа. Подробное описание применяемых подходов многопоточного программирования можно найти в [13–18].

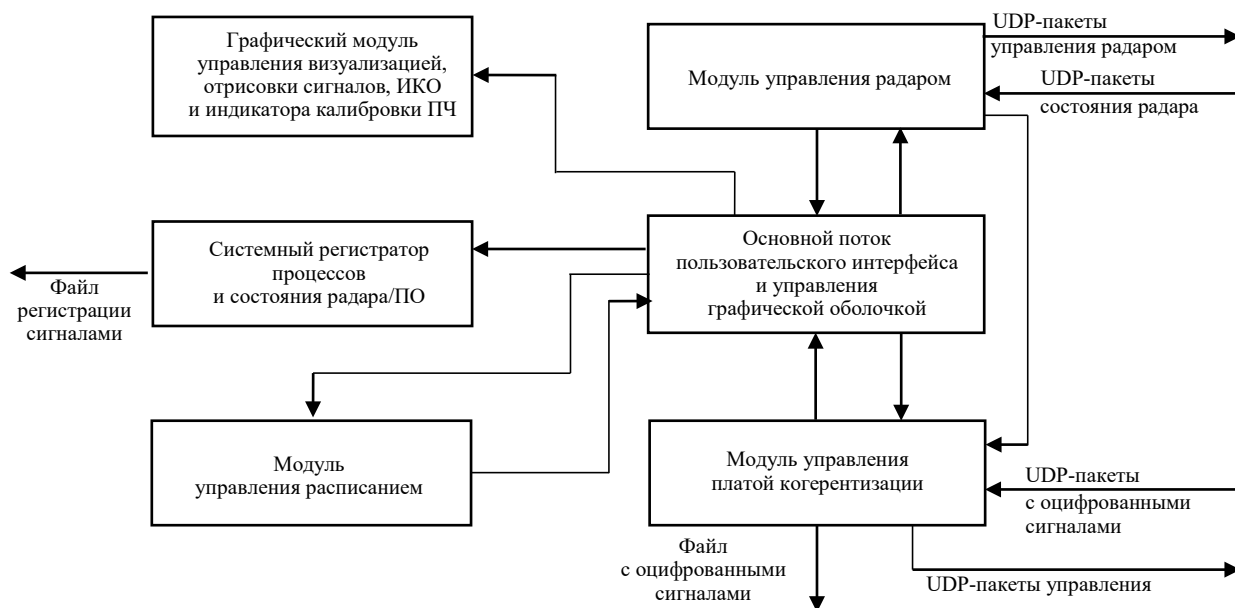


Рис. 2. Упрощённая архитектура ПО
Fig. 2. Simplified Software Architecture

Основной поток пользовательского интерфейса и управления графической оболочкой обеспечивает связь между всеми компонентами программы, обработку состояния элементов пользовательского интерфейса, сигнал-слотовые связи для реализации потоков данных внутри ПО и т. д.

На рис. 3 представлена расширенная диа-

грамма проекта, в которой раскрыт узел управления радаром и платой когерентизации, контроля их состояния, приема оцифрованных сигналов с последующим сохранением данных на жесткий диск ПК.

Основным и наиболее критическим элементом программного комплекса следует считать

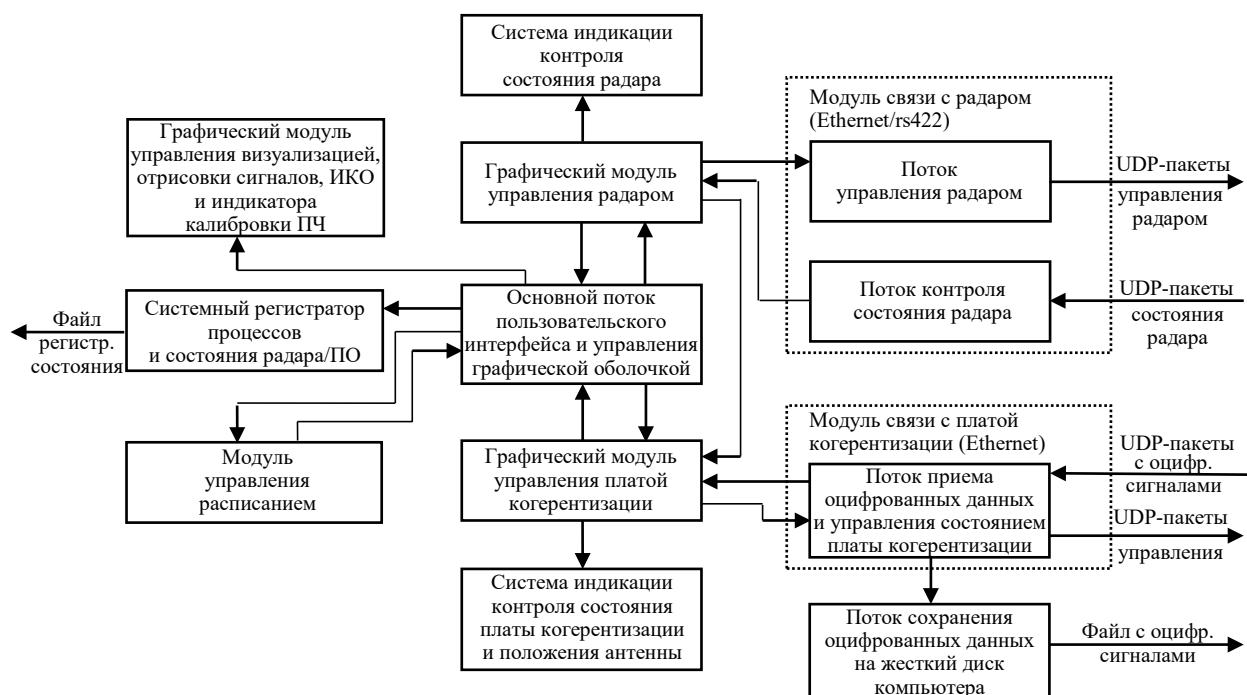


Рис. 3. Архитектура модулей управления и контроля состояния радара и платы когерентизации
Fig. 3. Architecture of the Radar and Coherence Board Control and Indication Software Modules

поток приема оцифрованных данных и управления состоянием платы когерентизации, так как на него ложится наибольшая часть фактической нагрузки. Данный поток реализует UDP-интерфейс информационного обмена с платой когерентизации, разбирает принятые пакеты с проверкой их целостности, сообщает графическому модулю управления платой когерентизации о текущем состоянии соединения и показания датчика угла поворота антенны. Принятые по заранее известному протоколу пакеты данных разбираются на сигналы, которые затем передаются в двух направлениях: поток сохранения оцифрованных данных на жесткий диск компьютера и графический модуль программы с целью последующей их визуализации. Основным требованием в рамках рассматриваемого проекта является обеспечение уровня потерь не более, чем 0.5 % от общего информационного потока.

За счет применения АЦП с частотой дискретизации 80 МГц, частотой сканирования от 1 до 4 кГц и требуемой дальностью сканирования не менее 3.5 км средний поток оцифрованных данных составляет от 8 до 32 Мбайт/с. Тестирование данного модуля в операционной системе (ОС) Windows и ОС семейства Linux показало несостоятельность первой с точки зрения эффективности работы с такими потоками данных, передаваемых по протоколу UDP, – от 10 до 20 % информационного потока по различным причинам не доходило до адресата. Этот критерий, являясь наиболее критическим для системы сбора информации, определил выбор операционной системы проекта в пользу ОС семейства Linux.

Графический модуль управления платой когерентизации, являясь связующим компонентом потока приема оцифрованных данных и основной программой, обладает также элементами обратной связи, обеспечивающей контроль состояния радара и правильную асинхронную работу всех зависимых узлов. Данный модуль обладает также возможностью секторного отключения излучателя для обеспечения электромагнитной совместимости при установке радара на корабле или в составе сложного комплекса. Системы индикации контроля состояния платы когерентизации и состояния радара обеспечивают отображение состояния

подключения на интерфейсе пользователя, а также в файле регистрации состояния.

Не менее важными компонентами ПО являются потоки управления радаром и контроля состояния радара. Помимо очевидного из названия функционала, данные модули также обеспечивают синхронизацию работы всей системы, не позволяя, например, приводить в действие модулятор магнетрона до того, как он не выйдет в рабочий температурный диапазон.

Описанная часть ПО уже являет собой самодостаточный инструмент управления радаром и может применяться отдельно, так как покрывает все технические требования с точки зрения сбора радиолокационной информации, скорости приема и сохранения данных, стабильности и надежности. Однако с точки зрения получения экспериментальных данных перечисленные критерии, хоть и являются необходимыми для разрабатываемого типа ПО, не являются достаточными.

На рис. 4 представлена расширенная диаграмма проекта, в которой раскрыт узел графического модуля управления визуализацией, отрисовки сигналов, ИКО и индикатора калибровки промежуточной частоты (ПЧ), а также модуль управления расписанием.

Часть программы, ответственная за визуализацию данных, является асинхронной модульной структурой, в которой каждая отдельная часть работает независимо и может включаться/выключаться пользователем по мере необходимости. В ее основе лежит поток обработки графических данных, который, принимая "сырые" оцифрованные сигналы, преобразует их к виду, необходимому для обработки в последующих модулях и непосредственной отрисовки. Такой подход упрощает работу с данными и снижает вычислительную нагрузку, что также снижает требования к ПК контроля/управления и сбора данных.

Графический модуль включает в себя отображение принимаемых сигналов, ИКО и индикатор калибровки промежуточной частоты радиолокатора. Перечисленные индикаторы позволяют оператору комплекса осуществлять калибровку времени задержки АЦП на запись сигнала, нулевого направления угла поворота антенны, промежуточной частоты на выходе смесителя приемника и т. п.

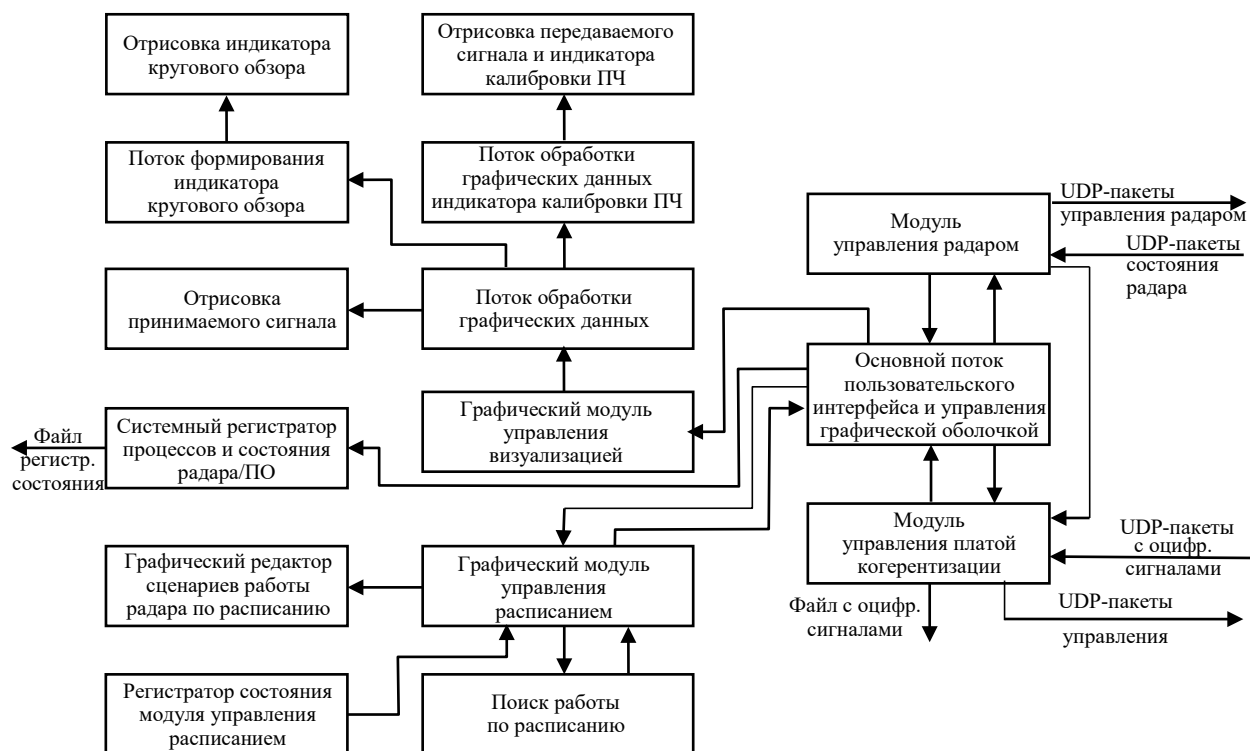


Рис. 4. Архитектура модулей работы по расписанию и визуализации данных

Fig. 4. Architecture of the Schedule and Data Visualization Software Modules

Немаловажной частью программного комплекса является модуль работы по расписанию, функционал которого позволяет оператору создавать сценарий работы радиолокационной станции. Данный модуль является очень важным для комплексов, работающих стационарно, на удаленных объектах. Объем генерируемых радаром данных за один день непрерывной работы составляет в среднем 1.3 ТБ, что не позволяет вести постоянную запись сигналов при использовании современных доступных на рынке дисковых накопителей. Использование сценариев позволяет запускать радар по расписанию для сбора данных в ограниченные промежутки времени, что в целом достаточно для анализа динамики морской поверхности.

Работа радара по расписанию обеспечивается также отдельным потоком контроля расписания, имеющего обратную связь с радаром, что предотвращает запуск записи сигнала или передатчика на излучение в те моменты, когда состояние радара не позволяет это сделать.

Также программный комплекс оснащен системным регистратором процессов и состояния радара/ПО, который позволяет своевременно

отслеживать неисправности, возникающие в процессе работы радиолокатора, или ошибки, порождаемые ПО.

Результаты создания и испытаний ПО в составе радиолокационного комплекса. Рассматриваемая архитектура легла в основу программного комплекса управления радаром, применяемыми для мониторинга морской поверхности. Испытания радиолокационного комплекса поэтапно проходили в различных условиях: стационарное расположение радара в прибрежной зоне с работой радара по расписанию; расположение радара на корабле с целью изучения морской поверхности в условиях открытого океана.

Испытания показали высокую эффективность разработанной архитектуры с точки зрения сохранности радиолокационных данных. Фактические потери в зависимости от характеристик ПК составили не более 0.002 % данных, что является неизбежной и в то же время незначительной долей в рамках решаемой задачи. Следует отметить, что испытания проводились с использованием ПК с центральным процессором Intel Core i7 не ниже 6-го поколения.

В результате испытаний также была выявлена прямая зависимость между мощностью процессора и потерей данных. В свою очередь, показатель для того же семейства ЦП 11-го поколения составил не более 0.0001 %. Длительность испытаний составляла от двух недель непрерывной работы до трех месяцев работы по расписанию.

Заключение. В представленной работе был решен ряд задач, связанных с разработкой ПО управления и сбора данных для радиолокационного комплекса мониторинга морской поверхности. В первую очередь, исходя из архитектуры проекта, были определены основные критерии, отражающие критические узлы и формирующие ограничения и требования, предъявляемые к ПО. Как показано ранее, в числе этих требований было использование протокола UDP/IP по 1 Гб Ethernet-линии, особенностями которого являются ограничение потока данных в 125 Мбайт/с, необходимость контроля целостности данных и определение их правильной последовательности. Достаточно серьезные требования были предъявлены также к стабильности, безотказности и автономности

ПО, ввиду необходимости стационарного использования системы без участия оператора. Ряд требований был предъявлен к системе индикации и отображения информации.

Применяемая в рамках решения поставленных задач методология позволила синтезировать архитектуру ПО, в полной мере удовлетворяющего предъявляемым требованиям, а также некоторым образом оптимизировать архитектуру проекта.

В ходе контрольных испытаний было выявлено полное соответствие спроектированной системы изначальным требованиям, заложенным в проект. Показатель потерь оцифрованных сигналов составил менее 0.002 %, что является более чем удовлетворительным результатом в рамках обозначенных требований к потерям – не более 0.5 %.

Таким образом, представленная в данной статье методология разработки ПО управления и сбора данных для систем автономного мониторинга с большим объемом генерируемой информации демонстрирует высокую эффективность в рамках решения поставленной задачи.

Список литературы

1. Determination of the near surface current field from Doppler shift of the coherent radar backscatter under grazing incidence / H. Hatten, J. Seemann, C. M. Senet, A. Bezuglov, V. Veremjev, F. Ziemer // IGARSS 2000. IEEE 2000 Intern. Geoscience and Remote Sensing Symp. Taking the Pulse of the Planet: The Role of Remote Sensing in Managing the Environment. Honolulu, USA, 24–28 July 2000. IEEE, 2000. Vol. 2. P. 899–901. doi: 10.1109/IGARSS.2000.861738

2. Carrasco R., Streber M., Horstmann J. A simple method for retrieving significant wave height from Dopplerized X-band radar // Ocean Sci. 2017. Vol 13. P. 95–103.

3. Sea-surface current measurements with an X band radar / N. Braun, A. Bezuglov, G. Schymura, F. Ziemer // Proc. of the 2003 IEEE Intern. Geoscience and Remote Sensing Symp. Toulouse, France, 21–25 July 2003. IEEE, 2003. Vol. 2. P. 963–965. doi: 10.1109/IGARSS.2003.1293978

4. Sea-Surface Current Features Observed by Doppler Radar / N. Braun, F. Ziemer, A. Bezuglov, M. Cysewski, G. Schymura // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing. 2008. Vol. 46, № 4. P. 1125–1133. doi: 10.1109/TGRS.2007.910221

5. Орандаренко Е. Д. Радиолокационные методы измерения гидрографических параметров моря

// Материалы Междунар. конф. "Системы радиолокационного мониторинга/ Radar Monitoring Systems-2017" (RMS'2017). Ханой, Вьетнам, 21–23 нояб. 2017. С. 42–56.

6. System for adjustment of angle coordinates for sea surface surveillance radar / E. Vorobev, A. Bezuglov, V. Veremyev, V. Kutuzov // 2017 Signal Processing Symp. (SPSympo). Jachranka, Poland, 12–14 Sept. 2017. IEEE, 2017. P. 1–5. doi: 10.1109/SPS.2017.8053652

7. Orandarenko E. D., Veremyev V. I. Radar methods of measurement bathymetry // 2018 IEEE Conf. of Russ. Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIConRus). Moscow and St Petersburg, Russia, 29 Jan. 2018 – 01 Feb. 2018. IEEE, 2018. P. 1129–1131. doi: 10.1109/EIConRus.2018.8317289

8. Mikhailov V. N., Khachaturian A. B. Estimation of sea-wind parameters using a Doppler navigation system // 2018 IEEE Conf. of Russ. Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIConRus). Moscow and St Petersburg, Russia, 29 Jan. 2018 – 01 Feb. 2018. IEEE, 2018. P. 83–85. doi: 10.1109/EIConRus.2018.8317035

9. Kulikova D. Yu., Gorbunov I. G. Analysis of the Sea Surface Parameters by Doppler X-Band Radar in the Coastal Zone of the Black Sea // 2019 IEEE Conf.

of Russ. Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIConRus), St Petersburg, Russia, 28–31 Jan. 2019. IEEE, 2019. P. 1179–1182. doi: 10.1109/EIConRus.2019.8657257

10. 12207-2017 - ISO/IEC/IEEE Intern. Standard - Systems and software engineering – Software life cycle processes. 15 Nov. 2017. doi: 10.1109/IEEESTD.2017.8100771

11. Research on Software Quality Assurance Based on Software Quality Standards and Technology Management / P. Shen, X. Ding, W. Ren, C. Yang // 2018 19th IEEE/ACIS Intern. Conf. on Software Engineering, Artificial Intelligence, Net-working and Parallel/Distributed Computing (SNPD). Busan, Korea (South), 27–29 June 2018. IEEE, 2018. P. 385–390. doi: 10.1109/snpd.2018.8441142

12. 90003-2018 - ISO/IEC/IEEE Intern. Standard - Software engineering – Guidelines for the application of ISO 9001:2015 to computer software. 30 Nov. 2018. doi: 10.1109/IEEESTD.2018.8559961

13. Akkary H., Ramly S., Serhan K. Synchronization-Free Multithreading Architecture and Application Programming Interface // 17th IEEE Mediterranean Electrotechnical Conf. Beirut, Lebanon, 13–16 Apr. 2014. IEEE, 2014. P. 472–478. doi: 10.1109/MELCON.2014.6820580

14. Basile C., Kalbarczyk Z., Iyer R. K. Active Replication of Multithreaded Applications // IEEE

Transactions on Parallel and Distributed Systems. 2006. Vol. 17, № 5. P. 448–465. doi: 10.1109/TPDS.2006.56

15. Advanced Thread Synchronization for Multi-threaded MPI Implementations / Hoang-Vu Dang, Sangmin Seo, Abdelhalim Amer, Pavan Balaji // 17th IEEE/ACM Intern. Symp. on Cluster, Cloud and Grid Computing. Madrid, Spain, 14–17 May 2017. IEEE, 2017. P. 314–324. doi: 10.1109/CCGRID.2017.65

16. Hutchins D., Ballman A., Sutherland D. C/C++ Thread Safety Analysis // 14th IEEE Intern. Working Conf. on Source Code Analysis and Manipulation. Victoria, Canada, 28–29 Sept. 2014. IEEE, 2014. P. 41–46. doi: 10.1109/SCAM.2014.34

17. A Simple Multithreaded C++ Framework for High-Performance Data Acquisition Systems / R. Inglès, P. Perek, M. Orlikowski, A. Napieralski // Proc. of the 22nd Intern. Conf. "Mixed Design of Integrated Circuits and Systems", Toru, Poland, 25–27 June 2015. IEEE, 2015. P. 153–157. doi: 10.1109/MIXDES.2015.7208501

18. Maximally Permissive Deadlock Avoidance for Multithreaded Computer Programs / Y. Wang, H. Liao, A. Nazeem, S. Reveliotis, T. Kelly, S. Mahlke, S. Lafortune // 5th Annual IEEE Conf. on Automation Science and Engineering. Bangalore, India, 22–25 Aug. 2009. P. 37–41. doi: 10.1109/COASE.2009.5234118

Информация об авторах

Сердюков Иван Сергеевич – инженер по специальности "Радиоэлектронные системы и комплексы" (2020), аспирант кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор двух научных публикаций. Сфера научных интересов – радиолокация; информационно-измерительные системы.

Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5, Санкт-Петербург, 197022, Россия

E-mail: i.s.serdiukov@gmail.com

<https://orcid.org/0000-0002-6637-5994>

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 100 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: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5, Санкт-Петербург, 197022, Россия

E-mail: 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, 236, район Бак Ты Лиен, Ханой, Вьетнам

E-mail: hinhthien08@gmail.com

<https://orcid.org/0000-0002-5652-6111>

References

1. Hatten H., Seemann J., Senet C. M., Bezuglov A., Veremjev V., Ziemer F. Determination of the Near Sur-

face Current Field from Doppler Shift of the Coherent Radar Backscatter under Grazing Incidence. IGARSS

62 **Методология разработки программного обеспечения управления и сбора данных для систем автономного мониторинга с большим объемом генерируемой информации на примере программного комплекса управления гидрологическим радиолокатором**
Software Methodology for Data Control and Collection for Autonomous Monitoring Systems with a Large Amount of Generated Information on the Example of Software for a Hydrological Radiolocation System

2000. IEEE 2000 Intern. Geoscience and Remote Sensing Symp. Taking the Pulse of the Planet: The Role of Remote Sensing in Managing the Environment. Honolulu, USA, 24–28 July 2000. IEEE, 2000, vol. 2, pp. 899–901. doi: 10.1109/IGARSS.2000.861738
2. Carrasco R., Streber M., Horstmann J. A Simple Method for Retrieving Significant Wave Height from Dopplerized X-Band Radar. *Ocean Sci.* 2017, vol. 13, pp. 95–103.
3. Braun N., Bezuglov A., Schymura G., Ziemer F. Sea-Surface Current Measurements with an X Band Radar. *Proc. of the 2003 IEEE Intern. Geoscience and Remote Sensing Symp.* Toulouse, France, 21–25 July 2003. IEEE, 2003, vol. 2, pp. 963–965. doi: 10.1109/IGARSS.2003.1293978
4. Braun N., Ziemer F., Bezuglov A., Cysewski M., Schymura G. Sea-Surface Current Features Observed by Doppler Radar. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing.* 2008, vol. 46, no. 4, pp. 1125–1133. doi: 10.1109/TGRS.2007.910221
5. Orandarenko E. D. Radar Methods for Measuring the Hydrographic Parameters of the Sea. *Intern. Conf. "Radar Monitoring Systems-2017 (RMS'2017)".* Hanoi, Vietnam, 21–23 November 2017, pp. 42–56.
6. Vorobev E., Bezuglov A., Veremyev V., Kutuzov V. System for Adjustment of Angle Coordinates for Sea Surface Surveillance Radar. *2017 Signal Processing Symp. (SPS Sympo).* Jachranka, Poland, 12–14 September 2017. IEEE, 2017, pp. 1–5. doi: 10.1109/SPS.2017.8053652
7. Orandarenko E. D., Veremyev V. I. Radar Methods of Measurement Bathymetry. *2018 IEEE Conf. of Russ. Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIConRus).* Moscow and St Petersburg, Russia, 29 January 2018 – 01 February 2018. IEEE, 2018, pp. 1129–1131. doi: 10.1109/EIConRus.2018.8317289
8. Mikhailov V. N., Khachaturian A. B. Estimation of Sea-Wind Parameters Using a Doppler Navigation System. *2018 IEEE Conf. of Russ. Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIConRus).* Moscow and St Petersburg, Russia, January 2018 – 01 February 2018. IEEE, 2018, pp. 83–85. doi: 10.1109/EIConRus.2018.8317035
9. Kulikova D. Yu., Gorbunov I. G. Analysis of the Sea Surface Parameters by Doppler X-Band Radar in the Coastal Zone of the Black Sea. *2019 IEEE Conf. of Russ. Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIConRus),* St Petersburg, Russia, 28–31 January 2019. IEEE, 2019, pp. 1179–1182. doi: 10.1109/EIConRus.2019.8657257
10. 12207-2017 - ISO/IEC/IEEE Intern. Standard - Systems and Software Engineering – Software Life Cycle Processes. 15 November 2017. doi: 10.1109/IEEESTD.2017.8100771
11. Shen P., Ding X., Ren W., Yang C. Research on Software Quality Assurance Based on Software Quality Standards and Technology Management. *2018 19th IEEE/ACIS Intern. Conf. on Software Engineering, Artificial Intelligence, Networking and Parallel/Distributed Computing (SNPD).* Busan, Korea (South), 27–29 June 2018. IEEE, 2018, pp. 385–390. doi:10.1109/snpd.2018.8441142
12. 90003-2018 - ISO/IEC/IEEE Intern. Standard - Software Engineering – Guidelines for the Application of ISO 9001:2015 to Computer Software. 30 November 2018. doi: 10.1109/IEEESTD.2018.8559961
13. Akkary H., Ramly S., Serhan K. Synchronization-Free Multithreading Architecture and Application Programming Interface. *17th IEEE Mediterranean Electrotechnical Conf.* Beirut, Lebanon, 13–16 April 2014. IEEE, 2014, pp. 472–478. doi: 10.1109/MELCON.2014.6820580
14. Basile C., Kalbarczyk Z., Iyer R. K. Active Replication of Multithreaded Applications. *IEEE Transactions on Parallel and Distributed Systems.* 2006, vol. 17, no. 5, pp. 448–465. doi: 10.1109/TPDS.2006.56
15. Dang H.-V., Seo S., Amer A., Balaji P. Advanced Thread Synchronization for Multithreaded MPI Implementations. *17th IEEE/ACM Intern. Symp. on Cluster, Cloud and Grid Computing.* Madrid, Spain, 14–17 May 2017. IEEE, 2017, pp. 314–324. doi: 10.1109/CCGRID.2017.65
16. Hutchins D., Ballman A., Sutherland D. C/C++ Thread Safety Analysis. *14th IEEE Intern. Working Conf. on Source Code Analysis and Manipulation.* Victoria, Canada, 28–29 Sept. 2014. IEEE, 2014, pp. 41–46. doi: 10.1109/SCAM.2014.34
17. Inglés R., Perek P., Orlikowski M., Napieralski A. A Simple Multithreaded C++ Framework for High-Performance Data Acquisition Systems. *Proc. of the 22nd Intern. Conf. "Mixed Design of Integrated Circuits and Systems",* Toru, Poland, 25–27 June 2015. IEEE, 2015, pp. 153–157. doi: 10.1109/MIXDES.2015.7208501
18. Wang Y., Liao H., Nazeem A., Reveliotis S., Kelly T., Mahlke S., Lafortune S. Maximally Permissive Deadlock Avoidance for Multithreaded Computer Programs. *5th Annual IEEE Conf. on Automation Science and Engineering.* Bangalore, India, 22–25 August 2009, pp. 37–41 doi: 10.1109/COASE.2009.5234118

Information about the authors

Ivan S. Serdiukov, Engineer in "Radioelectronic systems and complexes" (2020), Postgraduate student of the Department of Radio Engineering Systems of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 2 scientific publications. Area of expertise: radiolocation; information and measurement systems.
Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia
E-mail: i.s.serdiukov@gmail.com
<https://orcid.org/0000-0002-6637-5994>

Vladimir I. Veremyev, Cand. Sci. (2000), Professor of the Department of Radio Engineering Systems in Saint Petersburg Electrotechnical University, Director of the Research Institute "Prognoz". The author of more than 100 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: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia

E-mail: vervladiv@gmail.com

<https://orcid.org/0000-0001-8167-6616>

Nguyen Van Tuan, Specialist in "Radioelectronic systems and complexes" (2021), Postgraduate student of Le Quy Don Technical University. The author of 2 scientific publications. Area of expertise: radiolocation; semi-active radar.

Address: Le Quy Don Technical University, 236 Hoang Quoc Viet St., Bac Tu Liem, Ha Noi, Viet Nam

E-mail: hinhthien08@gmail.com

<https://orcid.org/0000-0002-5652-6111>

Алгоритм обнаружения треков на основе вычисления корреляции следов в аккумуляторе Хафа

А. А. Монаков✉

Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, Санкт-Петербург, Россия

✉ a_monakov@mail.ru

Аннотация

Введение. Обнаружение треков – одна из основных задач, решаемых системой траекторной обработки (СТО). Известным и эффективным методом обнаружения треков является преобразование Хафа (Hough Transform). Трек считается обнаруженным, если количество отметок, полученных в последовательных обзорах и попавших в одну и ту же область пространства параметров (аккумулятора), превысило порог обнаружения. Однако, как показывает практика, для эффективного применения преобразования Хафа в СТО необходимо достаточно большое время накопления отметок. При малом количестве обзоров, отведенных для обнаружения треков, отметки целей также накапливаются в тех ячейках аккумулятора, где происходят пересечения их следов. Поэтому для обнаружения треков необходима дополнительная обработка, позволяющая выделить кластеры отметок от целей по признаку их геометрической близости. Кроме того, большой объем памяти и вычислительных операций по обслуживанию аккумулятора в значительной мере увеличивают нагрузку вычислителя СТО.

Цель работы. Получение простого и устойчивого к ложным обнаружениям алгоритма завязки треков на основе преобразования Хафа без создания в памяти вычислителя аккумулятора.

Материалы и методы. В предлагаемом алгоритме построение следов отметок в аккумуляторе с последующим выделением ячеек с максимальным количеством прошедших через них следов заменено на вычисление взаимных корреляций следов и кластеризации отметок по признаку максимального подобия следов.

Результаты. Математическое моделирование при выбранных в работе сценарных параметрах подтвердило, что предлагаемый алгоритм правильно обнаружил все существующие в зоне ответственности СТО треки и осуществил безошибочное объединение отметок целей.

Заключение. Создан помехоустойчивый алгоритм обнаружения треков, не требующий организации в памяти вычислителя аккумулятора Хафа.

Ключевые слова: траекторная обработка, обнаружение треков, преобразование Хафа

Для цитирования: Монаков А. А. Алгоритм обнаружения треков на основе вычисления корреляции следов в аккумуляторе Хафа // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2023. Т. 26, № 2. С. 65–77. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-2-65-77

Конфликт интересов. Автор заявляет об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 13.12.2022; принята к публикации после рецензирования 09.03.2023; опубликована онлайн 28.04.2023



Track Detection Algorithm Based on Trace Correlation Using Hough Transform

Andrey A. Monakov✉

Saint-Petersburg State University of Aerospace Instrumentation, St Petersburg, Russia

✉a_monakov@mail.ru

Abstract

Introduction. Track detection is one of the main tasks to be solved in trajectory processing. This task can be efficiently solved using the Hough Transform. A track is considered detected if the number of position measurements received in a number of consecutive radar scans and falling into the same cell of the parameter space (accumulator) has exceeded the detection threshold. However, the effective practical application of the Hough transform requires a sufficiently long time of measurement. Under a small number of scans given for track detection, measurements are also accumulated in those accumulator cells where their traces intersect. Therefore, in order to detect true tracks, additional processing is required to distinguish measurement clusters from different targets based on their geometric proximity. In addition, a large amount of memory and computational operations for the accumulator maintenance significantly increase the computation load of the trajectory processor.

Aim. To design a simple and false-detection resilient algorithm for detecting tracks without the Hough accumulator in the processor memory.

Materials and methods. In the proposed algorithm, the construction of measurement traces in the Hough accumulator followed by selection of cells with the largest number of traces passed through them is replaced by computation of the cross correlations of the traces and clustering of measurements based on the maximum similarity of their traces.

Results. Mathematical simulation with the scenario parameters selected in the paper confirmed the accuracy of the proposed algorithm in detecting all tracks existing in the radar field of view and its efficiency in conducting error free association of target position measurements.

Conclusion. A false-detection resilient algorithm for track detection was created based on the Hough transform. The algorithm does not require the Hough accumulator in the processor memory.

Keywords: trajectory processing, track detection, Hough transform

For citation: Monakov A. A. Track Detection Algorithm Based on Trace Correlation Using Hough Transform. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2023, vol. 26, no. 2, pp. 65–77. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-2-65-77

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

Submitted 13.12.2022; accepted 09.03.2023; published online 28.04.2023

Введение. Получение треков – оценок траекторий движения сопровождаемых целей в радиолокации и радионавигации – предполагает последовательное решение следующих задач: обнаружение треков, ассоциацию поступивших отметок целей с обнаруженными треками и фильтрацию треков [1, 2]. Обнаружение треков является первой из решаемых при траекторной обработке задач. Одним из эффективных алгоритмов для обнаружения треков является алгоритм, использующий преобразование Хафа (ПХ) (англ. Hough Transform). Это преобразование первоначально было предложено для распознавания границ объектов на изображениях

[3, 4]. В дальнейшем область его использования была расширена, а также определены его функциональные свойства [5, 6]. Использованию ПХ для обнаружения треков посвящено достаточно большое количество публикаций, в которых рассмотрены вопросы адаптации преобразования к условиям радиолокационного и радионавигационного наблюдения [7–12], осуществлено расширение ПХ на случай многоцелевой мультирадарной траекторной обработки [13–17], исследована решающая статистика и ее вероятностные характеристики [18–20], дан анализ качества выносимых решений [19–21], предло-

жен способ оценки количества истинных и ложных обнаруженных треков [22].

Применение ПХ в траекторной обработке предполагает накопление радиолокационных отметок наблюдаемых целей в ячейках особой области памяти сигнального процессора – аккумулятора. Каждая радиолокационная отметка порождает в аккумуляторе след – синусоидальную кривую, точки которой соответствуют проекциям отметки на вращающуюся вокруг начала координат прямую. При этом следы, порожденные отметками одного трека при отсутствии ошибок оценивания координат сопровождаемого объекта, пересекаются в одной ячейке аккумулятора. В этой ячейке происходит накопление отметок трека. Простая пороговая процедура позволяет осуществить необходимое объединение отметок и обнаружить трек. Однако применение такого алгоритма возможно, если количество отметок от наблюдаемых целей достаточно велико. При малом количестве отметок (а такая ситуация характерна для обнаружения треков в радиолокаторах систем управления воздушным движением) ситуация осложняется тем, что в аккумуляторе появляются ячейки, где пересекаются следы отметок, принадлежащих разным трекам. В этих ячейках количество накопленных отметок может также превысить порог, и, следовательно, в системе траекторной обработки могут возникнуть ложные треки.

В настоящей статье предложен простой алгоритм, который позволяет не только обнаруживать треки и объединять поступающие на вход СТО отметки при их малом количестве, но и отказаться от организации и обслуживания аккумулятора. Последнее свойство способствует значительному сокращению нагрузки вычислителя СТО. В научно-технической литературе известны способы реализации ПХ без аккумулятора. Однако они создавались либо для обработки изображений и сложны при реализации [23, 24], либо для ориентации роботов в стационарных сценах при использовании высокоточных лазерных дальнометров [25].

Статья структурирована следующим образом. Вначале дан краткий обзор ПХ применительно к радиолокационному наблюдению. Далее приводится и обосновывается предлагаемый алгоритм. Затем обсуждаются результаты

математического моделирования алгоритма. В заключении сформулированы основные выводы по работе.

Преобразование Хафа. Рассмотрим сектор сканирования радиолокатора с обнаруженными за время наблюдения $T_{\text{набл}}$ отметками от цели (черные кружки) и ложными отметками (белые кружки), представленный на рис. 1. Сплошная линия на рисунке соответствует траектории движения цели. Если бы курсовой угол θ траектории цели был известен, то, как следует из рисунка, для обнаружения сигнала цели достаточно было бы спроецировать все отметки на прямую OP , ортогональную траектории движения цели, угол наклона которой $\Phi = \theta - \pi/2$, и подсчитать количество отметок, имеющих одинаковое проекционное расстояние P от начала координат. Если паспорт отметки содержит информацию о породившем ее сигнале, то подсчет количества отметок заменяется суммированием самих сигналов. Такая процедура гарантирует когерентное или некогерентное накопление сигнала цели. Сигналы ложных отметок в силу случайного их положения в секторе сканирования РЛС не накапливаются. Таким образом реализовалась бы оптимальная процедура обнаружения сигнала цели. Однако курсовой угол цели θ априорно не известен, поэтому для обнаружения трека необходимо осуществлять описанную процедуру накопления для отметок, имеющих одинаковую проекцию, на прямую OP , угол поворота Φ которой

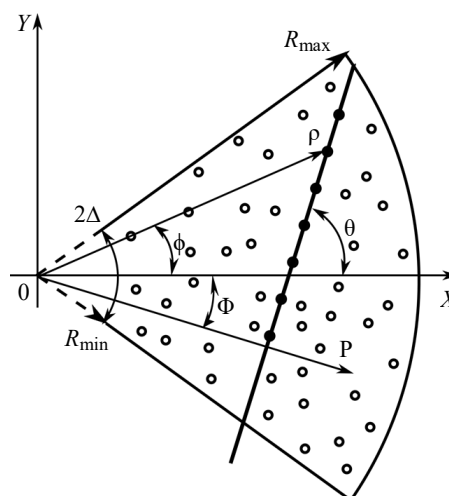


Рис. 1. Преобразование Хафа

Fig. 1. Hough transform

изменяется. Очевидно, что при изменении Φ в пределах $[0, \pi]$ найдется такое угловое положение Φ_0 прямой OP , при котором все отметки, принадлежащие траектории цели, будут спроецированы в одну и ту же точку, расстояние которой от начала координат $P_0 = P(\Phi_0)$.

Описанная процедура накопления может быть организована следующим образом. Пусть некоторая отметка имеет полярные координаты (ϕ, ρ) , а угол наклона прямой OP равен Φ . Тогда координата этой точки на линии OP :

$$P(\Phi) = \rho \cos(\phi - \Phi) = x \cos \Phi + y \sin \Phi, \quad (1)$$

$$0 \leq \Phi \leq \pi,$$

где (x, y) – декартовы координаты и (ρ, ϕ) – полярные координаты отметки.

Преобразование (1), известное как тригонометрическая форма ПХ [4], является отображением области плоскости XOY , которой принадлежит сектор сканирования, в пространство полярных координат (P, Φ) . Множество (P, Φ) , на которое отображаются точки сектора, в литературе получило название "аккумулятор". При этом точке сектора сканирования (x, y) в аккумуляторе ставится в соответствие след – синусоида $P(\theta) = A(x, y) \cos[\Phi - \psi(x, y)]$ с амплитудой $A(x, y) = \rho = \sqrt{x^2 + y^2}$ и фазой $\psi(x, y) = \phi = \arctg(x, y)$, где $\arctg(x, y)$ – расширенная на интервал $[-\pi, \pi]$ обратная тригонометрическая функция $\arctg(y/x)$.

Из геометрических соображений ясно, что точкам, принадлежащим траектории цели в секторе сканирования, в аккумуляторе будут соответствовать следы, пересекающиеся в одной-единственной точке с координатами

$$\Phi = \Phi_0 = \theta_0 - \pi/2; P = P_0 = P(\Phi_0 - \phi),$$

где θ_0 – угол наклона траектории цели; (ϕ, ρ) – полярные координаты любой точки, принадлежащей прямой. Суммируя сигналы или подсчитывая количество самих проходящих через

точку (P_0, Φ_0) следов за несколько периодов сканирования, можно решить задачу обнаружения. Для реализации обнаружителя аккумулятор разбивают на множество одинаковых ячеек, имеющих размер ΔP и $\Delta \Phi$ вдоль соответствующих координат. При попадании следа в ячейку к результату предыдущих накоплений прибавляется сигнал, соответствующий следу, а также запоминаются координаты точки сектора (ϕ, ρ) , которая породила след. Таким образом, к моменту конца наблюдения, когда необходимо вынести решение о наличии цели, в ячейках аккумулятора будет содержаться следующая информация: количество следов m , прошедших через ячейку; координаты отметок (ϕ, ρ) , породивших прошедшие через ячейку следы; накопленный сигнал S .

Данная ситуация иллюстрируется на рис. 2 и соответствует наблюдению четырех целей при сценарных параметрах, приведенных при описании результатов математического моделирования. На рисунке четко видны 4 множества следов, каждое из которых соответствует цели, находящейся в зоне ответственности РЛС. Количество следов в каждом множестве равно количеству обнаруженных отметок и лежит в пределах от трех до пяти. Количество отметок в точках пересечения множеств следов оказывается достаточно большим, чтобы превзойти порог обнаружения, который рассчитывался в предположении отсутствия в паспорте информации о сигнале цели и равнялся

$$N_{\text{пор}} = B^{-1}(1 - F; J, f), \quad (2)$$

где $B^{-1}(1 - F; J, f)$ – обратная функция для интегральной функции распределения биномиального закона

$$B(x; J, f) = \sum_{j=0}^x \binom{J}{j} f^j (1-f)^{J-j};$$

F – вероятность ложного обнаружения трека; J – максимальное количество следов, которые могут пройти через выбранную ячейку [12]; f – вероятность ложной тревоги РЛС. Несмотря на то, что в ячейках, где пересекаются следы, со-

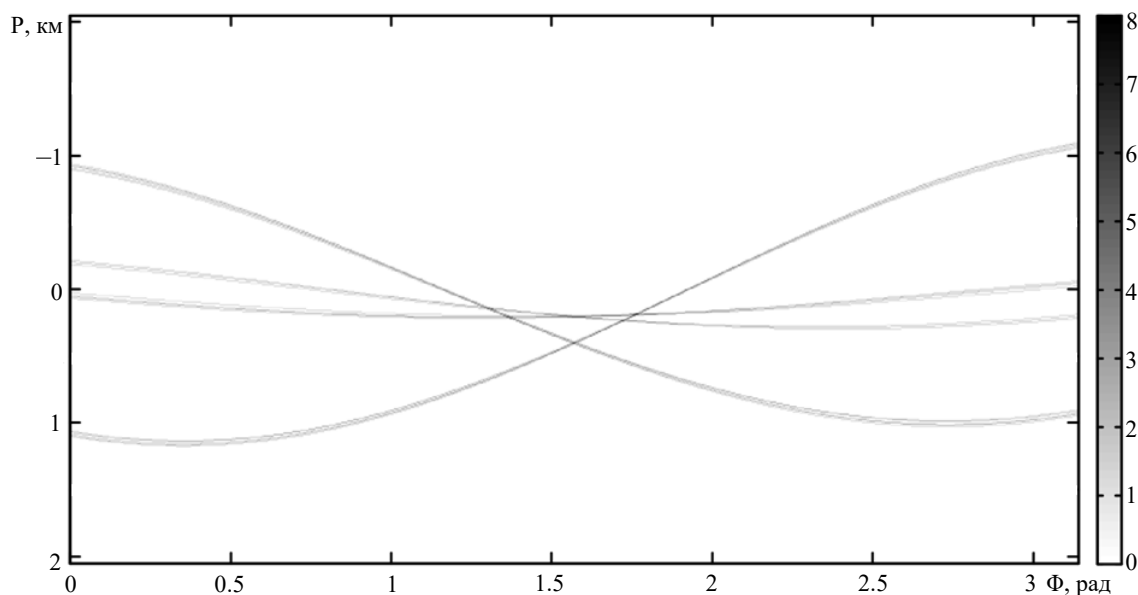


Рис. 2. Следы отметок в аккумуляторе

Fig. 2. Plot traces in the accumulator

держатся истинные отметки, они принадлежат разным целям, поэтому требуется специальная проверка, позволяющая рассортировать отметки перед завязкой новых треков. Эта сортировка может быть осуществлена на основании оценки расстояния между отметками и требует дополнительных вычислений, что усложняет процедуру обнаружения треков с использованием алгоритма ПХ.

Алгоритм обнаружения треков. Можно предложить более простой алгоритм обнаружения треков, который не требует создания в памяти сигнального процессора РЛС аккумулятора и выполнения большого количества вычислительных операций, связанных с его обслуживанием. Действительно, воспользуемся тем, что при малом количестве обзоров, отведенных на обнаружение треков, следы истинных отметок от одной и той же цели практически совпадают, а сами следы, как следует из (1), являются отрезками гармонических функций вида

$$P(\Phi) = \rho \cos(\phi - \Phi) = x \cos \Phi + y \sin \Phi; \Phi \in [0, \pi],$$

где $\rho = \sqrt{x^2 + y^2}$; $\phi = \arctg(y, x)$ – полярные координаты отметки; (x, y) – прямоугольные координаты отметки. Поскольку следы, порожденные одной и той же целью, практически совпадают друг с другом, они должны быть сильно коррелированными, и наоборот, следы отметок

от разных целей – слабо коррелированы. В связи с этим для выделения отметок одной цели можно предложить следующий алгоритм:

1. Вычисляются взаимные корреляции следов отметок

$$R_{mn} = \int_0^\pi P_m(\Phi) P_n(\Phi) d\Phi = \rho_m \rho_n \cos(\phi_m - \phi_n) = x_m x_n + y_m y_n, \quad (3)$$

где индексы у переменных соответствуют отметкам с номерами m и n .

2. Вычисленные корреляции нормируются:

$$c_{mn} = \frac{4R_{mn}}{(\sqrt{R_{mm}} + \sqrt{R_{nn}})^2} = \left[\frac{2\sqrt{\rho_m \rho_n}}{\rho_m + \rho_n} \right]^2 \cos(\phi_m - \phi_n) = U_\rho U_\phi, \quad (4)$$

где $U_\rho = 4\rho_m \rho_n / (\rho_m + \rho_n)^2$; $U_\phi = \cos(\phi_m - \phi_n)$.

В итоге получается квадратная симметрическая матрица $C = \{c_{mn}\}$, на главной диагонали которой стоят единицы, а значения других элементов принадлежат интервалу $[-1, 1]$. Поскольку коэффициент в квадратных скобках уравнения (4), стоящий перед косинусом, и сам косинус принимают максимальные значения, равные 1, при $\rho_m = \rho_n$ и $\phi_m = \phi_n$, максимальные значения коэффициентов $c_{mn} \approx 1$ будут наблюдаться при близких значениях полярных координат точек.

3. Определяются положения максимумов (пиков) в каждой m -й строке C_m матрицы нормированных корреляций C :

$$N_m = \{n_{m1}, \dots, n_{mJ_m}\}; n_{mj} = \max_n (c_{mn} \geq T_C),$$

где n_{mj} – номер столбца, соответствующий j -му пику в m -й строке, значение которого больше некоторого заранее определенного порога $T_C \in (0, 1)$; J_m – количество выделенных пиков в m -й строке. Выделение пиков можно также реализовать раздельным сравнением статистик U_ρ и U_ϕ со своими порогами T_ρ и T_ϕ , значения которых несложно определить на основании статистического анализа, проведенного в Приложении, где получены вероятностные характеристики случайных величин U_ρ и U_ϕ . Эти результаты также могут быть использованы для вычисления единого порога T_C , если задать вероятность превышения порога $P_{\text{пор}} = \Pr[c \geq T_C]$, а сам порог вычислить решая уравнение $F(T_C) = 1 - P_{\text{пор}}$, где $F(c)$ – интегральная функция распределения случайной величины c .

4. Вычисляется степень подобия для каждой пары множеств

$$D_{pq} = \frac{\text{card}(N_p \cap N_q)}{[\text{card}(N_p) \text{card}(N_q)]^{1/2}},$$

где $\text{card}(\cdot)$ – кардинальное число (количество элементов) множества.

5. Множества N_p и N_q , мера подобия которых $D_{pq} \geq T_D$, где $T_D \in (0, 1)$ – заранее выбранный порог, считаются принадлежащими одной и той же цели.

6. В результате оценки степени подобия все множества распадаются на непересекающиеся классы, количество которых равно количеству обнаруженных треков.

7. Номера отметок, которые порождены одной и той же целью, определяются в результате вычисления пересечений множеств N_p , степень близости которых была установлена на предыдущем шаге.

Отметим, что нормировка корреляции R_{mn} к $0.25(\sqrt{R_{mm}} + \sqrt{R_{nn}})^2$ в (4) позволяет сохранить информацию о близости отметок не только по азимуту, но и по дальности. В случае нормировки R_{mn} к $\sqrt{R_{mm}R_{nn}}$ и превращения матрицы C в матрицу коэффициентов корреляции мера близости отметок зависела бы только от разницы их азимутальных координат, что неминуемо сказалось бы на качестве кластеризации. Статистический анализ случайной величины U_ρ , данный в Приложении, показывает, что ее математическое ожидание и дисперсия при $\rho_m, \rho_n \gg \sigma_\rho$, где σ_ρ – СКО ошибки измерения дальности, равны:

$$E[U_\rho] \approx 1 - 0.5(\sigma_\rho^2 + 0.5\Delta\rho^2)/\rho^2, \\ D[U_\rho] \approx 0.5\sigma_\rho^2(\sigma_\rho^2 + \Delta\rho^2)/\rho^4.$$

Здесь $\Delta\rho = \rho_m - \rho_n$ и $\rho = (\rho_m + \rho_n)/2$, причем интегральная функция $F(u_\rho)$ распределения носит релейный характер, изменяясь "скачком" в точке $u_\rho = E[U_\rho]$ от очень малых значений до значений, примерно равных единице. Такой характер интегральной функции способствует качественной кластеризации отметок целей сравнением статистики U_ρ с порогом T_ρ , значение которого, в силу отмеченного характера $F(u_\rho)$, несложно определить, считая, что случайная величина U_ρ имеет нормальное распределение $N(u; E[U_\rho], D[U_\rho])$, и задавая вероятность $P_{\text{пор}} = \Pr[U_\rho \geq T_\rho]$.

Таким образом, задачи объединения отметок и обнаружения треков можно считать решенными. Предлагаемый алгоритм не требует создания в памяти сигнального процессора РЛС аккумулятора и вычислительных операций по его обслуживанию. Вместо построения следов отметок в алгоритме вычисляются их корреляции в соответствии с (3) на основе знания полярных координат отметок.

Отмеченные особенности предлагаемого алгоритма в значительной степени сокращают ко-

личество необходимой памяти и объем вычислений. Действительно, если для аккумулятора вне зависимости от количества принятых отметок требуется $Q_a \approx \pi(R_{\max} - R_{\min})/(\Delta\Phi\Delta\rho)$ ячеек памяти, где $\Delta\Phi$ и $\Delta\rho$ – размеры ячейки аккумулятора, которые соизмеримы с СКО ошибок измерения азимута и дальности, то объем памяти, необходимый для хранения матрицы взаимных корреляций следов отметок C : $Q_C \approx N_{\text{отм}}^2/2$. Здесь $N_{\text{отм}}$ – количество полученных СТО отметок. Тогда выигрыш по объему необходимой памяти будет равен отношению Q_a/Q_C . Так при $(R_{\max} - R_{\min}) = 5$ км, $\Delta\Phi = 7.2$ мин, $\Delta\rho = 2$ м (взяты обычные для радиолокаторов наблюдения летного поля показатели) и $N_{\text{отм}} = 100$ получим $Q_a/Q_C = 7.5 \cdot 10^4$. Значительный выигрыш получается и в объеме вычислений. Так, для построения $N_{\text{отм}}$ следов в аккумуляторе необходимо выполнить $P_a = 2\pi N_{\text{отм}}/\Delta\Phi$ умножений (см. (1)) при условии, что значения $\cos\Phi$ и $\sin\Phi$ находятся в памяти процессора. Для вычисления элементов матрицы взаимных корреляций следов C это количество равно $Q_C \approx N_{\text{отм}}^2/2$, поэтому $P_a/Q_C \approx 4\pi/(N_{\text{отм}}\Delta\Phi) = 60$.

Результаты математического моделирования. Для проверки предлагаемого алгоритма было выполнено математическое моделирова-

ние движения воздушных судов по летному полю при следующих сценарных параметрах:

- период обзора зоны ответственности РЛС $\Delta t = 1$ с;
- количество периодов обзора, отведенных для обнаружения трека, $N = 5$;
- вероятность обнаружения сигнала цели $d = 0.9$;
- вероятность ложной тревоги $f = 10^{-6}$;
- СКО оценки дальности $\sigma_R = 2$ м;
- СКО оценки азимута $\sigma_\alpha = 7.2$ мин;
- размеры ячейки аккумулятора $\Delta\rho = 10$ м, $\Delta\Phi = \pi/1024$ рад;
- порог обнаружения пиков взаимной корреляции $T_C = 0.5$;
- порог для оценки меры подобия следов $T_D = 0.9$.

В ходе работы были смоделированы отметки РЛС от четырех целей. В таблице приведены номера полученных отметок в порядке их появления, штамп времени, истинные и измеренные координаты, а также номера отметок, ассоциированных алгоритмом с обнаруженными треками. Отметки в таблице для удобства сгруппированы по принадлежности к порождающим их целям. На рис. 3 приведены следы четырех целей в аккумуляторе в увеличенном по сравнению с рис. 2 масштабе. Окрестности точек пересечения следов, порожденных одной

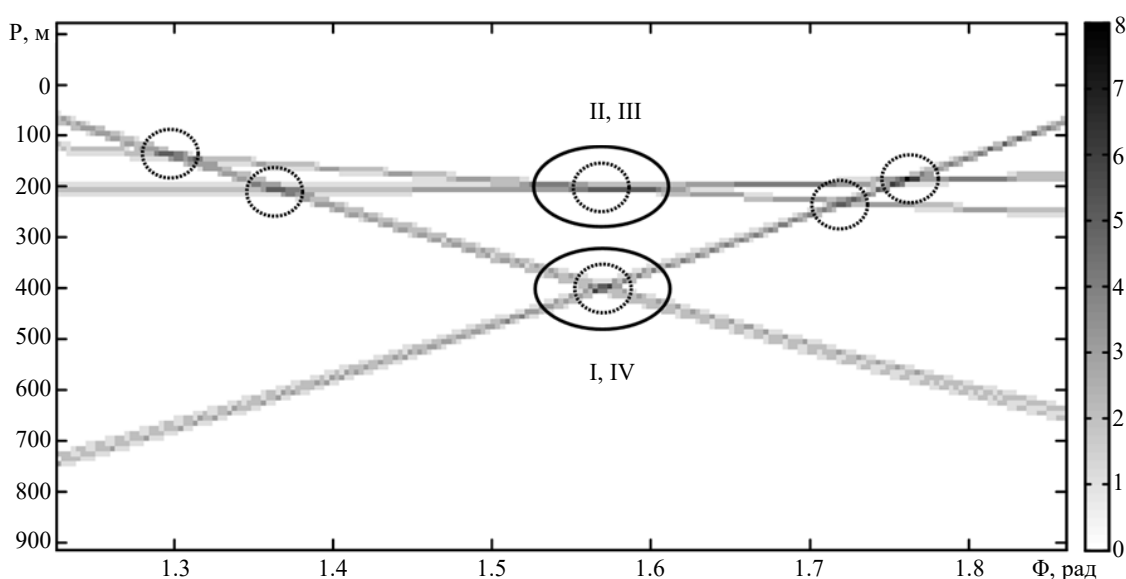


Рис. 3. Следы отметок в аккумуляторе в увеличенном масштабе

Fig. 3. Scaled-up plot traces in the accumulator

Отметки целей и результат объединения

Target plots and results of their association

Номер трека	Номер ячейки	Штамп времени t , с	Истинные координаты		Измененные координаты		Номер ассоциированной отметки
			x , м	y , м	x , м	y , м	
I	1	0.3730	–899.6634	399.8238	–898.7563	398.8534	1
	5	1.3730	–909.6634	399.8238	–907.6323	391.1264	5
	8	2.3720	–919.6534	399.8238	–924.9623	406.5322	8
	11	3.3720	–929.6534	399.8238	–930.1899	395.9363	11
	15	4.3710	–939.6434	399.8238	–942.0323	407.9914	15
II	2	0.4120	–213.9732	200.0182	–215.8605	202.1931	2
	6	1.4120	–203.9732	200.0182	–203.3763	199.6645	6
	12	3.4140	–183.9532	200.0182	–187.4555	204.2876	12
III	3	0.4250	24.2500	200.0000	24.1063	196.9889	3
	9	2.4270	44.2700	200.0000	45.4462	204.4560	9
	13	3.4270	54.2700	200.0000	54.1245	200.0606	13
	16	4.4280	64.2800	200.0000	65.4425	203.6434	16
IV	4	0.4900	1099.20	399.8238	1098.60	403.2108	4
	7	1.4890	1089.20	399.8238	1091.90	396.6038	7
	10	2.4890	1079.20	399.8238	1080.00	400.3823	10
	14	3.4880	1069.20	399.8238	1066.80	388.7595	14
	17	4.4880	1059.20	399.8238	1060.20	395.9164	17

и той же целью, выделены на рисунке сплошными линиями и пронумерованы римскими цифрами. Назовем такие окрестности истинными. Поскольку цели двигались по двум параллельным дорожкам, расстояние которых от начала координат было равно 200 и 400 м, а РЛС располагалась в начале прямоугольной системы координат XOY , точки, где пересекались следы отметок от одной и той же цели, приходились на точку с абсциссой $\Phi \approx \pi/2$ для всех отметок, а значения самих следов $P(\Phi)$ принадлежали окрестностям точек $P=200$ и 400 м. Как раз в этих точках и находятся центры овалов, очерченных сплошной линией. Пунктирной линией на рисунке очерчены окрестности точек пересечения следов, порожденных отметками разных целей. Существует 6 таких окрестностей, поскольку при общем количестве целей равном K возможно появление

$$(K-1) + (K-2) + \dots + 1 = \frac{K(K-1)}{2}$$

таких областей. Назовем такие окрестности ложными. Особенностью рассматриваемого случая является попарное совпадение четырех истинных (I, IV и II, III) и двух ложных окрестностей с двумя истинными. Как следует из рисунка, количество накопленных в ячейках аккумулятора отметок в истинных окрестностях

не больше, а в некоторых случаях даже меньше соответствующего количества в ложных окрестностях. Таким образом, при реализации обнаружителя треков, который основан на использовании ПХ, потребовались бы дополнительное вычисление и проверка геометрических расстояний между отметками, чьи следы в аккумуляторе попали в ячейки с количеством накопленных следов, превысившим порог обнаружения $N_{\text{пор}}$ (см. (2)). Предлагаемый алгоритм в рассматриваемой ситуации благополучно справился с обнаружением треков и правильным объединением отметок. Об этом свидетельствует последний столбец таблицы, где помещены номера отметок, приписанных алгоритмом к обнаруженным им четырем трекам. Этот столбец совпадает со вторым столбцом таблицы, где размещены исходные номера отметок, которые они получили в порядке поступления на вход СТО. Следовательно, количество обнаруженных треков равно количеству целей, и все полученные отметки правильно ассоциированы со своими треками.

Таким образом, математическое моделирование подтвердило правильность работы предлагаемого алгоритма.

Заключение. В статье описан алгоритм обнаружения треков на основе ПХ, отличающийся тем, что реализация алгоритма не требует

создания в памяти вычислителя аккумулятора, расчета следов полученных отметок и обнаружения ячеек аккумулятора, где количество прошедших через них следов превысило порог обнаружения треков. Работа алгоритма основана на вычислении взаимных корреляций следов отметок в аккумуляторе и кластеризации отметок по уровню вычисленных взаимных корреляций следов. По количеству вычислительных операций, а также по объему необходимой памяти предлагаемый алгоритм значительно проще. В то же время, как показало математическое моделирование, эффективность алгоритма высока. При выбранных в работе сценарных параметрах алгоритм безошибочно объединил полученные отметки и правильно обнаружил все треки.

Приложение. Вероятностный анализ решающей статистики.

Вероятностный анализ случайной величины

$$c_{mn} = \left[\frac{2\sqrt{\rho_m \rho_n}}{\rho_m + \rho_n} \right]^2 \cos(\phi_m - \phi_n) = U_\rho U_\phi$$

проведем отдельно для случайных величин $U_\rho = 4\rho_m \rho_n / (\rho_m + \rho_n)^2$ и $U_\phi = \cos(\phi_m - \phi_n)$, поскольку можно считать, что дальности ρ_m , ρ_n и углы ϕ_m , ϕ_n являются оценками соответствующих параметров и получаются в статистически независимых измерителях.

В целях упрощения статистического анализа случайной величины U_ρ предположим, что оценки ρ_m и ρ_n статистически независимы, а их СКО σ_ρ значительно меньше, чем истинные значения P_m и P_n . Эти предположения позволяют считать случайные величины ρ_m и ρ_n независимыми и нормальными с распределениями $N(\rho; P_m, \sigma_\rho^2)$ и $N(\rho; P_n, \sigma_\rho^2)$.

При сделанных допущениях плотность распределения случайной величины U_ρ :

$$f(u_\rho) = \frac{\exp\left[-0.5(R_m^2 + R_n^2)\right]}{\pi\sqrt{1-u_\rho}(2-u_\rho)} \times$$

$$\times \left[1 + \frac{\sqrt{\pi}}{2} x_+ \exp(x_+^2) \operatorname{erf}(x_+) + \frac{\sqrt{\pi}}{2} x_- \exp(x_-^2) \operatorname{erf}(x_-) \right], -\infty < u_\rho \leq 1,$$

где $R_m = P_m / \sigma_\rho$ и $R_n = P_n / \sigma_\rho$ – математические ожидания, нормированные к СКО ошибок измерения; $x_\pm = 0.5 \left[(R_m + R_n) \pm (R_m - R_n) \sqrt{1-u_\rho} \right] / \sqrt{2-u_\rho}$;

$\operatorname{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x \exp[-t^2] dt$ – функция ошибок.

Согласно последнему уравнению область определения плотности $f(u_\rho)$ есть интервал $(-\infty, 1]$, в то время как сама случайная величина $U_\rho = 4\rho_m \rho_n / (\rho_m + \rho_n)^2 \in [0, 1]$. Это несоответствие является следствием сделанного ранее допущения о нормальности случайных величин ρ_m и ρ_n . Поэтому необходимо оценить вероятность $\Pr[U_\rho < 0]$. Для этого введем параметры $R = (R_m + R_n)/2$ и $\Delta R = (R_m - R_n)$. Перепишем выражение для плотности $f(u_\rho)$:

$$f(u_\rho) = \frac{\exp[-a^2]}{\pi\sqrt{1-u_\rho}(2-u_\rho)} \times \left[1 + \frac{\sqrt{\pi}}{2} x_+ \exp(x_+^2) \operatorname{erf}(x_+) + \frac{\sqrt{\pi}}{2} x_- \exp(x_-^2) \operatorname{erf}(x_-) \right], -\infty < u_\rho \leq 1,$$

где $x_\pm = \left[R \frac{1}{\sqrt{2-u_\rho}} \pm 0.5\Delta R \sqrt{1-\frac{1}{2-u_\rho}} \right]$ и $a = \sqrt{R^2 + 0.25\Delta R^2}$. Тогда оцениваемая вероятность

$$\Pr[U_\rho < 0] = \int_{-\infty}^0 \frac{\exp[-a^2]}{\pi\sqrt{1-u_\rho}(2-u_\rho)} \times \left[1 + \frac{\sqrt{\pi}}{2} x_+ \exp(x_+^2) \operatorname{erf}(x_+) + \exp(x_+^2) \operatorname{erf}(x_+) + \frac{\sqrt{\pi}}{2} x_- \exp(x_-^2) \operatorname{erf}(x_-) \right] du_\rho.$$

Учитывая, что $|x_{\pm}| \leq R \frac{1}{\sqrt{2-u_p}} +$
 $+\frac{|\Delta R|}{2} \sqrt{1-\frac{1}{2-u_p}} = a \sin(\varphi + \psi)$, где $\sin \varphi =$
 $= 1/\sqrt{2-u_p}$, $\cos \psi = R/a$ и $\sin \psi = 0.5\Delta R/a$, а
 также что $x \operatorname{erf}(x) \leq |x|$, справедливо следующее неравенство:

$$\Pr[U_p < 0] \leq \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/4} \left\{ \exp(-a^2) + \right. \\ \left. + \sqrt{\pi} a |\sin(\varphi + \psi)| \exp[-a^2 \cos^2(\varphi + \psi)] \right\} d\varphi.$$

В силу того, что всегда $0.5|\Delta R| < R$, для ψ справедливо неравенство $\psi < \pi/4$, поэтому $a^2 \cos^2(\varphi + \psi) \geq a^2 \cos^2(\pi/4 + \psi) = 0.5[R - 0.5|\Delta R|]^2 =$
 $= 0.5 \min(R_m^2, R_n^2)$. Следовательно,

$$\Pr[U_p < 0] \leq 0.25 \left\{ \exp[-0.5(R_m^2 + R_n^2)] + \right. \\ \left. + \sqrt{\pi} a \exp[-0.5 \min(R_m^2, R_n^2)] \right\}.$$

При $R_m^2, R_n^2 \gg 1$, что всегда выполняется на практике, $\Pr[U_p < 0] \approx 0$ и плотность $f(u_p)$ можно считать сосредоточенной на интервале $u_p \in [0, 1]$. Определить моменты случайной величины U_p непосредственно по плотности $f(u_p)$ сложно. Однако, используя метод характеристических функций, можно вычислить первые 2 начальных момента:

$$\mu_1 = E[U_p] = 1 - (1 + \Delta R^2/2)S(R); \\ \mu_2 = E[U_p^2] = 1 - 2(1 + \Delta R^2/2)S(R) + \\ + (1 + \Delta R^2 + \Delta R^4/12)[(R^2 - 3/2)S(R) - 1/2],$$

где $S(R) = (\sqrt{\pi} R \exp[-R^2] \operatorname{erfi}(R) - 1)$; $\operatorname{erfi}(R) =$
 $= \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^R \exp[t^2] dt$ – интеграл вероятности мнимого аргумента. Для функции $S(R)$ при $R \gg 1$ справедливо асимптотическое представление

$$S(R) = \frac{1}{2R^2} + \frac{3}{4R^4} + \frac{5}{8R^6} + \dots$$

Несложно показать, что при $R \gg 1$ математическое ожидание и дисперсия случайной величины U_p соответственно равны:

$$\mu_1 = 1 - (1 + \Delta R^2/2)/(2R^2); \\ \delta^2 = (1 + \Delta R^2)/(2R^4).$$

Интегральная функция распределения $F(u_p) = \Pr[U_p < u_p]$ случайной величины U_p имеет "релейный" характер, изменяясь скачкообразно от очень малых значений до значений, близких к единице в окрестности точки $u_p = E[U_p]$. Такое поведение интегральной функции позволяет достаточно просто найти порог сравнения T_p для случайной величины U_p при $R \gg 1$, считая, что случайная величина U_p имеет нормальное распределение $N(u; \mu_1, \delta^2)$.

Рассмотрим теперь случайную величину $U_\phi = \cos(\phi_m - \phi_n)$. Предположим, что случайные величины ϕ_m и ϕ_n статистически независимы, а их разность $\Delta\phi = \phi_m - \phi_n$ имеет распределение Мизеса

$$f(\varphi) = \frac{\exp[a \cos(\varphi - \Delta\Phi)]}{2\pi I_0(a)},$$

где $\Delta\Phi = (\Phi_m - \Phi_n)$ – разность математических ожиданий случайных величин ϕ_m и ϕ_n ; $a \approx 1/\sigma_\phi^2$ – параметр, который примерно обратно пропорционален дисперсии ϕ_m и ϕ_n ; $I_n(\cdot)$ – модифицированная функция Бесселя первого рода n -го порядка. Выбор распределения Мизеса объясняется тем, что, во-первых, это распределение идеально подходит для угловых случайных величин (т.е. случайных величин, распределенных на окружности), и, во-вторых, при малых значениях дисперсии ошибок измерения угловых координат σ_ϕ^2 это распределение асимптотически приближается к нормальному распределению $N(\varphi; \Delta\Phi, \sigma_\phi^2)$.

Плотность распределения случайной величины U_ϕ равна:

$$f(u_\phi) = \frac{1}{2\pi I_0(a)} \times \\ \times \left\{ \exp \left[a \left(u_\phi \cos \Delta\Phi + \sqrt{1 - u_\phi^2} \sin \Delta\Phi \right) \right] + \right. \\ \left. + \exp \left[a \left(u_\phi \cos \Delta\Phi - \sqrt{1 - u_\phi^2} \sin \Delta\Phi \right) \right] \right\}.$$

Первые 2 начальных момента случайной величины U_ϕ равны:

$$\nu_1 = E[U_\phi] = \frac{I_1(a)}{I_0(a)} \cos \Delta\Phi;$$

$$\nu_2 = E[U_\phi^2] = \frac{I_2(a)}{I_0(a)} \cos 2\Delta\Phi + 1.$$

Интегральная функция распределения при $a \gg 1$ также имеет "релейный" характер. Ее скачок приходится на точку $u_\phi = E[U_\phi]$, поэтому при малых σ_ϕ^2 можно найти порог сравнения T_ϕ для случайной величины U_ϕ , считая что она имеет нормальное распределение $N(u; \nu_1, \nu_2 - \nu_1^2)$.

Список литературы

1. Коновалов А. А. Основы траекторной обработки радиолокационной информации. Ч. 1. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2013. 164 с.
2. Киселев В. Ю., Монаков А. А. Оценка качества алгоритмов траекторной обработки в радиолокационных системах управления воздушным движением: обнаружение треков // Радиотехника. 2016. Т. 80, № 3. С. 28–36.
3. Pat. US 3069654. Methods and means for recognizing complex patterns / P. V. C. Hough. Publ. 18.12.1962.
4. Duda R. O., Hart P. E. Use of the Hough transform to detect lines and curves in pictures // Communication of the ACM. 1972. Vol. 15, № 1. P. 11–15. doi: 10.1145/361237.361242
5. Illingworth J., Kittler J. A survey of the Hough transform // Computer Vision. Graphics and Image Processing. 1988. Vol. 44, № 1. P. 87–116. doi: 10.1016/0734-189x(88)90071-0
6. Mukhopadhyay P., Chaudhuri B. B. A survey of Hough Transform // Pattern Recognition. 2015. Vol. 48, № 3. P. 993–1010. doi: 10.1016/j.patcog.2014.08.027
7. Carlson B. D., Evans E. D., Wilson S. L. Search radar detection and track with the Hough transform. Part I: System concept // IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems. 1994. Vol. 30, № 1. P. 102–108. doi: 10.1109/7.250410
8. Yankowich S. W., Farooq M. A Hough transform based multisensor, multitarget track initiation technique // Proc. of the 36th IEEE Conf. on Decision and Control. 1997. Vol. 5. P. 5018–5023. doi: 10.1109/cdc.1997.649856
9. Alexiev K. Implementation of Hough transform as track detector // Proc. of the Third Intern. Conf. on Information Fusion, Paris, France, 10–13 July 2000. IEEE, 2000. Vol. 2. doi: 10.1109/ific.2000.859896
10. An effective Hough transform based track initiation / S. Jin, Y. Liang, P. He, G. Pan, Q. Pan, Y. Cheng // Intern. Conf. on Machine Learning and Cybernetics,

Dalian, China, 13–16 Aug. 2006. IEEE, 2006. P. 3196–3200. doi: 10.1109/icmlc.2006.258425

11. Ворошилина Е. П., Ворошилин Е. П., Тисленко В. И. Алгоритмы завязки траекторий подвижных объектов // Докл. ТУСУР. 2009. Т. 20, № 2. С. 48–52.

12. Семенов А. Н. Обнаружение радиолокационных целей с помощью преобразования Хафа // Наука и образование. МГТУ им. Н. Э. Баумана. Электрон. журн. 2014. № 12. С. 619–632. doi: 10.7463/1214.0738733

13. Multiple hypothesis tracking using Hough transform track detector / E. Semerdjiev, K. Alexiev, E. Djerassi, P. Konstantinova // Information & Security: An Intern. J. 1999. Vol. 2. P. 113–121. doi: 10.11610/isij.0210

14. Alexiev K. M., Bojilov L. V. A Hough transform track initiation algorithm for multiple passive sensors // Proc. of the 3rd Intern. Conf. on Information Fusion, Paris, France, 10–13 July 2000. IEEE, 2000. Vol. 1. doi: 10.1109/ific.2000.862662

15. Multitarget track initiation using a modified Hough transform / T. Lo, J. Litva, H. Leung, A. W. Bridgewater // AGARD, Pointing and Tracking Systems. England: Technivision Services, 1994. P. 25–1–25–8.

16. Cooperative track initiation for distributed radar network based on target track information / H. Liu, H. W. Liu, X. Dan, S. Zhou, J. Liu // IET Radar Sonar Navig. 2016. Vol. 10, № 4. P. 735–741. doi: 10.1049/iet-rsn.2015.0312

17. Spratling A. A neural implementation of the Hough transform and the advantages of explaining away // Image and Vision Computing. 2016. Vol. 52. P. 15–24. doi: 10.1016/j.imavis.2016.05.001

18. Carlson B. D., Evans E. D., Wilson S. L. Search radar detection and track with the Hough transform. Part II: Detection Statistics // IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems. 1994. Vol. 30, № 1. P. 109–115. doi: 10.1109/7.250411

19. Монаков А. А. Обнаружитель движущейся цели для оптического приемника на основе алгоритма Хафа // XIX Междунар. науч.-техн. конф. "Радиолокация, навигация, связь". 2013. Т. 3. С. 1434–1443.

20. Монаков А. А. Обнаружитель движущейся цели для радиолокационного приемника на основе алгоритма Хафа // XX Междунар. науч.-техн. конф. "Радиолокация, навигация, связь". 2014. Т. 3. С. 1584–1594.

21. Carlson B. D., Evans E. D., Wilson S. L. Search radar detection and track with the Hough transform, Part III: Detection performance with binary integration // IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems. 1994. Vol. 30, № 1. P. 116–125. doi: 10.1109/7.250412

22. Prior knowledge-based statistical estimation of linear false tracks in uniform distributed clutter / F. Wang,

W. Lu, C. Shi, J. Zhou // IET Radar Sonar & Navigation. 2021. Vol. 15, № 10. P. 1237–1246. doi: 10.1049/rsn2.12107

23. Imiya A., Hada T., Tatara K. The Hough Transform without the Accumulators // Structural, Syntactic, and Statistical Pattern Recognition. Lecture Notes in Computer Science. 2002. Vol. 2396. P. 823–832. doi: 10.1007/3-540-70659-3_87

24. A robust and accumulator-free ellipse Hough transform / X. Yu, H. W. Leong, C. Xu, Q. Tian // Proc. of the 12th ACM Intern. Conf. on Multimedia. New York, USA, 10–16 Oct. 2004. P. 256–259. doi: 10.1145/1027527.1027585

25. Kurniawan R., Fuadi Z., Adriman R. Accumulator-free Hough Transform for Sequence Collinear Points // Aceh Intern. J. of Science and Technology. 2021. P. 74–83. doi: 10.13170/aijst.10.2.20894

Информация об авторе

Монаков Андрей Алексеевич – доктор технических наук (2000), профессор (2005) кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. Почетный машиностроитель РФ (2005), почетный работник высшего профессионального образования РФ (2006). Автор более 200 научных работ. Сфера научных интересов – радиолокация протяженных целей; цифровая обработка сигналов; радиолокаторы с синтезированной апертурой; исследование природных сред радиотехническими методами; управление воздушным движением.

Адрес: Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, ул. Большая Морская, д. 67 А, Санкт-Петербург, 190000, Россия

E-mail: a_monakov@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0003-4469-0501>

References

1. Konovalov A. A. *Osnovy traektornoi obrabotki radiolocatziionnoi informatzii* [Foundations of the Trajectory Surveillance of Radar Targets]. Part. 1. St Petersburg, ETU Publishing House, 2013, 164 p. (In Russ.)

2. Kiselev V. Yu., Monakov A. A. Assessment of Trajectory Processing Algorithms in Air Traffic Control Radar Systems: Track Detection. J. Radioengineering. 2016, vol. 80, no. 3, pp. 28–36.

3. Hough P. V. C. Methods and Means for Recognizing Complex Patterns. Pat. US 3069654. Publ. 18.12.1962.

4. Duda R. O., Hart P. E. Use of the Hough Transform to Detect Lines and Curves in Pictures. Communication of the ACM. 1972, vol. 15, no. 1, pp. 11–15. doi: 10.1145/361237.361242

5. Illingworth J., Kittler J. A Survey of the Hough Transform. Computer Vision. Graphics and Image Processing. 1988, vol. 44, no. 1, pp. 87–116. doi: 10.1016/0734-189x(88)90071-0

6. Mukhopadhyay P., Chaudhuri B. B. A Survey of Hough Transform. Pattern Recognition. 2015, vol. 48, no. 3, pp. 993–1010. doi: 10.1016/j.patcog.2014.08.027

7. Carlson B. D., Evans E. D., Wilson S. L. Search Radar Detection and Track with the Hough Transform, Part I: System Concept. IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems. 1994, vol. 30, no. 1, pp. 102–108. doi: 10.1109/7.250410

8. Yankowich S. W., Farooq M. A Hough Transform Based Multisensor, Multitarget Track Initiation Technique. Proc. of the 36th IEEE Conf. on Decision and Control. 1997, vol. 5, pp. 5018–5023. doi: 10.1109/cdc.1997.649856

9. Alexiev K. Implementation of Hough Transform as Track Detector. Proc. of the Third Intern. Conf. on Information Fusion, Paris, France, 10–13 July 2000. IEEE, 2000, vol. 2. doi: 10.1109/ific.2000.859896

10. Jin S., Liang Y., He P., Pan G., Pan Q., Cheng Y. An Effective Hough Transform Based Track Initiation. Intern. Conf. on Machine Learning and Cybernetics, Dalian, China, 13–16 Aug. 2006. IEEE, 2006, pp. 3196–3200. doi: 10.1109/icmlc.2006.258425

11. Voroshilina E. P., Voroshilin E. P., Tislenko V. I. Track initiation methods for moving targets. Proc. of TUSUR University. 2009, vol. 20, no. 2, pp. 48–52. (In Russ.)

12. Semenov A. N. Radar Target Detection by Means of the Hough Transform. Science and Education. MG TU Electron J. 2014, no. 12, pp. 619–632. doi: 10.7463/1214.0738733 (In Russ.)

13. Semerdjiev E., Alexiev K., Djerassi E., Konstantinova P. Multiple Hypothesis Tracking Using Hough Transform Track Detector. Information & Security: An Intern. J. 1999, vol. 2, pp. 113–121. doi: 10.11610/isij.0210

14. Alexiev K. M., Bojilov L. V. A Hough Transform Track Initiation Algorithm for Multiple Passive Sensors.

Proc. of the 3rd Intern. Conf. on Information Fusion, Paris, France, 10–13 July 2000. IEEE, 2000, vol. 1. doi: 10.1109/ific.2000.862662

15. Lo T., Litva J., Leung H., Bridgewater A. W. Multitarget Track Initiation Using a Modified Hough Transform. AGARD, Pointing and Tracking Systems. England, Technivision Services, 1994, pp. 25-1–25-8.

16. Liu H., Liu H. W., Dan X., Zhou S., Liu J. Cooperative Track Initiation for Distributed Radar Network Based on Target Track Information. IET Radar Sonar Navig. 2016, vol. 10, no. 4, pp. 735–741. doi: 10.1049/iet-rsn.2015.0312

17. Spratling A. A Neural Implementation of the Hough Transform and the Advantages of Explaining Away. Image and Vision Computing. 2016, vol. 52, pp. 15–24. doi: 10.1016/j.imavis.2016.05.001

18. Carlson B. D., Evans E. D., Wilson S. L. Search Radar Detection and Track with the Hough Transform, Part II: Detection Statistics. IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems. 1994, vol. 30, no. 1, pp. 109–115. doi: 10.1109/7.250411

19. Monakov A. A. Detector of a Moving Optic Target Based on the Hough Transform. Proc. of XIX Intern. Conf. "Radar, Navigation and Communication". 2013, vol. 3. pp. 1434–1443. (In Russ.)

20. Monakov A. A. Detector of a Moving Radar Target Based on the Hough Transform. Proc. of XX Intern.

Conf. "Radar, Navigation and Communication". 2014, vol. 3, pp. 1584–1594. (In Russ.)

21. Carlson B. D., Evans E. D., Wilson S. L. Search Radar Detection and Track with the Hough Transform, Part III: Detection Performance with Binary Integration. IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems. 1994, vol. 30, no. 1, pp. 116–125. doi: 10.1109/7.250412

22. Wang F., Lu W., Shi C., Zhou J. Prior Knowledge-Based Statistical Estimation of Linear False Tracks in Uniform Distributed Clutter. IET Radar Sonar & Navigation. 2021, vol. 15, no. 10, pp. 1237–1246. doi: 10.1049/rsn2.12107

23. Imiya A., Hada T., Tatara K. The Hough Transform without the Accumulators. Structural, Syntactic, and Statistical Pattern Recognition. Lecture Notes in Computer Science. 2002, vol. 2396, pp. 823–832. doi: 10.1007/3-540-70659-3_87

24. Yu X., Leong H. W., Xu C., Tian Q. A Robust and Accumulator-Free Ellipse Hough Transform. Proc. of the 12th ACM Intern. Conf. on Multimedia. New York, USA, 10–16 Oct. 2004, pp. 256–259. doi: 10.1145/1027527.1027585

25. Kurniawan R., Fuadi Z., Adriman R. Accumulator-free Hough Transform for Sequence Collinear Points. Aceh Intern. J. of Science and Technology. 2021, pp. 74–83. doi: 10.13170/aijst.10.2.20894

Information about the author

Andrey A. Monakov, Dr Sci. (Eng.) (2000), Professor (2005) of the Department of Radio Engineering Systems of Saint Petersburg State University of Aerospace Instrumentation. Honored Mechanical Engineer of the Russian Federation (2005), Honored Worker of Higher Professional Education of the Russian Federation (2006). The author of more than 200 scientific publications. Area of expertise: extended radar targets; digital signal processing; synthetic aperture radar; remote sensing; air traffic control.

Address: Saint Petersburg State University of Aerospace Instrumentation, 67 A, Bolshaya Morskaya St., St Petersburg 190000, Russia

E-mail: a_monakov@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0003-4469-0501>

Фоточувствительные структуры с каскадными концентраторами излучения на основе коллоидных квантовых точек халькогенидов металлов

И. И. Михайлов^{1✉}, И. А. Ламкин¹, А. Э. Дегтерев¹, М. М. Романович¹,
М. Д. Павлова¹, М. А. Курочкина², С. А. Тарасов¹, У. А. Кузьмина¹

¹ Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ"
им. В. И. Ульянова (Ленина), Санкт-Петербург, Россия

² Университет прикладных наук Бранденбурга, Бранденбург-на-Гавеле, Германия

✉ iimihalov@gmail.com

Аннотация

Введение. В настоящее время актуально повышение эффективности существующих и создание новых типов фотоприемников. К таким фотоприемникам относятся фоточувствительные структуры на основе каскадных концентраторов, принцип действия которых основан на поглощении оптического излучения с последующим переизлучением на большей длине волны и концентрировании излучения на высокоэффективный фотоприемник малой площади. Спектры поглощения и переизлучения каждого слоя каскада зависят от характеристик используемого материала. Одним из наиболее перспективных материалов для слоев каскада являются коллоидные квантовые точки (ККТ), технология производства которых позволяет точно управлять положением максимума фотолюминесценции. Актуальным является создание и исследование фоточувствительных структур с каскадными концентраторами различной формы на основе ККТ CdS, CdSe/ZnS и PbS.

Цель работы. Создание и исследование фоточувствительных структур со спектром чувствительности в широком диапазоне на основе концентраторов, содержащих массивы ККТ халькогенидов металлов, и исследование их характеристик.

Материалы и методы. Каскадные фоточувствительные структуры изготовлены на основе слоев, выполненных из полиметилметакрилата и слоев ККТ, заключенных в матрицу из полистирола.

Результаты. Приведены результаты исследования изготовленных трехслойных концентраторов с различными коллоидными квантовыми точками в каждом из слоев концентратора. Показано увеличение выходной мощности на 22 % для структуры трехслойного каскада, в котором использовались различные материалы слоев, по сравнению с аналогичной структурой, использующей однослойный концентратор.

Заключение. Исследования показали повышение эффективности фоточувствительных структур с каскадным концентратором на основе ККТ различного типа (CdS, CdSe/ZnS и PbS) в слоях каскада.

Ключевые слова: фоточувствительная структура с каскадным концентратором, фотоприемник, концентратор, коллоидные квантовые точки

Для цитирования: Фоточувствительные структуры с каскадными концентраторами излучения на основе коллоидных квантовых точек халькогенидов металлов / И. И. Михайлов, И. А. Ламкин, А. Э. Дегтерев, М. М. Романович, М. Д. Павлова, М. А. Курочкина, С. А. Тарасов, У. А. Кузьмина // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2023. Т. 26, № 2. С. 78–88. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-2-78-88

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Источник финансирования. Исследование проводилось в рамках проекта № FSEE-2022-0016 (государственное задание Министерства науки и высшего образования Российской Федерации № 075-01438-22-07).

Статья поступила в редакцию 30.12.2022; принята к публикации после рецензирования 27.03.2023; опубликована онлайн 28.04.2023

Photo-sensitive Structures with Cascade Radiation Concentrators Based on Colloidal Quantum Dots of Metal Chalcogenides

Ivan I. Mikhailov¹✉, Ivan A. Lamkin¹, Aleksander E. Degterev¹, Maria M. Romanovich¹,
Marina D. Pavlova¹, Marharyta A. Kurachkina², Sergey A. Tarasov¹, Ulyana A. Kuzmina¹

¹Saint Petersburg Electrotechnical University, St Petersburg, Russia

²University of Applied Sciences Brandenburg, Brandenburg an der Havel, Germany

✉iimihalov@gmail.com

Abstract

Introduction. The problem of increasing the efficiency of existing photodetectors and creating their new types attracts much research attention. Among new photodetector types are photosensitive structures based on cascade concentrators, whose operational principle involves the absorption of optical radiation followed by its reemission at a longer wavelength and radiation concentration onto a highly efficient small-area photodetector. The absorption and re-emission spectra of each cascade layer depend on the characteristics of the material used. Colloidal quantum dots are among the most promising materials for cascade layers due to their manufacturing technology, which provides for accurate control over the photoluminescence maximum position. It seems highly relevant to develop and to study photosensitive structures with cascade concentrators of various shapes based on CdS, CdSe/ZnS, and PbS colloidal quantum dots.

Aim. To develop photosensitive structures with a wide-range sensitivity spectrum based on concentrators containing arrays of metal chalcogenide CQDs and to study their characteristics.

Materials and methods. Cascade photosensitive structures were manufactured based on layers made of polymethyl methacrylate and layers of colloidal quantum dots embedded in a polystyrene matrix.

Results. Three-layer concentrators were manufactured with different colloidal quantum dots in each concentrator layers. A 22 % increase in the output power was observed for a three-layer cascade structure based on different cascade layer materials compared to a similar structure using a single layer concentrator.

Conclusion. The conducted studies showed an increase in the efficiency of photosensitive structures with a cascade concentrator based on colloidal quantum dots of various types (CdS, CdSe/ZnS, and PbS) in the cascade layers.

Keywords: photosensitive structure with cascade concentrator, photodetector, concentrator, colloidal quantum dots

For citation: Mikhailov I. I., Lamkin I. A., Degterev A. E., Romanovich M. M., Pavlova M. D., Kurachkina M. A., Tarasov S. A., Kuzmina U. A. Photo-sensitive Structures with Cascade Radiation Concentrators Based on Colloidal Quantum Dots of Metal Chalcogenides. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2023, vol. 26, no. 2, pp. 78–88. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-2-78-88

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

Acknowledgements. The research was carried out within the framework of the project № FSEE-2022-0016 (state assignment of the Ministry of Science and Higher Education of the Russian Federation № 075-01438-22-07).

Submitted 30.12.2022; accepted 27.03.2023; published online 28.04.2023

Введение. В настоящее время активно развивается оптоэлектроника. Ведутся работы по созданию и улучшению нетрадиционных фоточувствительных структур, основой которых являются органические структуры и перовскиты [1–4]. Актуальным объектом исследований, помимо прочего, являются коллоидные квантовые точки (ККТ), обладающие квантовым выходом до 93 % [5]. ККТ способны излучать и погло-

щать излучение в широком диапазоне спектра от ближнего ультрафиолетового до ближнего инфракрасного [6–8]. Технология производства ККТ позволяет точно управлять положением максимума фотолюминесценции (ФЛ) и, как следствие, получать светоизлучающие и фоточувствительные структуры со спектрами ФЛ и поглощения, недостижимыми при использовании объемных полупроводников [9–13]. В [14]

Фоточувствительные структуры с каскадными концентраторами излучения

на основе коллоидных квантовых точек халькогенидов металлов

Photo-sensitive Structures with Cascade Radiation Concentrators

Based on Colloidal Quantum Dots of Metal Chalcogenides

авторами предложена модель трехслойного каскадного концентратора на основе ККТ CdSe/CdS, находящихся в растворителе, и предсказана эффективность такой фоточувствительной структуры на уровне 20 %. В [15] описан созданный авторами солнечный концентратор на основе ККТ, помещенных в матрицу из тиолен, для которого достигнуто значение квантового выхода 12.3 %. Продemonстрировано значительное уменьшение квантового выхода ККТ CdSe/CdS с 80 до 6 % в матрицах прямоугольной формы из полиметилметакрилата (ПММА) вследствие явлений, связанных с перепоглощением [16]. Одним из решений указанной проблемы может быть сокращение оптического пути и количества внутренних отражений от стенок матрицы. В настоящей статье предложены фоточувствительные структуры с трехслойными концентраторами (ТК) трапецевидной формы на основе различных типов ККТ. Показано повышение выходной мощности при использовании различных типов ККТ в слоях ТК.

Исследование. Выбор формы и материалов ТК. В [17] сообщено, что использование матриц из полистирола (ПС) и ПММА при соотношении массы ККТ к массе мономера 0.5 % не приводит к существенным потерям излучения ККТ. Указанные материалы являются фаворитами при выборе материалов для ТК. В [18] рассмотрен однослойный концентратор, в котором полное внутреннее отражение довольно велико, следовательно, значительная часть излучения ККТ будет покидать внутренний объем концентратора.

Для уменьшения потерь при выводе излучения из фоточувствительной структуры с ТК предложена структура одного слоя ТК, схема-

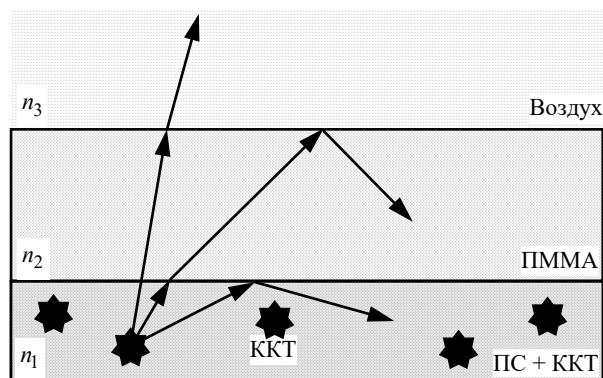


Рис. 1. Структура одного слоя ТК

Fig. 1. Structure of one layer in a three-layer concentrator

тическое изображение которой, а также ход лучей в ней, в том числе претерпевающих полное внутреннее отражение, представлены на рис. 1.

Коэффициенты преломления для ПС n_1 , ПММА n_2 и воздуха n_3 подобраны таким образом, что $n_1 > n_2 > n_3$. Это позволяет реализовать полное внутреннее отражение внутри структуры и уменьшить выход излучения от ККТ, содержащихся в матрице полистирола, в воздушную среду.

Концентратор обеспечивает не только переизлучение на требуемых длинах волн, но и концентрацию излучения на фотоприемник малой площади, располагающийся на одной из боковых граней.

Для определения наилучшей формы концентратора было изготовлено несколько типов прототипов концентраторов из ПММА (рис. 2). Образцы, изготовленные из ПММА, последовательно обрабатывались абразивными материалами М28Н–2, М14 и М7Н–01 (от крупного зерна к более мелкому), а затем полировались с применением пасты ГОИ.



Рис. 2. Три образца концентратора, изготовленных из ПММА

Fig. 2. Three concentrator samples made of polymethyl methacrylate

Чтобы выявить образец, обладающий наилучшей способностью концентрировать свет, при помощи мультиметра GDM–8245 измерялись ток короткого замыкания (КЗ) $I_{КЗ}$ и напряжение холостого хода (ХХ) $U_{ХХ}$ фотодиода BPW21R (активная область – 7.5 мм², спектральный максимум чувствительности 565 нм), который устанавливался напротив меньшей грани исследуемых образцов. Свет, испускаемый лампой накаливания, проходя через диафрагму и собирающую линзу, попадал на исследуемую структуру, расположенную на зеркальной поверхности. Испытывая акты рассеивания, преломления и отражения внутри структуры, свет попадал на меньшую грань структуры и выводился через нее на фотоприемник. Результаты измерений представлены в табл. 1.

Образцы типа 3М (матовые) являются копией образцов 3-го типа, которые дополнительно обрабатывались механически для создания матовых поверхностей на нижней и верхней гранях. Матовая поверхность уменьшает интенсивность отраженного излучения от верхней принимающей грани, как следствие, внутрь структуры попадает больше света, что подтверждается результатами измерений.

Затем на поверхность образцов из ПММА (верхняя и нижняя грани) была нанесена тонкая пленка ПС, предварительно растворенного в толуоле. Результаты исследования структуры с ПММА представлены в табл. 2. Видно, что образцы 3-го типа (матовые) индуцируют в фотоприемнике наибольшие значения тока короткого замыкания и напряжения холостого хода.

Табл. 1. Показания фотоприемника для исследуемых образцов

Tab. 1. Photodetector readings for test samples

Параметр	Тип образца			
	1	2	3	3М
$I_{КЗ}$, мкА	0.23	0.15	0.21	0.32
$U_{ХХ}$, мВ	329.43	321.08	325.17	335.88

Табл. 2. Показания фотоприемника для исследуемых образцов с пленкой полистирола

Tab. 2. Photodetector readings for test samples with a polystyrene film

Параметр	Тип образца		
	1	2	3М
$I_{КЗ}$, мкА	0.31	0.17	0.35
$U_{ХХ}$, мВ	333.67	323.13	341.03

Для повышения эффективности фоточувствительных структур с каскадным концентратором важно, чтобы полимерные структуры были максимально прозрачными и практически без потерь пропускали излучение на следующий каскад. Для определения прозрачности образцов при помощи спектрометра быстрого сканирования HR4000CG–UV–NIR были измерены спектральные зависимости коэффициента пропускания $K_{тр} = P_{тр}/P_{иг}$, где $P_{тр}$ и $P_{иг}$ – прошедший и падающий потоки излучения соответственно (рис. 3). Из представленных зависимостей следует, что при лучшей концентрации излучения профилированные образцы проигрывают в прозрачности. Этот факт может значительно повлиять на выходные характеристики следующих каскадов. Таким образом, можно сделать вывод, что образцы типа 1 (трапецевидной формы) лучше

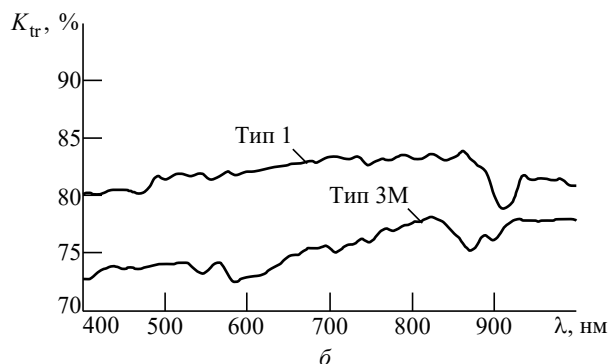
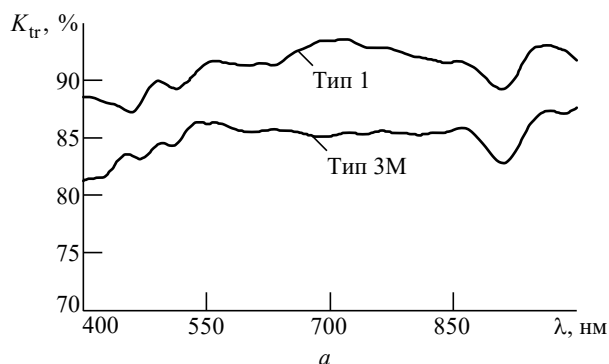


Рис. 3. Спектральные зависимости коэффициента пропускания структур типов 1 и 3М:
а – изготовленных из ПММА; б – изготовленных из ПММА–ПС–ПММА

Fig. 3. Spectral dependences of the transmittance of structures 1 and 3M:

а – made of polymethyl methacrylate; б – made of polymethyl methacrylate – polystyrene – polymethyl methacrylate

других подходят для разрабатываемой фоточувствительной структуры.

На основе описанных результатов предложена модель структуры с ТК (рис. 4). В каждом из слоев в матрицах из ПС помещены ККТ различного типа, имеющие разный состав, определяющий спектры поглощения и фотолюминесценции. Концентрация света, попавшего на структуру сверху, достигается за счет многократного переотражения от граней концентратора и переизлучения в массиве ККТ, равномерно распределенных в рабочем слое концентратора, с последующей фокусировкой на фотоприемнике малой площади, расположенном напротив наименьшей грани структуры.

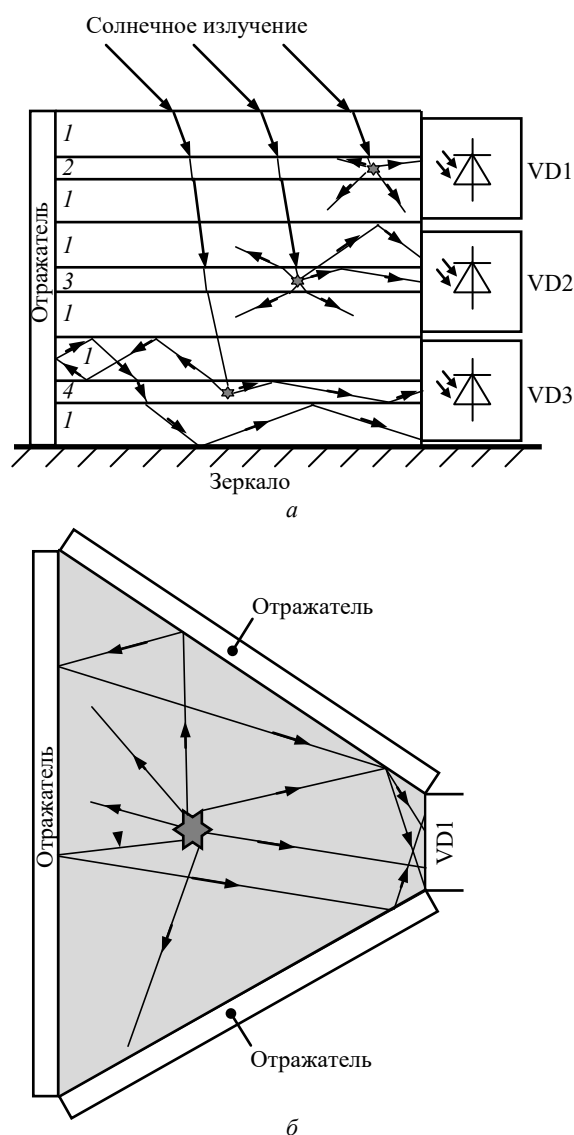


Рис. 4. Модель каскадной фоточувствительной структуры на основе ККТ: а – разрез, б – вид сверху

Fig. 4. Model of a cascade photosensitive structure based on colloidal quantum dot: а – sectional View, б – top View

Предварительно ККТ с определенной плотностью растворялись в толуоле, затем смешивались с полистиролом, предварительно также растворенном в толуоле. В качестве торцевых отражателей использована тонкая алюминиевая фольга.

Для создания эффективной фоточувствительной структуры с каскадным концентратором очень важно, чтобы спектры поглощения и фотолюминесценции ККТ в разных слоях перекрывались как можно меньше. В разработанных структурах во входном (верхнем) слое использованы ККТ на основе CdSe, излучающие в ультрафиолетовом (УФ) диапазоне, в следующем слое использованы ККТ на основе CdSe/ZnS, излучающие в видимом диапазоне, в нижнем слое внедрены ККТ на основе PbS, излучающие в инфракрасном (ИК) диапазоне. Выбор ККТ обусловлен следующим:

- поглощением в широком диапазоне от УФ до ИК;
- высоким квантовым выходом ККТ;
- уменьшением потерь на самопоглощение за счет того, что каждый следующий слой излучает на длине волны, которая не поглощается предыдущим.

На рис. 5 показаны нормированные на максимум интенсивности излучения ККТ $\text{Phl}_{\max}$ спектры фотолюминесценции

$$\overline{\text{Phl}}(\lambda) = \text{Phl}(\lambda) / \text{Phl}_{\max}.$$

Максимумы фотолюминесценции ККТ на основе CdS расположены на длине волны 380 нм (а); ККТ на основе CdSe/ZnSC – на длине волны 650 нм (б); ККТ на основе PbS – на длине волны 1000 нм (в).

На этом же рисунке представлены поглощения ККТ

$$\text{Abs}(\lambda) = \ln(I_0/I),$$

где I_0 , I – поток излучения, падающий на образец и прошедший через него соответственно.

В результате экспериментов измерены вольт-амперные характеристики (ВАХ) фотоприемников, расположенных с торцов каждого слоя двух различных типов фоточувствительных структур с каскадным концентратором. В первом случае образцы состояли из трех идентичных слоев, содержащих в себе ККТ на основе CdSe/ZnS, обладающих наибольшим

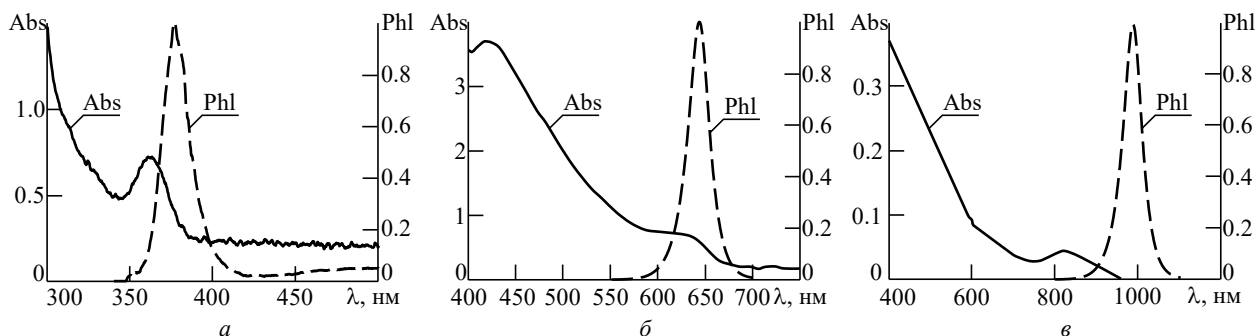


Рис. 5. Спектры поглощения и фотолюминесценции ККТ на основе: а – CdS; б – CdSe/ZnS; в – PbS

Fig. 5. Absorption and photoluminescence spectra of colloidal quantum dots based on: а – CdS; б – CdSe/ZnS; в – PbS

среди трех видов ККТ квантовым выходом 80 %. Во втором случае фоточувствительные структуры состояли из трех слоев, содержащих в себе массивы различных ККТ на основе CdS, CdSe/ZnS и PbS. Целью экспериментов было сравнение эффективности преобразования света в электрическую энергию фоточувствительными структурами с ТК, содержащими ККТ одного и разных типов. Для измерения электрической мощности напротив торцов слоев тройного концентратора устанавливались фотоприемники.

Вырабатываемая мощность рассчитывалась по ВАХ как точка, где произведение тока и напряжения имело наибольшее значение. На рис. 6 приведены результаты измерений вольт-амперных характеристик в фотогальваническом режиме включения фотоприемников.

При исследовании конструкции фоточувствительных структур с каскадными концентраторами на основе ККТ и использовании в качестве отражателей тонкой алюминиевой фольги максимальная мощность, полученная

как сумма всех максимумов мощности, измеренных с каждого каскада в отдельности, составила 3.61 мкВт (1.07 мкВт сформированы каскадом с ККТ на основе CdS, 1.25 мкВт – с ККТ на основе CdSe/ZnS и 1.29 мкВт – с ККТ на основе PbS). Для аналогичной трехкаскадной конструкции на ККТ на основе CdSe/ZnS получена выходная мощность 2.96 мкВт (1.51, 0.87 и 0.58 мкВт с отдельных каскадов). Таким образом, выходная мощность трехкаскадной структуры с ККТ разного типа на 22 % превышает аналогичный параметр аналогичной структуры с ККТ одного типа.

Результат эксперимента показал преимущество использования фоточувствительных структур с каскадным концентратором, содержащим в своем составе ККТ различного типа, перед структурами, содержащими ККТ одного типа. Причины этого явления можно объяснить, опираясь на рис. 7, на котором приведены спектры пропускания структур двух типов: а – двухслойной фоточувствительной структуры с кас-

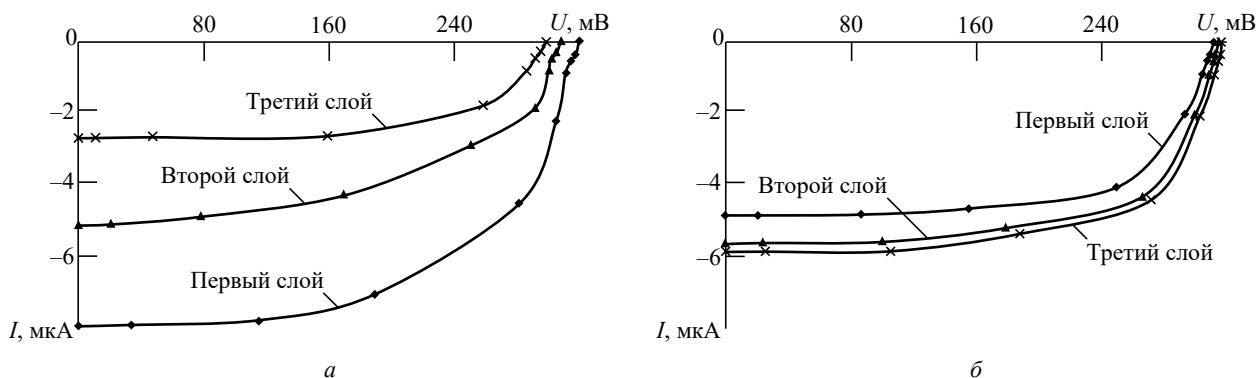


Рис. 6. Вольт-амперные характеристики фотоприемников ФД-24К, расположенных в различных слоях ТК: а – содержащего ККТ на основе CdSe/ZnSC во всех слоях; б – содержащего ККТ на основе CdS в первом слое, на основе CdSe/ZnSC во втором и на основе PbS в третьем слое. Маркеры указывают произведенные измерения

Fig. 6. Volt-ampere characteristics of photodetectors ФД-24К located in different layers of a three-layer concentrator: а – containing colloidal quantum dots based on CdSe/ZnSC in all layers; б – containing colloidal quantum dots based on CdS in first layer, on CdSe/ZnSC in second layer and on PbS in third layer. The markers indicate the measurements taken

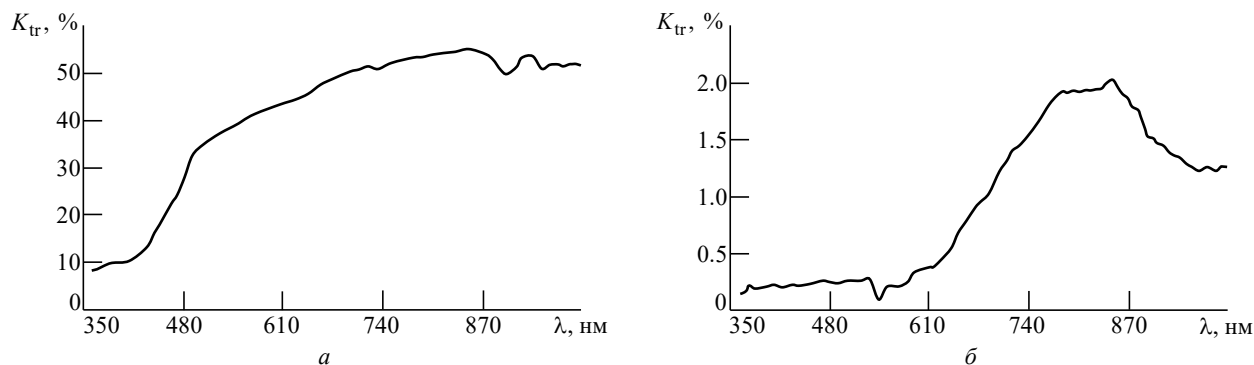


Рис. 7. Спектры пропускания фоточувствительных структур с каскадным концентратором: *а* – двухслойной на основе CdS с концентрацией 0.7 мг/мл и CdSe/ZnS с концентрацией 0.5 мг/мл; *б* – трехслойной на основе CdS с концентрацией 0.7 мг/мл, CdSe/ZnS с концентрацией 0.5 мг/мл и PbS с концентрацией 0.5 мг/мл

Fig. 7. Transmission spectra of photosensitive structures with a cascade concentrator: *a* – two-layer based on CdS with a concentration of 0.7 mg/ml and CdSe/ZnS with a concentration of 0.5 mg/ml; *b* – three-layer based on CdS with a concentration of 0.7 mg/ml, CdSe/ZnS with a concentration 0.5 mg/ml and PbS with a concentration of 0.5 mg/ml

кадным концентратором на основе CdS с концентрацией 0,7 мг/мл и CdSe/ZnS с концентрацией 0.5 мг/мл; *б* – трехслойной фоточувствительной структуры с каскадным концентратором на основе CdS с концентрацией 0.7 мг/мл; CdSe/ZnS – 0,5 мг/мл и PbS – 0.5 мг/мл (указана концентрация растворенных в толуоле ККТ).

Фотоны с высоким значением энергии гораздо лучше поглощаются ККТ на основе CdS, поэтому в следующем слое концентратора на основе CdSe/ZnS число поглощений высокоэнергетичных квантов света уменьшается. Это приводит к меньшему числу релаксационных переходов с большой потерей энергии. Соответственно, в фоточувствительных структурах с каскадным концентратором на ККТ разного типа меньше потери на термализацию нанокристалла, а значит, выше эффективность преобразования первичного излучения.

Заключение. В статье представлены результаты исследований влияния формы фоточувствительных структур с каскадными кон-

центраторами на их характеристики. Наилучшими характеристиками обладают структуры трапецевидной формы. Для реализации эффекта полного внутреннего отражения внутри ячеек ТК была изготовлена слоистая структура ПММА/ПС + ККТ/ПММА. Для оценки влияния спектров поглощения и фотолюминесценции ККТ на эффективность разрабатываемых структур были изготовлены образцы трехслойных структур двух типов. Первый содержал ККТ одного типа на основе CdSe/ZnS, имеющего максимум фотолюминесценции на длине волны 650 нм, второй – ККТ на основе CdS (максимум фотолюминесценции на длине волны 380 нм), CdSe/ZnS (650 нм) и PbS (1000 нм) в отдельных слоях. Второй образец показал увеличение входной мощности по сравнению с первым на 22 %. Показана целесообразность дальнейших исследований в области фоточувствительных структур с каскадными концентраторами на основе ККТ халькогенидов металлов.

Авторский вклад

Михайлов Иван Игоревич – создание экспериментальных образцов; редактирование статьи; анализ литературы.

Ламкин Иван Анатольевич – руководство научной работой; планирование работ; редактирование статьи.

Дегтерев Александр Эдуардович – исследование характеристик ККТ; редактирование статьи; анализ литературы.

Романович Мария Михайловна – исследование ВАХ экспериментальных структур; редактирование статьи.

Павлова Марина Дмитриевна – анализ литературы; редактирование статьи.

Курочкина Маргарита Анатольевна – исследование характеристик ККТ; анализ литературы; редактирование статьи.

Тарасов Сергей Анатольевич – постановка задачи и планирование научных исследований; редактирование статьи.

Кузьмина Ульяна Анатольевна – анализ литературы; редактирование статьи.

Все авторы участвовали в обсуждении результатов и в подготовке статьи.

Author's contribution

Ivan I. Mikhailov, creation of experimental samples; article editing; literature analysis.

Ivan A. Lamkin, scientific work management; work planning; article editing.

Aleksander E. Degterev, study of colloidal quantum dots (CQD) characteristics; article editing; literature analysis.

Maria M. Romanovich, study of volt-ampere characteristics of the experimental structures; article editing.

Marina D. Pavlova, literature analysis; article editing.

Marharyta A. Kurachkina, study of CQD characteristics; literature analysis; article editing.

Sergey A. Tarasov, problem setting and research planning; article editing.

Ulyana A. Kuzmina, literature analysis; article editing.

All authors participated in the discussion of the results and in the preparation of the article.

Список литературы

1. Influence of the Formation Parameters of Phthalocyanine: Fullerene Nanocomposite Layer on the Photoelectric Characteristics of ZnPc: C60/C60 Structures / M. D. Pavlova, A. E. Degterev, I. A. Lamkin, S. A. Tarasov // *Semiconductors*. 2020. Vol. 54, № 13. P. 1800–1804. doi: 10.1134/S1063782620130114
2. Ways to Slow down the Degradation and Enhance the Stability of Perovskite Solar Cells / A. E. Degterev, M. M. Romanovich, I. I. Mikhailov, I. A. Lamkin, S. A. Tarasov // *Proc. of the 2021 IEEE Conf. of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (ElConRus 2021)*, St Petersburg, 26–29 Jan. 2021. IEEE, 2021. P. 1301–1304. doi: 10.1109/ElConRus51938.2021.9396607
3. Charles U. A., Ibrahim M. A., Teridi M. A. M. Electrodeposition of organic–inorganic tri-halide perovskites solar cell // *J. of Power Sources*. 2018. Vol. 378. P. 717–731. doi: 10.1016/j.jpowsour.2017.12.075
4. Optimized thin-film organic solar cell with enhanced efficiency / W. Farooq, M. A. Musarat, J. Iqbal, S. A. A. Kazmi, A. D. Khan, W. S. Alaloul, A. O. Baarimah, A. F. Elnaggar, S. S. M. Ghoneim, N. R. Ghaly // *Sustainability*. 2021. Vol. 13, № 23. P. 13087. doi: 10.3390/su132313087
5. Calculation of relative fluorescence quantum yield and Urbach energy of colloidal CdS QDs in various easily accessible solvents / D. Kandi, S. Mansingh, A. Behera, K. Parida // *J. of Luminescence*. 2021. Vol. 231. № 117792. doi: 10.1016/j.jlumin.2020.117792
6. Yifat Y., Ackerman M., Guyot-Sionnest P. Mid-IR colloidal quantum dot detectors enhanced by optical nano-antennas // *Appl. Physics Lett.* 2017. Vol. 110, № 4. P. 041106. doi: 10.1063/1.4975058
7. Kojima T., Sugimoto H., Fujii M. Size-Dependent Photocatalytic Activity of Colloidal Silicon Quantum Dot // *J. of Physical Chemistry C*. 2018. Vol. 122, № 3. P. 1874–1880. doi: 10.1021/acs.jpcc.7b10967
8. Low-Cost Solution-Processed MoS₂ Quantum Dots-Based Deep UV Photodetector for Monitoring Disinfection // P. K. Gupta, U. Pandey, B. N. Pal, A. Pandey // *IEEE Trans. on Electron Devices*. 2022. Vol. 69, № 5. P. 2474–2480. doi: 10.1109/TED.2022.3161885
9. Organic light-emitting Diodes with colloidal quantum Dots in the active Layer // A. E. Degterev, I. I. Mikhailov, I. A. Lamkin, S. A. Tarasov // *6th Intern. School and Conf. "Saint Petersburg OPEN 2019": Optoelectronics, Photonics, Engineering and Nanostructures*, Saint Petersburg, 22–25 Apr. 2019. *J. of Physics: Conf. Ser.* 2019. Vol. 1410. P. 012115. doi: 10.1088/1742-6596/1410/1/012115
10. Николенко Л. М., Разумов В. Ф. Коллоидные квантовые точки в солнечных элементах // *Успехи химии*. 2013. Т. 82, № 5. С. 429–448.
11. Colloidal quantum Dot based Photonic Devices / N. Okoye, D. Goldberg, S. Husaini, Y. Fein, V. M. Menon // *IEEE Winter Topicals, WTM 2011, Keystone, CO, USA*, 10–12 Jan. 2011. P. 51–52. doi: 10.1109/PHOTWTM.2011.5730041
12. Korbutyak D. V., Kalytchuk S. M., Geru I. I. Colloidal CdTe and CdSe quantum Dots: Technology of preparing and optical properties // *J. of Nanoelectronics and Optoelectronics*. 2009. Vol. 4, № 1. P. 174–179. doi: 10.1166/jno.2009.1019
13. Матюшкин Л. Б., Мошников В. А. Технология получения коллоидных квантовых точек, плазмонных наночастиц и гибридных структур на их основе // *Материалы Пятой междунар. конф. стран СНГ "Золь-гель синтез и исследование неорганических соединений, гибридных функциональных материалов и дисперсных систем"*, СПб., 27–31 авг. 2018. С. 37–38.
14. A new Approach to modelling Quantum Dot Concentrators / A. J. Chatten, K. W. J. Barnham, B. F. Buxton, N. J. Ekins-Daukesa, M. A. Malick // *Solar Energy Materials and Solar Cells*. 2003. Vol. 75, № 3–4. P. 363–371.
15. High-performance luminescent solar Concentrators based on the Core/shell CdSe/ZnS Quantum Dots composed into thiol-ene Polymer / X. Cao, Z. Zheng, Y. Zhang, G. Gu, J. Miao, R. Huang, D. Hou, Y. Tian, X. Zhang // *J. of Luminescence*. 2022. Vol. 252. P. 119368. doi: 10.1016/j.jlumin.2022.119368
16. Gallagher S. J., Norton B., Eames P. C. Quantum Dot solar Concentrators: Electrical conversion efficiencies and comparative concentrating Factors of fabricated Devices // *Solar Energy*. 2007. Vol. 81, № 6. P. 813–821. doi: 10.1016/j.solener.2006.09.011
17. Шамилов Р. Р., Галяметдинов Ю. Г. Композиты полиметилметакрилата на основе квантовых точек CdSe и CdSe/CdS, синтезированных в водно-этанольной среде // *Вестн. Казанского технол. ун-та*. 2013. Т. 16, № 15. С. 322–324.

18. Verbunt P. P. C., Debije M. G. Progress in luminescent solar concentrator research: solar energy for the built environment // Electronic Conf. Proc. Linköping. 2011. Vol. 56. P. 2751–2758. doi: 10.3384/ecp110572751

Информация об авторах

Михайлов Иван Игоревич – магистр по направлению "Электроника и нанoeлектроника" (2013), магистр-инженер; ассистент кафедры фотоники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 50 научных работ. Сфера научных интересов – электроника, фотоника; солнечная энергетика; органические светодиоды; коллоидные квантовые точки.

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

Ламкин Иван Анатольевич – кандидат технических наук (2015), доцент кафедры фотоники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 85 научных работ. Сфера научных интересов – электроника; фотоника; солнечная энергетика; физика и оптика полупроводников; контакты металл-полупроводник; вакуумная технология.

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

Дегтерев Александр Эдуардович – магистр по направлению "Электроника и нанoeлектроника" (2020), аспирант 3-го года обучения, ассистент кафедры фотоники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 29 научных работ. Сфера научных интересов – электроника; фотоника; солнечная энергетика.

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

Романович Мария Михайловна – магистр по направлению "Электроника и нанoeлектроника" (2020), аспирантка 3-го года обучения, ассистент кафедры фотоники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 19 научных работ. Сфера научных интересов – электроника; фотоника; агрофотоника.

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

Павлова Марина Дмитриевна – магистр по направлению "Электроника и нанoeлектроника" (2019), аспирантка 2-го года обучения кафедры фотоники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 15 научных работ. Сфера научных интересов – электроника; фотоника; солнечная энергетика; органические фоточувствительные структуры.

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

Курочкина Маргарита Анатольевна – кандидат физ.-мат. наук (2017), научный сотрудник Университета прикладных наук Бранденбурга. Автор 20 научных работ. Сфера научных интересов – фотоника; микрофлюидика; композиты; сенсоры; лазерная модификация поверхности.

Адрес: Университет прикладных наук Бранденбурга, ул. Магдебургер, д. 50, Бранденбург-на-Гавеле, 14770, Германия
E-mail: marharyta.kurachkina@th-brandenburg.de

Тарасов Сергей Анатольевич – доктор технических наук (2016), заведующий кафедрой фотоники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 160 научных работ. Сфера научных интересов – электроника; фотоника; солнечная энергетика; физика и оптика полупроводников; светоизлучающие и фоточувствительные приборы.

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

Кузьмина Ульяна Анатольевна – магистр по направлению "Электроника и нанoeлектроника" (2021), аспирантка 2-го года обучения кафедры фотоники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор восьми научных публикаций. Сфера научных интересов – электроника; фотоника; солнечная энергетика.

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

References

1. Pavlova M. D., Degterev A. E., Lamkin I. A., Tarasov S. A. Influence of the Formation Parameters of Phthalociane: Fullerene Nanocomposite Layer on the Photoelectric Characteristics of ZnPc:C60/C60 Structures. *Semiconductors*. 2020, vol. 54, no. 13, pp. 1800–1804. doi: 10.1134/S1063782620130114
2. Degterev A. E., Romanovich M. M., Mikhailov I. I., Lamkin I. A., Tarasov S. A. Ways to Slow Down the Degradation and Enhance the Stability of Perovskite Solar Cells. *Proc. of the 2021 IEEE Conf. of Russ. Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (ElConRus 2021)*, Saint Petersburg, 26–29 Jan. 2021, pp. 1301–1304. doi: 10.1109/ElConRus51938.2021.9396607
3. Charles U. A., Ibrahim M. A., Teridi M. A. M. Electrodeposition of Organic-Inorganic Tri-Halide Perovskites Solar Cell. *J. of Power Sources*. 2018, vol. 378, pp. 717–731. doi: 10.1016/j.jpowsour.2017.12.075
4. Farooq W., Musarat M. A., Iqbal J., Kazmi S. A. A., Khan A. D., Alaloul W. S., Baarimah A. O., Elnaggar A. F., Ghoneim S. S. M., Ghaly N. R. Optimized Thin-Film Organic Solar Cell with Enhanced Efficiency. *Sustainability*. 2021, vol. 13, no. 23, p. 13087. doi: 10.3390/su132313087
5. Kandi D., Mansingh S., Behera A., Parida K. Calculation of Relative Fluorescence Quantum Yield and Urbach Energy of Colloidal CdS QDs in Various Easily Accessible Solvents. *J. of Luminescence*. 2021, vol. 231, p. 117792. doi: 10.1016/j.jlumin.2020.117792
6. Yifat Y., Ackerman M., Guyot-Sionnest P. Mid-IR Colloidal Quantum Dot Detectors Enhanced by Optical Nano-Antennas. *Applied Physics Lett.* 2017, vol. 110, no. 4, p. 041106. doi: 10.1063/1.4975058
7. Kojima T., Sugimoto H., Fujii M. Size-Dependent Photocatalytic Activity of Colloidal Silicon Quantum Dot. *Journal of Physical Chemistry C*. 2018, vol. 122, no. 3, pp. 1874–1880. doi: 10.1021/acs.jpcc.7b10967
8. Gupta P. K., Pandey U., Pal B. N., Pandey A. Low-Cost Solution-Processed MoS₂ Quantum Dots-Based Deep UV Photodetector for Monitoring Disinfection. *IEEE Transactions on Electron Devices*. 2022, vol. 69, no. 5, pp. 2474–2480. doi: 10.1109/TED.2022.3161885
9. Degterev A. E., Mikhailov I. I., Lamkin I. A., Tarasov S. A. Organic Light-Emitting Diodes with Colloidal Quantum Dots in the Active Layer. *J. of Physics: Conf. Series: 6th Intern. School and Conf. "Saint Petersburg OPEN 2019": Optoelectronics, Photonics, Engineering and Nanostructures*, Saint Petersburg, 22–25 Apr. 2019, vol. 1410, p. 012115. doi: 10.1088/1742-6596/1410/1/012115
10. Nikolenko L. M., Razumov V. F. Colloidal Quantum Dots in Solar Cells. *Russian Chemical Reviews*. 2013, vol. 82, no. 5, pp. 429–448. doi: 10.1070/RC2013v082n05ABEH004337
11. Okoye N., Goldberg D., Husaini S., Fein Y., Menon V. M. Colloidal Quantum Dot Based Photonic Devices. *IEEE Winter Topicals, WTM 2011, Keystone, CO*, 10–12 Jan. 2011, pp. 51–52. doi: 10.1109/PHOTWTM.2011.5730041
12. Korbutyak D. V., Kalytchuk S. M., Geru I. I. Colloidal CdTe and CdSe Quantum Dots: Technology of Preparing and Optical Properties. *J. of Nanoelectronics and Optoelectronics*. 2009, vol. 4, no. 1, pp. 174–179. doi: 10.1166/jno.2009.1019
13. Matyushkin L. B., Moshnikov V. A. *Tekhnologiya polucheniya kolloidnykh kvantovykh tochek, plazmonnykh nanochastich i gibridnykh struktur na ih osnove* [Technology for Obtaining Colloidal Quantum Dots, Plasmonic Nanoparticles and Hybrid Structures Based on Them]. *Proc. of the 5th Intern. Conf. of the CIS Countries "Sol-gel Synthesis and Study of Inorganic Compounds, Hybrid Functional Materials and Disperse Systems"*, St Petersburg, 27–31 Aug. 2018, pp. 37–38. (In Russ.)
14. Chatten A. J., Barnham K. W. J., Buxton B. F., Ekins-Daukes N. J., Malic M. A. A New Approach to Modelling Quantum Dot Concentrators. *Solar Energy Materials and Solar Cells*. 2003, vol. 75, no. 3–4, pp. 363–371.
15. Cao X., Z. Zheng, Zhang Y., Gu G., Miao J., Huang R., Hou D., Tian Y., Zhang X. High-Performance Luminescent Solar Concentrators Based on the Core/Shell CdSe/ZnS Quantum Dots Composed into Thiol-Ene Polymer. *J. of Luminescence*. 2022, vol. 252, p. 119368. doi: 10.1016/j.jlumin.2022.119368
16. Gallagher S. J., Norton B., Eames P. C. Quantum Dot Solar Concentrators: Electrical Conversion Efficiencies and Comparative Concentrating Factors of Fabricated Devices. *Solar Energy*. 2007, vol. 81, no. 6, pp. 813–821. doi: 10.1016/j.solener.2006.09.011
17. Shamilov R. R., Galyametdinov Yu. G. *Kompozity polimetilmetakrilata na osnove kvantovykh tochek CdSe i CdSe/CdS, sintezirovannykh v vodno-etanol'noj srede* [Polymethylmethacrylate Composites Based on CdSe and CdSe/CdS Quantum Dots Synthesized in an Aqueous-Ethanol Medium]. *Vestnik Kazanskogo tekhnologicheskogo universiteta*. 2013, vol. 16, no. 15, pp. 322–324. (In Russ.)
18. Verbunt P. P. C., Debije M. G. Progress in Luminescent Solar Concentrator Research: Solar Energy For The Built Environment. *Linköping, Electronic Conf. Proc.* 2011, vol. 56, pp. 2751–2758. doi: 10.3384/ecp110572751

Information about the authors

Ivan I. Mikhailov, Master in Electronics and Nanoelectronics (2013), Assistant of the Department of Photonics of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 50 scientific publications. Area of expertise: electronics; photonics; solar energy; organic light-emitting diodes; colloidal quantum dots.
Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia
E-mail: iimihalov@gmail.com

Фоточувствительные структуры с каскадными концентраторами излучения на основе коллоидных квантовых точек халькогенидов металлов
Photo-sensitive Structures with Cascade Radiation Concentrators Based on Colloidal Quantum Dots of Metal Chalcogenides

Ivan A. Lamkin, Cand. Sci. (Eng.) (2015), Associate Professor of the Department of Photonics of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 85 scientific publications. Area of expertise: electronics; photonics; solar energy; physics and optics of semiconductors; metal-semiconductor contacts; vacuum technology.
Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia
E-mail: ialamkin@etu.ru

Alexander E. Degterev, Master in Electronics and Nanoelectronics (2020), Postgraduate Student, Assistant of the Department of Photonics of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 29 scientific publications. Area of expertise: electronics; photonics; solar energy.
Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia
E-mail: aedegterev@etu.ru

Maria M. Romanovich, Master in Electronics and Nanoelectronics (2020), Postgraduate Student, Assistant of the Department of Photonics of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 19 scientific publications. Area of expertise: electronics; photonics; agrophotonics.
Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia
E-mail: mmromanovich@etu.ru

Marina D. Pavlova, Master in Electronics and Nanoelectronics (2019). Postgraduate Student of the Department of Photonics of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 15 scientific publications. Area of expertise: electronics; photonics; solar energy organic photosensitive structures.
Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia
E-mail: mdpavlova@etu.ru

Marharyta A. Kurachkina, PhD (Phys.-Math.) (2017), Researcher of the Department of Technology of University of Applied Sciences Brandenburg (Germany). The author of 20 scientific publications. Area of expertise: photonics; microfluidics; composites; sensors; laser surface modification.
Address: University of Applied Sciences Brandenburg, 50, Magdeburger St., Brandenburg an der Havel 14770, Germany
E-mail: marharyta.kurachkina@th-brandenburg.de

Sergey A. Tarasov, Dr Sci. (Eng.) (2016), Head of the Department of Photonics of. The author of more than 160 scientific publications. Area of expertise: electronics; photonics; solar energy; physics and optics of semiconductors; light-emitting and photosensitive devices.
Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia
E-mail: satarasov@etu.ru

Ulyana A. Kuzmina, Master in Electronics and Nanoelectronics (2021), Postgraduate Student of the Department of Photonics of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 8 scientific publications. Area of expertise: electronics; photonics; solar energy organic photosensitive structures.
Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia
E-mail: uakuzmina@stud.eltech.ru

Оптимальный габаритный параметр кольцевого резонатора на поверхностных акустических волнах

С. Ю. Шевченко✉, Д. А. Михайленко

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

✉ syshevchenko@mail.ru

Аннотация

Введение. В предыдущих работах авторами рассматривались частотные характеристики чувствительных элементов из различных материалов в виде кольцевого резонатора на поверхностных акустических волнах, способы их закрепления в корпусе, влияние внешних факторов на чувствительные элементы и оптимальная топология встречно-штыревого преобразователя кольцевого резонатора. На следующем этапе возникла необходимость исследования зависимости чувствительности и максимально испытываемого ускорения от габаритов чувствительного элемента, а также анализа характеристик изготовленных экспериментальных образцов и сравнения их с результатами моделирования.

Цель работы. Определение оптимальных габаритов чувствительного элемента кольцевого резонатора и подтверждение адекватности моделей сравнением характеристик экспериментальных образцов с данными, полученными в результате компьютерного моделирования.

Материалы и методы. Применение метода конечных элементов и математическая обработка в AutoCAD и COMSOL Multiphysics.

Результаты. Предложено 3 габаритных размера чувствительного элемента кольцевого резонатора: 1500, 3000 и 4500 мкм. При помощи программного обеспечения COMSOL Multiphysics исследованы габаритные размеры чувствительных элементов из ниобата лития: частота резонанса для образца 1500 мкм составила 207.99 МГц, для образца 3000 мкм – 104.10 МГц и для образца 4500 мкм – 68.99 МГц. Было установлено, что максимально испытываемое ускорение для консоли с радиусом 1500 мкм составляет 191 132g, для радиуса 3000 мкм – 84 958g и для радиуса 4500 мкм – 37 514g. Представлены графики зависимости максимального ускорения и чувствительности от отношения радиуса консоли к ее высоте. Подтверждена адекватность модели: частота резонанса для экспериментального образца 1500 мкм составила 218.17 МГц (расхождение с компьютерным моделированием 4.67 %), для образца 3000 мкм – 109.23 МГц (4.69 %) и для образца 4500 мкм – 72.88 МГц (5.34 %).

Заключение. Чувствительность и максимальное выдерживаемое ускорение чувствительного элемента кольцевого резонатора на поверхностных акустических волнах прямо зависит от отношения радиуса консоли к ее высоте, причем чем выше чувствительность, тем ниже ускорение. Для каждого материала данные зависимости уникальны. Размер шины встречно-штыревого преобразователя слабо влияет на частотные характеристики. Ранее представленное компьютерное моделирование удалось подтвердить экспериментальными образцами с расхождением частот резонанса менее, чем 5.5 %.

Ключевые слова: микроэлектромеханические системы, микромеханический акселерометр, чувствительный элемент, кольцевой резонатор, поверхностные акустические волны, встречно-штыревой преобразователь

Для цитирования: Шевченко С. Ю., Михайленко Д. А. Оптимальный габаритный параметр кольцевого резонатора на поверхностных акустических волнах // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2023. Т. 26, № 2. С. 89–100. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-2-89-100

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 12.10.2022; принята к публикации после рецензирования 01.03.2023; опубликована онлайн 28.04.2023



Optimal Overall Dimensions of a Surface Acoustic Waves Ring Resonator

Sergey Yu. Shevchenko✉, Denis A. Mikhailenko

Saint Petersburg Electrotechnical University, St Petersburg, Russia

✉ syshevchenko@mail.ru

Abstract

Introduction. In previous works, the authors considered the frequency characteristics of sensitive elements made of various materials in the form of a ring resonator on surface acoustic waves (SAW), along with their fixing methods in the housing, the influence of external factors, and an optimal topology of the interdigital transducer of the ring resonator. Further, the need arose to study the dependence of the sensitivity of the sensitive element and the maximum acceleration load on its dimensions, as well as to analyze the characteristics of the manufactured experimental samples in comparison with the simulated values.

Aim. To determine optimal dimensions of the sensitive element of a ring resonator and to confirm the adequacy of the constructed models by comparing the characteristics of experimental samples with those obtained by computer simulation.

Materials and methods. The theoretical part of the research was carried out using the finite element method. Mathematical processing was implemented in AutoCAD and COMSOL Multiphysics.

Results. Three overall dimensions of the sensitive element of a ring resonator were proposed: 1500, 3000 and 4500 μm . The characteristics of sensitive elements made of lithium niobate with the above dimensions were studied. Thus, the resonance frequency for 1500, 3000 and 4500 μm samples comprised 207.99, 104.10 and 68.99 MHz, respectively. The maximum acceleration experienced by a cantilever with a radius of 1500, 3000 and 4500 μm was found to be 191 132, 84 958 and 37 514g, respectively. Dependence graphs of the maximum acceleration and sensitivity on the ratio of the radius of the console to its height are presented. The adequacy of the constructed model was confirmed, i. e., the resonance frequency for 1500, 3000 and 4500 μm experimental samples comprised 218.17 MHz (4.67 % discrepancy with computer simulation), 109.23 MHz (4.69 %) and 72.88 MHz (5.34 %), respectively.

Conclusion. The sensitivity and maximum acceleration load of the sensitive element of a SAW ring resonator directly depends on the ratio of the cantilever radius to its height, with higher sensitivity values correlating to lower values of maximum acceleration load. For each material, these dependencies are unique. The interdigital transducer bus size has little effect on the frequency response. The previously presented simulations were confirmed by experimental samples with a difference in resonance frequencies of less than 5.5 %.

Keywords: microelectromechanical systems, micromechanical accelerometer, sensitive element, ring resonator, surface acoustic waves, interdigital transducer

For citation: Shevchenko S. Yu., Mikhailenko D. A. Optimal Overall Dimensions of a Surface Acoustic Waves Ring Resonator. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2023, vol. 26, no. 2, pp. 89–100. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-2-89-100

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

Submitted 12.10.2022; accepted 01.03.2023; published online 28.04.2023

Введение. Микроэлектромеханические системы (МЭМС) – это технология создания микросхем с малыми механическими элементами, которая стала популярной благодаря глобальной тенденции миниатюризации.

МЭМС представляет собой концепцию, позволяющую уменьшить механические системы и объединить их с электрическими схемами. Итогом данных операций является физи-

ческое устройство, в котором все компоненты взаимосвязаны и объединены для выполнения какого-либо функционала.

Главными преимуществами МЭМС являются:

- минимальные габариты. Все элементы МЭМС в большинстве случаев располагаются на одной плате;

- малая стоимость одного устройства. Производство МЭМС осуществляется на автомати-

зированных предприятиях массовой продукции. Чем большее количество однотипных устройств необходимо изготовить, тем ниже конечная стоимость одного устройства;

– низкое энергопотребление. Потребляемая мощность пропорциональна нагрузке и квадрату рабочего напряжения. Поскольку в МЭМС все мало, нагрузка также очень мала. В настоящее время напряжение в микросхемных схемах составляет около 1...5 В и потребление энергии на уровне единиц ватт;

– высокая частота измерений (от нескольких килогерц и более).

МЭМС, несмотря на большое количество преимуществ, имеют и недостатки в виде малой точности и механической прочности, так как больше подвержены влиянию внешних воздействий.

По совокупности всех факторов микромеханические системы получили широкое распространение в потребительском сегменте, поскольку для данного сегмента цена конечного продукта является главным параметром. На сегодняшний день МЭМС представлены во всех сферах жизнедеятельности человека: робототехнике [1], медицине [2], транспорте [3], геологии [4], игровой индустрии [5], спорте [6].

Акселерометры также были реализованы по технологии МЭМС, благодаря чему сейчас они используются в автомобилях [7], smart-часах [8], смартфонах [9], геймпадах [10], квадрокоптерах [11] и во многих других устройствах и системах. Классические микромеханические акселерометры (ММА) используют в своей конструкции упругий подвес. Эта особенность отражается в низкой виброустойчивости и ударопрочности чувствительных элементов ММА. Как следствие, это ограничивает применяемость данных устройств. Указанных недостатков можно избежать, используя ММА на поверхностных акустических волнах (ПАВ). В связи с тем, что в ММА на ПАВ используется жесткое закрепление чувствительного элемента (ЧЭ), позволяя выдерживать значительно большие перегрузки по сравнению с классическими МЭМС, у данного класса приборов появляются следующие преимущества в дополнение к классическим ММА [12, 13]:

– стабильность и надежность параметров;

– повторяемость характеристик.

Датчики на ПАВ получили наибольшее распространение как системы для анализа магнитного поля [14], контроля температуры [15], анализа газа [16] и контроля вибраций [17]. Благодаря множеству преимуществ при использовании приборов на акустических волнах вариативность построения датчиков практически безгранична [18, 19].

Исследования авторов статьи направлены на совершенствование конструкций ЧЭ прямоугольной и треугольной форм ММА на ПАВ, недостатком которых является одностороннее крепление консоли пьезоэлектрического элемента к корпусу датчика, вследствие чего нагрузка распределяется неравномерно. Ранее авторами была предложена конструкция ММА на ПАВ на основе ЧЭ кольцевой формы [20]. Были проведены исследования по закреплению консоли в корпусе датчика, определению материала ЧЭ, оценке частотных характеристик и влиянию внешних воздействий, таких, как чрезмерное ускорение и температура, на ЧЭ [21], определению оптимальной топологии структуры встречно-штыревого преобразователя (ВШП) [22]. Данная статья посвящена оценке оптимальных габаритных размеров ЧЭ с учетом технологических возможностей и с целью последующего корпусирования ЧЭ, а также сравнению характеристик экспериментальных образцов с данными, полученными с помощью моделирования.

Конструкция ЧЭ. Общий вид ЧЭ кольцевого резонатора взят из [21] с креплением консоли к корпусу с помощью силиконового клея (рис. 1). Резонатор состоит из двух кольцевых ВШП в форме конусов (2) и пьезоэлектрического кристалла, расположенного между преобразователями (1). Вся конструкция ограничена как по глубине, так и по радиусу демпфирующей средой для подавления паразитных отражений волн от внешних границ.

Общая схема ВШП с конусовидными электродами представлена на рис. 2. Используются следующие параметры ВШП: длина периода ВШП на внешнем крае апертуры составляет для первого случая 19.2 мкм, для второго – 38.4 мкм, для третьего – 57.6 мкм при угловом периоде преобразователя $\theta_p = 1$ и высоте $h = 0.2$ мкм.

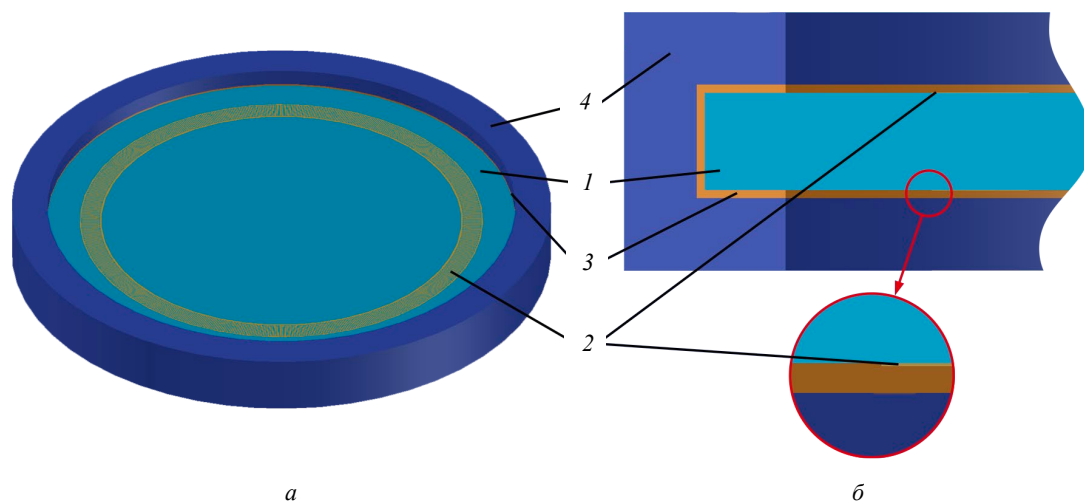


Рис. 1. Конструкция чувствительного элемента на поверхностных акустических волнах: а – общий вид; б – вид спереди (1 – консоль; 2 – встречно-штыревой преобразователь; 3 – силиконовый клей; 4 – корпус)

Fig. 1. The design of the sensitive element based on surface acoustic waves: а – general view; б – front view (1 – console; 2 – inter-digital transducer; 3 – silicone adhesive; 4 – case)

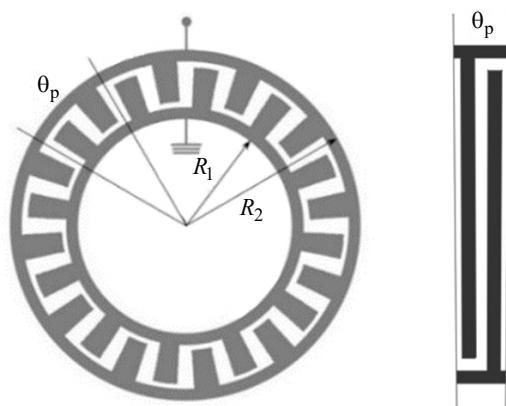


Рис. 2. Встречно-штыревой преобразователь с конусообразными электродами

Fig. 2. Interdigital transducer with cone-shaped electrodes

Высота консоли, согласно техническим характеристикам пластин ниобата лития, используемых для печати экспериментальных образцов на предприятии, равна 350 мкм. Вылет консоли со-

ставляет 1500 мкм для первого, 3000 мкм – для второго и 4500 мкм – для третьего случая. ВШП располагается [21] на расстоянии 1000, 2000 и 3000 мкм от центра консоли для каждого варианта исполнения соответственно. Использование нескольких вариантов габаритных параметров ВШП и консоли обусловлено тем, что, согласно законам физики, при увеличении площади поверхности консоль будет меньше деформироваться и, соответственно, уменьшится чувствительность датчика. Одна из целей описываемой работы – нахождение оптимальных габаритов кольцевого резонатора с точки зрения чувствительности датчика. Габаритные параметры ЧЭ, исследуемых в статье, представлены в табл. 1. Характеристики используемых материалов представлены в табл. 2–5.

Компьютерное моделирование. На первом этапе работы требуется определить частотные

Табл. 1. Габаритные параметры чувствительных элементов

Tab. 1. Dimensions of sensitive elements

Параметр	Значение		
Внутренний радиус (R_1), мкм	1000	2000	3000
Внешний радиус (R_2), мкм	1120	2240	3360
Апертура (W), мкм	12	24	36
Длина периода на внешней части апертуры ($\theta_{\text{внеш}}$), мкм	19.2	38.4	57.6
Угловой период (θ_p), ...°	1		
Высота ВШП (h), мкм	0.2		
Расположение ВШП на консоли (R_3), мкм	1000	2000	3000
Радиус консоли (R_0), мкм	1500	3000	4500
Высота консоли (h_0), мкм	350		

Табл. 2. Характеристики пьезоэлектрических материалов и силиконового клея

Tab. 2. Characteristics of piezoelectric materials and silicone adhesive

Параметр	Срез YX/128° LiNbO ₃	Силиконовый клей
Скорость распространения волны, м/с	3961	–
Плотность, кг/м ³	4640	1700
Модуль упругости, Па	170·10 ⁹	25·10 ⁶
Коэффициент Пуассона	0.25	0.48
Предел прочности, Па	110·10 ⁶	–

Табл. 3. Матричный вид тензора упругости 4-го ранга среза YX/128° ниобата лития, ГПа

Tab. 3. Matrix form of the tensor of elasticity of the 4th rank of the cut YX/128° of lithium niobate, GPa

	$C_{E_{m1}}$	$C_{E_{m2}}$	$C_{E_{m3}}$	$C_{E_{m4}}$	$C_{E_{m5}}$	$C_{E_{m6}}$
$C_{E_{1n}}$	202.900	69.985	57.842	12.846	0	0
$C_{E_{2n}}$	69.985	193.970	90.330	9.312	0	0
$C_{E_{3n}}$	57.842	90.330	221.160	8.003	0	0
$C_{E_{4n}}$	12.846	9.312	8.003	75.323	0	0
$C_{E_{5n}}$	0	0	0	0	56.860	–5.092
$C_{E_{6n}}$	0	0	0	0	–5.092	77.919

Табл. 4. Матрица связи среза YX/128° ниобата лития, См/м²

Tab. 4. Coupling matrix cut YX/128° of lithium niobate, S/m²

	e_{m1}	e_{m2}	e_{m3}	e_{m4}	e_{m5}	e_{m6}
e_{1n}	0	0	0	0	4.4724	0.2788
e_{2n}	–1.8805	4.4467	–1.5221	0.0674	0	0
e_{3n}	1.7149	–2.6921	2.3136	0.6338	0	0

Табл. 5. Матрица относительной диэлектрической проницаемости среза YX/128° ниобата лития

Tab. 5. Cut YX/128° of lithium niobate relative permittivity matrix

	$\epsilon_{rS_{m1}}$	$\epsilon_{rS_{m2}}$	$\epsilon_{rS_{m3}}$
$\epsilon_{rS_{1n}}$	43.6000	0	0
$\epsilon_{rS_{2n}}$	0	38.1270	–7.0055
$\epsilon_{rS_{3n}}$	0	–7.0055	34.6330

характеристики для моделей с внутренним радиусом ВШП 2000 и 3000 мкм для последующего сравнения полученных данных с экспериментальными образцами. На рис. 3–5 пред-

ставлены частотные характеристики для различных видов исполнения ЧЭ.

Из рисунков видно, что графики частотных характеристик образцов имеют одинаковый

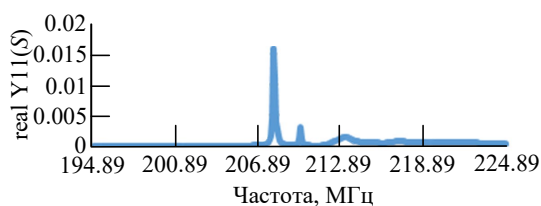


Рис. 3. Реальная составляющая комплексной проводимости для ВШП с внутренним радиусом 1000 мкм [22]

Fig. 3. Real component of the complex conductivity for an interdigital transducer with an inner radius of 1000 μm [22]

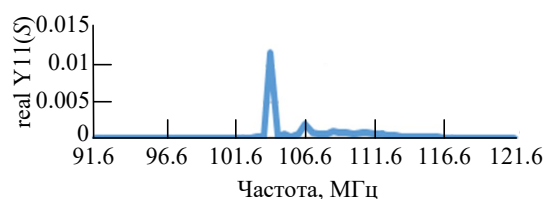


Рис. 4. Реальная составляющая комплексной проводимости для ВШП с внутренним радиусом 2000 мкм

Fig. 4. Real component of the complex conductivity for an interdigital transducer with an inner radius of 2000 μm

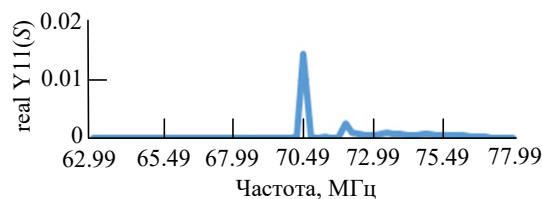


Рис. 5. Реальная составляющая комплексной проводимости для ВШП с внутренним радиусом 3000 мкм

Fig. 5. Real component of the complex conductivity for an interdigital transducer with an inner radius of 3000 μm

вид, а частота резонанса смещена вследствие изменения длины периода ВШП. Частота резонанса для первого образца составляет 207.99 МГц [22], для второго – 104.10 МГц и 68.99 МГц – для третьего.

Следующим этапом работы является определение предельно допустимого ускорения и чувствительности каждого образца. В предыдущих работах [21, 22] за высоту консоли принималось значение, при котором ПАВ, распределяющиеся по основаниям подложки, не взаимодействовали друг с другом (7–8 длин волн).

Сейчас же экспериментальные образцы будут изготавливаться на подложке ниобата лития толщиной 350 мкм, поэтому для возможности сравнения данных необходимо повторное моделирование с новыми параметрами. На рис. 6 представлено распределение нагрузки по консоли для одного из образцов, на рис. 7 – графики распределения нагрузки по диаметральному срезу консоли для трех образцов, а на рис. 8 – график зависимости частоты от ускорения для трех образцов.

Исходя из рис. 7–8 можно сделать вывод, что при одинаковой высоте консоли чувствительность датчика будет расти при увеличении радиуса консоли. Зависимость чувствительности от отношения радиуса консоли к ее высоте можно представить в виде графика (рис. 9).

Максимально испытываемое ускорение для консоли с радиусом 1500 мкм составляет 191 132g, для радиуса 3000 мкм – 84 958g и для радиуса 4500 мкм – 37 514g. Ускорение, кото-

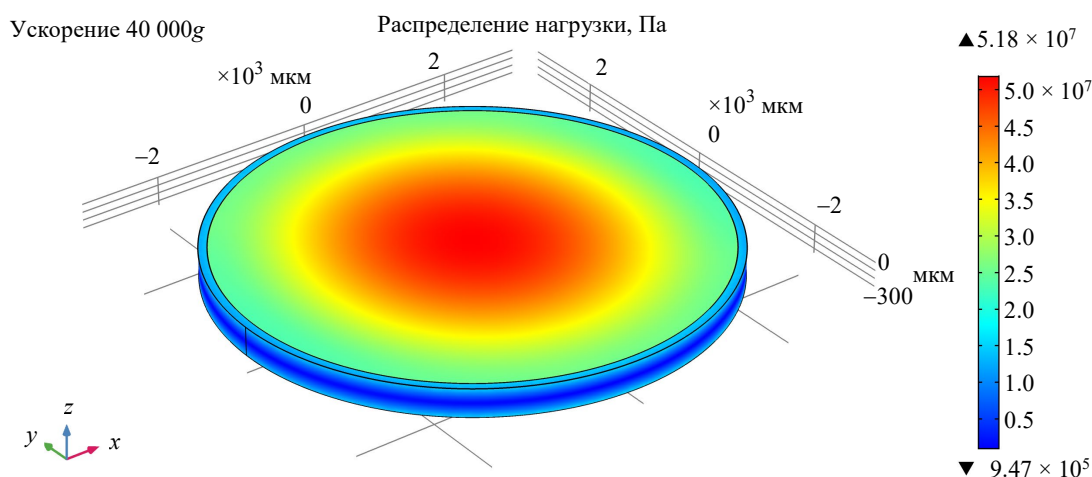


Рис. 6. Распределение нагрузки по консоли для ВШП с внутренним радиусом 2000 мкм

Fig. 6. Load distribution over the console for an interdigital transducer with an inner radius of 2000 μm

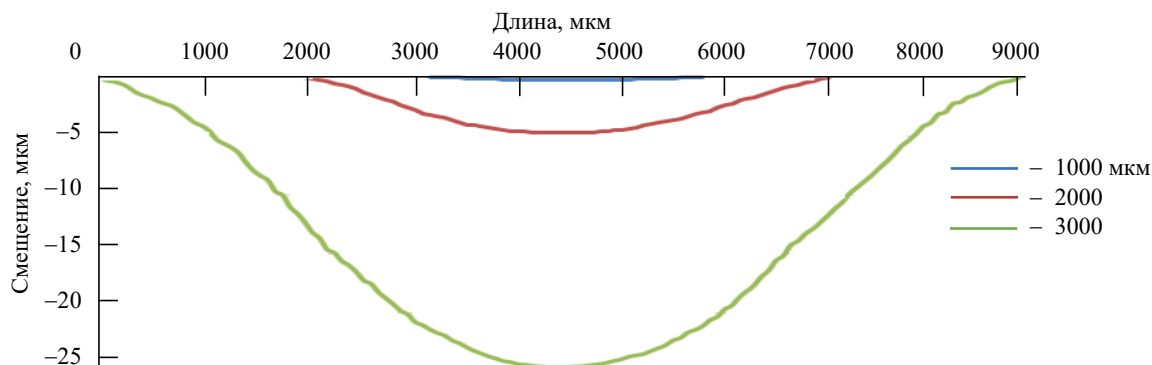


Рис. 7. График распределения нагрузки по диаметральному срезу консоли при ускорении в 40 000g

Fig. 7. Graph of load distribution along the diametrical section of the console at an acceleration of 40 000g

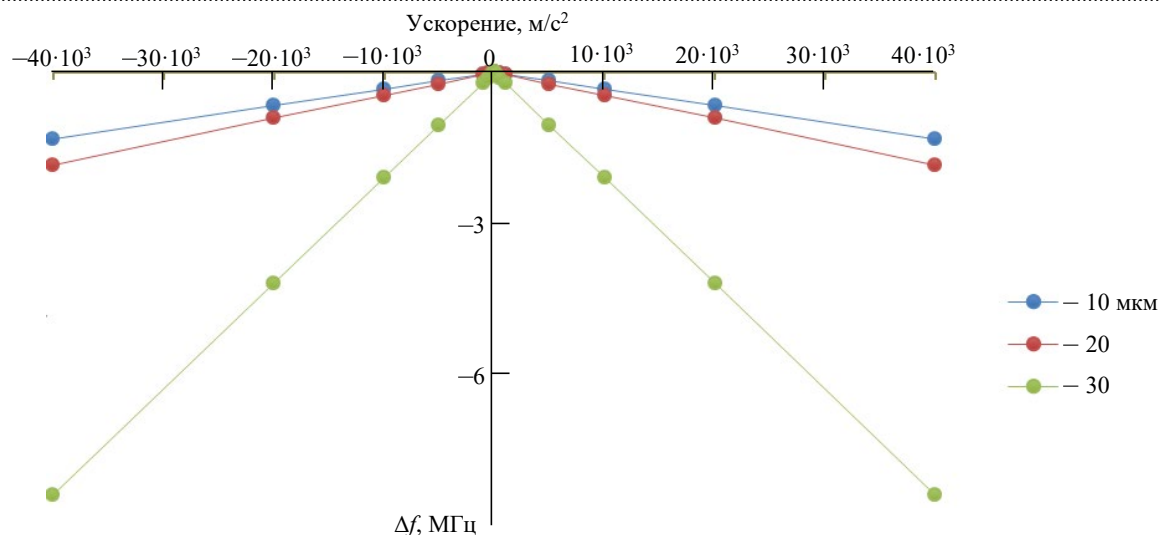


Рис. 8. График зависимости частоты от ускорения

Fig. 8. Graph of frequency alteration under acceleration

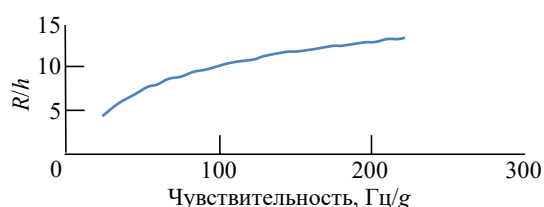


Рис. 9. График зависимости чувствительности от отношения радиуса консоли к ее высоте

Fig. 9. Dependence graph of sensitivity on the ratio of the radius of the console to its height

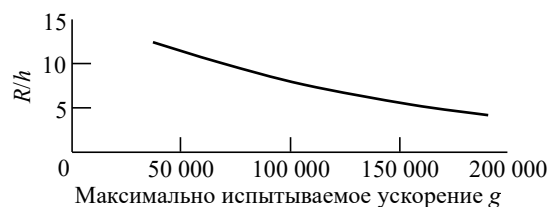


Рис. 10. График зависимости максимального ускорения от отношения радиуса консоли к ее высоте

Fig. 10. Dependence graph of maximum acceleration on the ratio of the radius of the console to its height

рое способна выдержать консоль, зависит от отношения радиуса консоли к ее высоте. Данную зависимость можно также представить в виде графика (рис. 10).

Экспериментальные образцы. Чтобы изготовить экспериментальные образцы, согласно рекомендациям изготовителя внешняя и внутренняя шины ВШП были увеличены в радиусе до 100 мкм для возможности соединения их с контактной площадкой. Для оценки влияния увеличенных шин ВШП на частотные характеристики было проведено дополнительное моделирование. График частотной характеристики

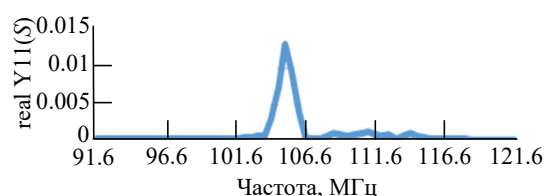


Рис. 11. Реальная составляющая комплексной проводимости для консоли с увеличенными шинами

Fig. 11. Real component of the complex conductivity for the console with enlarged buses

ки для ЧЭ с увеличенными шинами ВШП и внутренним радиусом 2000 мкм представлен на рис. 11.

При сравнении рис. 4 и 11 видно, что увеличение шин мало сказывается на частотной характеристике образца (незначительное увеличение амплитуды пика). Этими изменениями можно пренебречь, поэтому в дальнейшем принимается, что все характеристики моделей и экспериментальных образцов совпадают.

Все экспериментальные образцы выполнены на подложке из среза $YX/128^\circ$ ниобата лития высотой 350 мкм. На рис. 12 представлена фотография экспериментального образца под микроскопом.

На рис. 13 представлен один из образцов кольцевого резонатора с внутренним радиусом ВШП 1000 мкм, а на рис. 14–15 – графики АЧХ для двух экспериментальных образцов ПАВ-резонатора с таким радиусом.

Сравнивая рис. 3 и 14, можно утверждать, что модель, построенная ранее, адекватна, поскольку графики имеют одинаковый вид и ча-

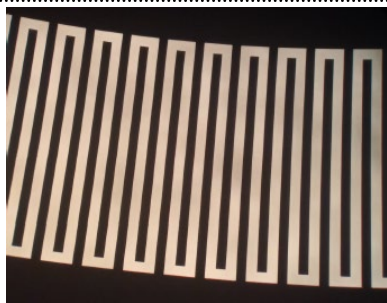


Рис. 12. Структура ВШП под микроскопом в проходящем свете

Fig. 12. Interdigital transducer structure under a microscope in transmitted light

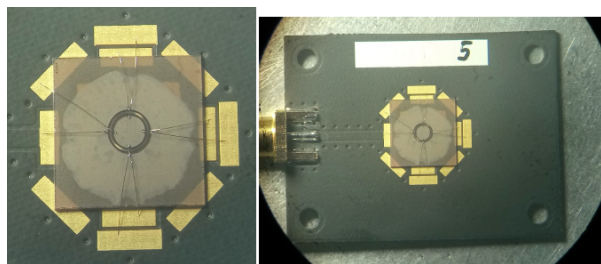


Рис. 13. Образец кольцевого резонатора с внутренним радиусом ВШП 1000 мкм

Fig. 13. A ring resonator sample with an inner radius of the interdigital transducer of 1000 μm

стоты резонанса модели (207.99 МГц) и экспериментального образца (218.17 МГц у образца 1) отличаются менее, чем на 5 %. Образова-

ние второй гармоники в окрестностях частоты резонанса связано с неверным способом закрепления ЧЭ.

Также были изготовлены образцы кольцевого резонатора с внутренним радиусом ВШП в 2000 и 3000 мкм. Полученные данные представлены в табл. 6. Стоит отметить, что расхождение значений резонансных частот, полученных экспериментально и в результате моделирования, может быть вызвано как допущениями, сделанными в процессе моделирования, так и неточностью закрепления ЧЭ на основании.

Вывод. Чувствительность и максимальное выдерживаемое ускорение ЧЭ кольцевого резонатора на ПАВ прямо зависят от отношения радиуса консоли к ее высоте, причем чем выше чувствительность – тем ниже максимальное вы-

Табл. 6. Сравнение частот резонанса моделей и экспериментальных образцов

Tab. 6. Comparison of resonance frequencies of models and experimental samples

Радиус, мкм	Модель	Образец	Расхождение, %
1000	207.99 МГц	218.17 МГц	4.67
2000	104.10 МГц	109.23 МГц	4.69
3000	68.99 МГц	72.88 МГц	5.34

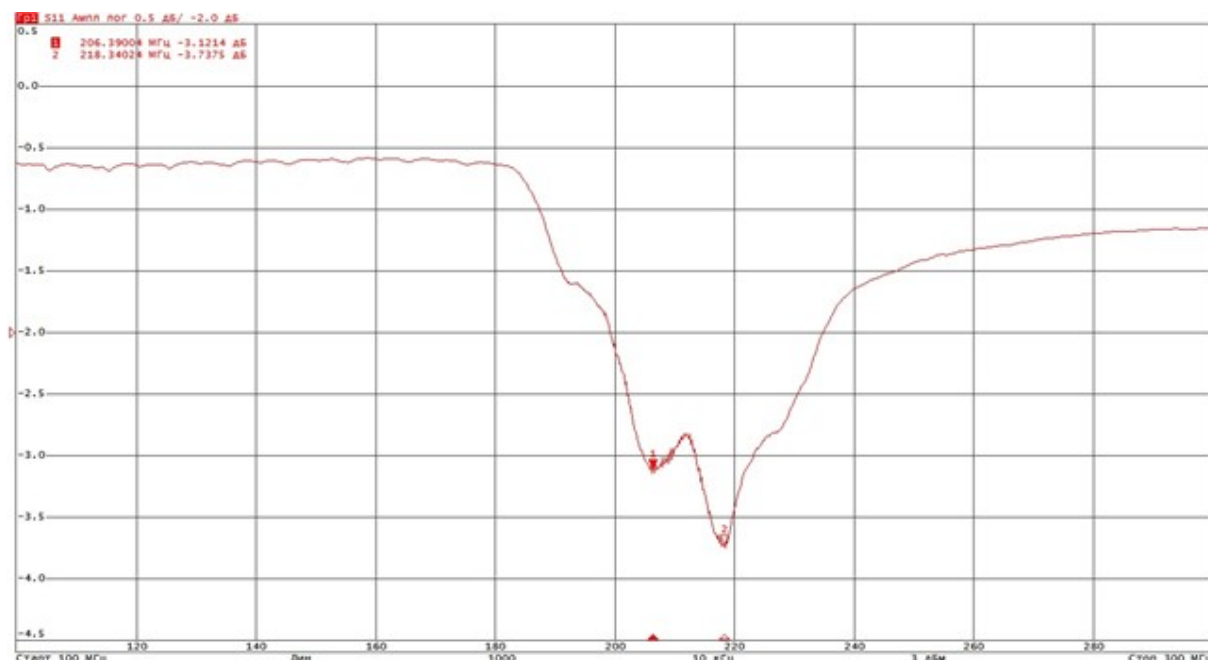


Рис. 14. Амплитудно-частотная характеристика для образца 1 кольцевого резонатора с внутренним радиусом ВШП 1000 мкм

Fig. 14. Frequency response for sample 1 of a ring resonator with an inner radius of the interdigital transducer of 1000 μm

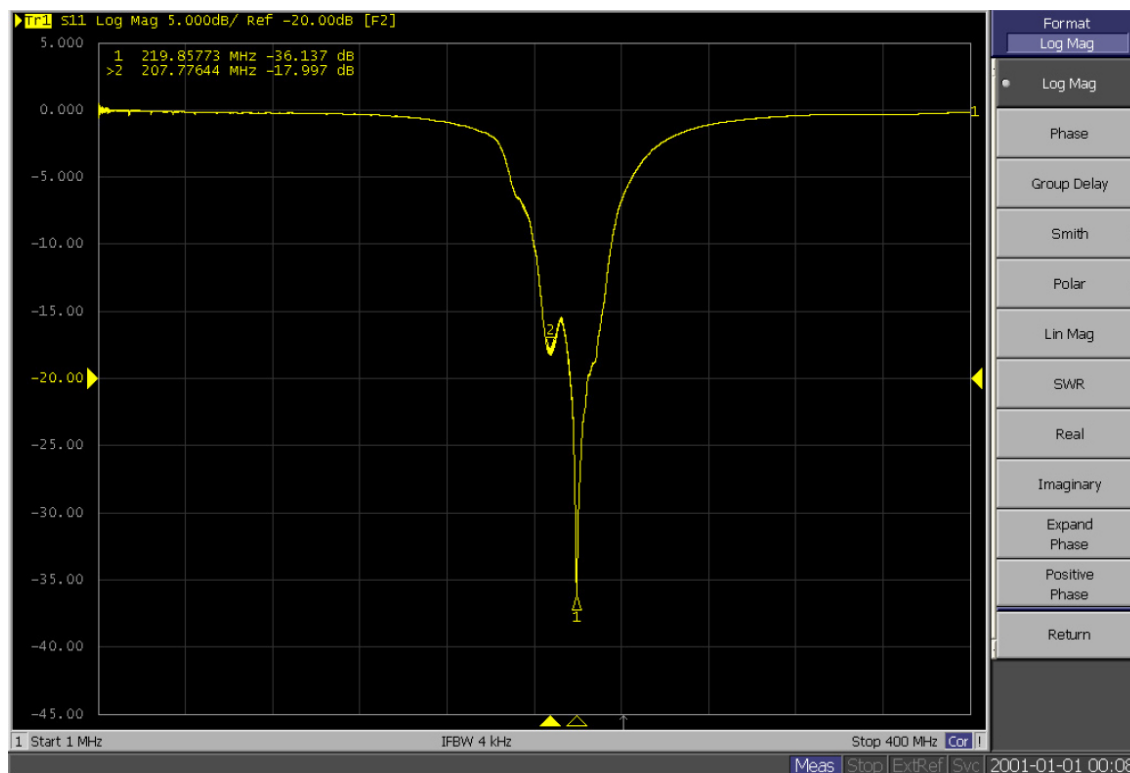


Рис. 15. Амплитудно-частотная характеристика для образца 2 кольцевого резонатора с внутренним радиусом ВПП 1000 мкм со схемой согласования

Fig. 15. Frequency response for sample 2 of a ring resonator with an interdigital transducer inner radius of 1000 μm with a matching circuit

держиваемое ускорение. Для каждого материала данные зависимости уникальны.

Размер шины ВПП слабо влияет на частотные характеристики.

Ранее представленное компьютерное моделирование удалось подтвердить экспериментальными образцами с расхождением частот резонанса менее, чем 5.5 %.

Список литературы

1. Nitride-based materials for flexible MEMS tactile and flow sensors in robotics / C. Abels, V. M. Mastroianni, F. Cuido, T. Dattoma, A. Qualtieri, W. M. Megill, M. De Vittorio, F. Rizzi // *Sensors*. 2017. Vol. 17, № 5. P. 1080. doi: 10.3390/s17051080
2. Shock-induced aluminum nitride based MEMS energy harvester to power a leadless pacemaker / N. Jackson, O. Z. Olszewski, C. O'Murchu, A. Mathewson // *Sensors and Actuators A: Physical*. 2017. Vol. 264. P. 212–218. doi: 10.1016/j.sna.2017.08.005
3. Sheikh S. A., Naidu H. A Novel Robotics and MEMS Artificial Intelligence based Train Safety Device // 2nd Intern. Conf. on Smart Electronics and Communication (ICOSEC). Piscataway: IEEE, 2021. P. 1–5. doi: 10.1109/ICOSEC51865.2021.9591761
4. A multi-source early warning system of MEMS based wireless monitoring for rainfall-induced landslides / Z. Yang, W. Shao, J. Qiao, D. Huang, H. Tian, X. Lei, T. Uchumura // *Applied Sciences*. 2017. Vol. 7, № 12.

P. 1234. doi: 10.3390/app7121234

5. Laser beam scanning based AR-display applying resonant 2D MEMS mirrors / O. Petrak, F. Schwarz, L. Pohl, M. Reher, C. Janicke, J. Przytarski, F. Senger, J. Albers, T. Giese, L. Ratzmann, P. Blicharski, S. Marauska, T. von Wantoch, U. Hofmann // *Optical Architectures for Displays and Sensing in Augmented, Virtual, and Mixed Reality (AR, VR, MR) II*. 2021. Vol. 11765. P. 15–32. doi: 10.1117/12.2579695
6. Invisible experience to real-time assessment in elite tennis athlete training: Sport-specific movement classification based on wearable MEMS sensor data / M. Wu, R. Wang, Ya. Hu, M. Fan, Yu. Wang, Ya. Li, Sh. Wu // *Proc. of the Institution of Mechanical Engineers, Pt P: J. of Sports Engineering and Technology*. 2021. P. 17543371211050312. doi: 10.1177/17543371211050312
7. Сысоева С. Автомобильные акселерометры. Ч. 2: Автомобильные акселерометры – ключевые фигуры систем безопасности и комфорта // *Компо-*

ненты и технологии. 2005. Т. 9. URL: <https://kit-e.ru/sensor/avtomobilnye-akselerometry-chast-2/> (дата обращения 21.08.2022)

8. Apple Watch Series 8 // Apple Inc. URL: <https://www.apple.com/uk/apple-watch-series-8/> (дата обращения 20.09.2022)

9. iPhone 14 Pro and 14 Pro Max – Technical Specifications // Apple Inc. URL: <https://www.apple.com/uk/iphone-14-pro/specs/> (дата обращения 20.09.2022)

10. DualSense wireless controller. The innovative new controller for PS5 // PlayStation. URL: <https://www.playstation.com/en-gb/accessories/dualsense-wireless-controller/> (дата обращения 21.08.2022)

11. Mavic 3 – Характеристики // DJI. URL: <https://www.dji.com/ru/mavic-3/specs> (дата обращения 21.08.2022)

12. Morgan D., Paige E. G. S. Propagation effects and materials // Surface Acoustic Wave Filters. 2nd ed. Oxford: Academic Press, 2007. P. 87–113. doi: 10.1016/B978-0-12-372537-0.X5000-6

13. Доберштейн С. А., Гончаров И. В. Микроакустика: техника ПАВ и ОАВ в АПОИ. Влияние МЭМС-технологий на АПОИ // Радиотехника, Электроника и Связь ("РЭС-2011"), Омск, 05–08 июля 2011 г. / Омский научно-исследовательский ин-т приборостроения. Омск, 2011. С. 403–411.

14. Multi-mode love-wave SAW magnetic-field sensors / Ju. Schmalz, A. Kittmann, Ph. Durdaut, B. Spetzler, F. Faupel, M. Hoft, E. Quandt, M. Gerken // Sensors. 2020. Vol. 20, № 12. P. 3421. doi: 10.3390/s20123421

15. High-temperature SAW resonator sensors: Electrode design specifics / S. A. Zhgoon, A. S. Shvetsov, S. A. Sakharov, O. Elmazria // IEEE transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control. 2018. Vol. 65, № 4. P. 657–664. doi: 10.1109/TUFFC.2018.2797093

16. Advances in SAW-based gas sensors / C. Caliendo, P. Verardi, E. Verona, A. D'amico, C. Di Natale, G. Saggio, M. Serafini, R. Paolesse, S. E. Huq // Smart materials and structures. 1997. Vol. 6, № 6. P. 689. doi: 10.1088/0964-1726/6/6/005

17. Properties of SAW vibration sensors applicable in the field of power engineering / A. A. Merkulov, S. A. Zhgoon, A. S. Shvetsov, N. A. Belyankin // 3rd Intern. Youth Conf. on Radio Electronics, Electrical and Power Engineering (REEPE). Piscataway: IEEE, 2021. P. 1–5. doi: 10.1109/REEPE51337.2021.9388033

18. Physical principles of a piezo accelerometer sensitive to a nearly constant signal / V. Gupalov, A. Kukaev, S. Shevchenko, E. Shalymov // Sensors. 2018. Vol. 18, № 10. P. 3258. doi: 10.3390/s18103258

19. The effect of a rotating medium on bulk acoustic wave polarization: From theoretical considerations to perspective angular motion sensor design / Ya. Durukan, M. Shevchenko, A. Peregudov, E. Popkova, S. Shevchenko // Sensors. 2020. Vol. 20, № 9. P. 2487. doi: 10.3390/s20092487

20. Shevchenko S. Yu., Khivrich M. A., Markelov O. A. Ring-shaped sensitive element design for acceleration measurements: Overcoming the limitations of angular-shaped sensors // Electronics. 2019. Vol. 8, № 2. P. 141. doi: 10.3390/electronics8020141

21. Shevchenko S. Yu., Mikhailenko D. A., Markelov O. A. Comparison of AlN vs. SiO₂/LiNbO₃ membranes as sensitive elements for the SAW-based acceleration measurement: Overcoming the anisotropy effects // Sensors. 2020. Vol. 20, № 2. P. 464. doi: 10.3390/s20020464

22. Shevchenko S. Yu., Mikhailenko D. A. Topological Optimization of Circular SAW Resonators: Overcoming the Discreteness Effects // Sensors. 2022. Vol. 22, № 3. P. 1172. doi: 10.3390/s22031172

Информация об авторах

Шевченко Сергей Юрьевич – кандидат технических наук (2007), доцент (2013) кафедры лазерных измерительных и навигационных систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 80 научных публикаций. Сфера научных интересов – микросенсоры навигационных систем.

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

E-mail: syshevchenko@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0002-4047-7757>

Михайленко Денис Андреевич – аспирант кафедры лазерных измерительных и навигационных систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 6 научных работ. Сфера научных интересов – микромеханические системы навигации и компьютерное моделирование физических процессов.

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

E-mail: kratosloaded@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0001-8274-1475>

References

1. Abels C., Mastronardi V. M., Cuido F., Datto-ma T., Qualtieri A., McGill W. M., De Vittorio M., Rizzi F. Nitride-Based Materials for Flexible MEMS Tactile and Flow Sensors in Robotics. *Sensors*. 2017, vol. 17, no. 5, p. 1080. doi: 10.3390/s17051080
2. Jackson N., Olszewski O. Z., O'Murchu C., Mathewson A. Shock-Induced Aluminum Nitride Based MEMS Energy Harvester to Power a Leadless Pacemaker. *Sensors and Actuators A: Physical*. 2017, vol. 264, pp. 212–218. doi: 10.1016/j.sna.2017.08.005
3. Sheikh S. A., Naidu H. A Novel Robotics and MEMS Artificial Intelligence based Train Safety Device // 2nd Intern. Conf. on Smart Electronics and Communication (ICOSEC). Piscataway, IEEE, 2021, pp. 1–5. doi: 10.1109/ICOSEC51865.2021.9591761
4. Yang Z., Shao W., Qiao J., Huang D., Tian H., Lei X., Uchumura T. A Multi-Source Early Warning System of MEMS Based Wireless Monitoring for Rainfall-Induced Landslides. *Applied Sciences*. 2017, vol. 7, no. 12, p. 1234. doi: 10.3390/app7121234
5. Petrak O., Schwarz F., Pohl L., Reher M., Janicke C., Przytarski J., Senger F., Albers J., Giese T., Ratzmann L., Blicharski P., Marauska S., von Wantoch T., Hofmann U. Laser Beam Scanning Based AR-Display Applying Resonant 2D MEMS Mirrors. *Optical Architectures for Displays and Sensing in Augmented, Virtual, and Mixed Reality (AR, VR, MR) II*. 2021, vol. 11765, pp. 15–32. doi: 10.1117/12.2579695
6. Wu M., Wang R., Hu Ya., Fan M., Wang Yu., Li Ya., Wu Sh. Invisible Experience to Real-Time Assessment in Elite Tennis Athlete Training: Sport-Specific Movement Classification Based on Wearable MEMS Sensor Data. *Proc. of the Institution of Mechanical Engineers, Part P: J. of Sports Engineering and Technology*. 2021, p. 17543371211050312. doi: 10.1177/17543371211050312
7. Sysoeva S. Automotive Accelerometers. Part 2. Automotive Accelerometers – Key Figures in Safety and Comfort Systems. Components and Technologies. 2005, vol. 9. Available at: <https://kit-e.ru/sensor/avtomobilnye-akselerometry-chast-2/> (accessed 21.08.2022) (In Russ.).
8. Apple Watch Series 8. Apple Inc. Available at: <https://www.apple.com/uk/apple-watch-series-8/> (accessed 20.09.2022)
9. iPhone 14 Pro and 14 Pro Max – Technical Specifications. Apple Inc. Available at: <https://www.apple.com/uk/iphone-14-pro/specs/> (accessed 20.09.2022)
10. DualSense Wireless Controller. The Innovative New Controller for PS5. PlayStation. Available at: <https://www.playstation.com/en-gb/accessories/dualsense-wireless-controller/> (accessed 21.08.2022)
11. Mavic 3 – Specs. DJI. Available at: <https://www.dji.com/mavic-3/specs> (accessed 21.08.2022)
12. Morgan D., Paige E. G. S. Propagation Effects and Materials. *Surface Acoustic Wave Filters*. 2nd ed. Oxford, Academic Press, 2007, pp. 87–113. doi: 10.1016/B978-0-12-372537-0.X5000-6
13. Dobershtein S. A., Goncharov I. V. *Mikroakustika: tekhnika PAV i OAV v APOI. Vliyaniye MEMS-tekhnologiy na APOI* [Microacoustics: SAW and BAW Techniques in APOI. Influence of MEMS-Technologies on APOI]. *Radiotekhnika, Elektronika i Svyaz' ("REiS-2011")*. Omsk, 05–08 July 2011. Omsk Research Institute of Instrument Engineering, 2011, pp. 403–411. (In Russ.)
14. Schmalz Ju., Kittmann A., Durdaut Ph., Spetzler B., Faupel F., Hoft M., Quandt E., Gerken M. Multi-mode Love-Wave SAW Magnetic-Field Sensors. *Sensors*. 2020, vol. 20, no. 12, p. 3421. doi: 10.3390/s20123421
15. Zhgoon S. A., Shvetsov A. S., Sakharov S. A., Elmazria O. High-Temperature SAW Resonator Sensors: Electrode Design Specifics. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*. 2018, vol. 65, no. 4, pp. 657–664. doi: 10.1109/TUFFC.2018.2797093
16. Caliendo C., Verardi P., Verona E., D'amico A., Di Natale C., Saggio G., Serafini M., Paolesse R., Huq S. E. Advances in SAW-Based Gas Sensors. *Smart Materials and Structures*. 1997, vol. 6, no. 6, p. 689. doi: 10.1088/0964-1726/6/6/005
17. Merkulov A. A., Zhgoon S. A., Shvetsov A. S., Belyankin N. A. Properties of SAW Vibration Sensors Applicable in the Field of Power Engineering. 3rd Intern. Youth Conf. on Radio Electronics, Electrical and Power Engineering (REEPE). Piscataway, IEEE, 2021, pp. 1–5. doi: 10.1109/REEPE51337.2021.9388033
18. Gupalov V., Kukaev A., Shevchenko S., Shalymov E. Physical Principles of a Piezo Accelerometer Sensitive to a Nearly Constant Signal. *Sensors*. 2018, vol. 18, no. 10, p. 3258. doi: 10.3390/s18103258
19. Durukan Ya., Shevchenko M., Peregodov A., Popkova E., Shevchenko S. The Effect of a Rotating Medium on Bulk Acoustic Wave Polarization: From Theoretical Considerations to Perspective Angular Motion Sensor Design. *Sensors*. 2020, vol. 20, no. 9, p. 2487. doi: 10.3390/s20092487
20. Shevchenko S. Yu., Khivrich M. A., Markelov O. A. Ring-Shaped Sensitive Element Design for Acceleration Measurements: Overcoming the Limitations of Angular-Shaped Sensors. *Electronics*. 2019, vol. 8, no. 2, p. 141. doi: 10.3390/electronics8020141
21. Shevchenko S. Yu., Mikhailenko D. A., Markelov O. A. Comparison of AlN vs. SiO₂/LiNbO₃ Membranes as Sensitive Elements for the SAW-Based Acceleration Measurement: Overcoming the Anisotropy Effects. *Sensors*. 2020, vol. 20, no. 2, p. 464. doi: 10.3390/s20020464
22. Shevchenko S. Yu., Mikhailenko D. A. Topological Optimization of Circular SAW Resonators: Overcoming the Discreteness Effects. *Sensors*. 2022, vol. 22, no. 3, p. 1172. doi: 10.3390/s22031172

Information about the authors

Sergey Yu. Shevchenko, Cand. Sci. (2007), Associate Professor (2013) at the Department of Laser Measurement and Navigation Systems of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of more than 80 scientific publications. Area of expertise: microsensors of navigation systems.

Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia

E-mail: syshevchenko@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0002-4047-7757>

Denis A. Mikhailenko, Postgraduate student of the Department of Laser Measurement and Navigation Systems of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 6 scientific publications. Area of expertise: micromechanical navigation systems and computer simulation of physical processes.

Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia

E-mail: kratosloaded@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0001-8274-1475>

Метод подавления случайных шумов инерциальных датчиков на основе комплексирования AR-модели и адаптивного фильтра Калмана типа SRUKF при начальной выставке БИНС на неподвижном основании

Нгуен Чонг Иен¹✉, Нгуен Куок Хань¹, Нгуен Ван Хой²

¹ Вьетнамский государственный технический университет имени Ле Куи Дона, Ханой, Вьетнам

² Академия наук и технологий, Ханой, Вьетнам

✉ trongyen@lqdtu.edu.vn

Аннотация

Введение. В режиме гироскопирования начальный угол курса бесплатформенной инерциальной навигационной системы (БИНС) определяется на основе данных акселерометров и гироскопов, измеряющих проекции вектора гравитационного ускорения и вектора угловой скорости вращения Земли на оси связанной системы координат в начальном неподвижном режиме работы БИНС. Из-за неизбежного наличия неустойчивости смещения нуля и случайных шумов в сигналах акселерометров и гироскопов требуется длительное время для получения достаточного объема данных датчиков, чтобы достичь требуемой точности определения полезных измеряемых значений методом усреднения. Поэтому, чтобы сократить время режима гироскопирования, необходимо использовать методы обработки данных для снижения неустойчивости смещения нуля и случайных шумов в полученных от инерциальных датчиков БИНС сигналах.

Цель работы. Разработка метода подавления случайных шумов и уменьшения неустойчивости смещения нуля в сигналах инерциальных датчиков, благодаря чему сокращается время режима гироскопирования БИНС при обеспечении требуемой точности определения ее начального угла курса.

Материалы и методы. Используется модель авторегрессии (англ. autoregressive – AR) для построения математической модели случайных шумов в сигналах датчиков, затем эти шумы фильтруются путем использования фильтра Калмана типа SKURF (англ. Square-Root Unscented Kalman Filter) с применением Sage-окна (англ. Sage window Square-Root Unscented Kalman Filter – SW-SRUKF).

Результаты. Математическая модель случайных шумов инерциальных датчиков в неподвижном режиме. Алгоритм подавления случайных шумов. Результаты обработки реальных данных в виде рисунков и таблиц для апробации эффективности предложенного метода.

Заключение. Предлагается метод шумоподавления для снижения неустойчивости смещения нуля и случайных шумов акселерометров и гироскопов БИНС путем комплексирования AR-модели и SW-SRUKF. Корректность и эффективность предложенного метода подтверждена результатами обработки реальных данных с инерциальных датчиков. Полученные результаты значимы для сокращения времени начальной выставки БИНС в режиме гироскопирования.

Ключевые слова: инерциальный датчик, случайный шум, фильтр Калмана типа SRUKF, Sage-окно, интегрированная модель авторегрессии – скользящего среднего, начальная выставка

Для цитирования: Нгуен Чонг Иен, Нгуен Куок Хань, Нгуен Ван Хой. Метод подавления случайных шумов инерциальных датчиков на основе комплексирования AR-модели и адаптивного фильтра Калмана типа SRUKF при начальной выставке БИНС на неподвижном основании // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2023. Т. 26, № 2. С. 101–119. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-2-101-119

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 03.02.2023; принята к публикации после рецензирования 24.03.2023; опубликована онлайн 28.04.2023



Random Noise Suppression Method for Inertial Sensors Based on Complexing an AR Model and Adaptive SRUKF Kalman Filter under the PINS Alignment on a Stationary Platform

Nguyen Trong Yen¹✉, Nguyen Quoc Khanh¹, Nguyen Van Khoi²

¹ Le Quy Don Technical University, Hanoi, Vietnam

² Academy of Science and Technology, Hanoi, Vietnam

✉ trongyen@lqdtu.edu.vn

Abstract

Introduction. In the gyrocompassing mode, the initial heading angle of a platformless inertial navigation system (PINS) is determined based on the data obtained from accelerometers and gyroscopes that measure the projections of the gravitational acceleration vector and the Earth's angular velocity vector on the axes of the body coordinates system in the PINS initial stationary mode. Due to unavoidable circumstances, such as bias instability and random noise in the accelerometer and gyroscope signals, much time is required to obtain the sufficient amount of sensor data for achieving the necessary accuracy of useful measurement values by the averaging method. In this context, in order to reduce the time of the gyrocompassing mode, data processing methods should be used to eliminate the bias instability and random noise in the signals received from PINS inertial sensors.

Aim. To develop a method for suppressing random noise and reducing bias instability in the signals of inertial sensors, thereby reducing the time of the gyrocompassing mode of PINS and providing for the required accuracy of its initial heading angle determination.

Materials and methods. An autoregressive (AR) model was used to simulate random noise in the measured sensor signals followed by its filtering using a Sage-window square-root unscented Kalman filter (SW-SRUKF).

Results. A mathematical model describing random noise in the PINS inertial sensors in the stationary mode was derived. A methodology for suppressing random noise was proposed. The effectiveness of the proposed method was tested on actual data, with the results presented in the form of figures and tables.

Conclusion. A method for eliminating the bias instability and random noise of PINS accelerometers and gyroscopes was proposed based on AR model and SW-SRUKF. The accuracy and effectiveness of the proposed method was confirmed by processing actual inertial sensor data. The results obtained are significant for reducing the initial alignment time of a PINS in the gyrocompassing mode.

Keywords: inertial sensor, random noise, square-root unscented Kalman filter, Sage window, autoregressive integrated moving average model, initial alignment

For citation: Nguyen Trong Yen, Nguyen Quoc Khanh, Nguyen Van Khoi. Random Noise Suppression Method for Inertial Sensors Based on Complexing an AR Model and Adaptive SRUKF Kalman Filter under the PINS Alignment on a Stationary Platform. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2023, vol. 26, no. 2, pp. 101–119. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-2-101-119

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

Submitted 03.02.2023; accepted 24.03.2023; published online 28.04.2023

Введение. Для запуска бесплатформенной инерциальной навигационной системы (БИНС) необходимо ввести начальные значения координат местоположения объекта, его скорости и параметров ориентации. Начальная выставка (НВ) является процессом определения углового положения объекта относительно географической системы координат в период подготовки БИНС к запуску. НВ может быть как автономной, так и с привлечением информации от других навига-

онных систем (магнитометров, систем спутниковой навигации). При автономном способе НВ происходит на неподвижном относительно Земли объекте, при этом входной измерительной информацией являются ускорение силы тяжести для акселерометров и угловая скорость суточного вращения Земли для гироскопов (датчиков угловой скорости) [1, 2].

Точность навигации и ориентации БИНС зависит от многих факторов, в том числе игра-

ет важную роль и точность НВ. Для повышения точности НВ часто применяются методы калибровки инерциальных датчиков, таких как акселерометры и оптические гироскопы – ОГ (лазерные гироскопы – ЛГ, волоконно-оптические гироскопы – ВОГ). Благодаря этому обеспечивается низкий уровень систематических ошибок датчиков (смещения нулей, масштабные коэффициенты, неортогональности измерительных осей датчиков). Однако в сигналах любых инерциальных датчиков всегда присутствуют низкочастотные и высокочастотные составляющие, представляющие собой нестабильность смещения нулей, окрашенные и белые шумы. Эти шумы обуславливаются изменчивыми условиями измерения (температура, влажность, электромагнитное поле, электронные шумы, а также воздействие, вызванное перезапуском датчиков). По этой причине требуется длительное время для получения достаточного объема данных от гироскопов и акселерометров, чтобы достигнуть требуемой точности определения полезных измеряемых значений методом усреднения. В результате чего увеличивается время НВ, что снижает пригодность использования БИНС в некоторых случаях, когда требуется быстрый запуск.

Основную часть времени НВ занимает процесс определения начального угла курса объекта, следовательно, именно его ускорение является ключевым. Определение угла курса при автономном способе на основе данных, получаемых из акселерометров и гироскопов, измеряющих проекции вектора гравитационного ускорения и вектора скорости вращения Земли на оси связанной системы координат, в начальном неподвижном режиме работы БИНС составляет суть режима гирокомпасирования. Угол курса БИНС при выставке определяется следующей формулой [2]:

$$\psi_0 = \arccos \frac{\omega_x - U \sin \theta_0 \sin \varphi}{U \cos \theta_0 \cos \varphi}, \quad (1)$$

где ω_x – выходной сигнал гироскопа по оси x , измеряющий проекцию вектора угловой скорости вращения Земли на продольную ось БИНС; U – угловая скорость вращения Земли; φ – широта местоположения БИНС при запуске; θ_0 – угол тангажа БИНС, при этом

$$\theta_0 = \arcsin \frac{a_x}{g}, \quad (2)$$

где a_x – выходной сигнал акселерометра по оси x , измеряющий проекцию вектора ускорения силы тяжести на продольную ось БИНС; g – ускорение силы тяжести.

Из (1) и (2) видно, что угол курса зависит только от ω_x и a_x , так как U и g – константы.

Объектом данной работы является бесплатформенная инерциальная навигационная система БИНС-2М [22], произведенная компанией НПК "Электрооптика". В ней установлены кварцевые акселерометры и лазерные гироскопы. Согласно спецификациям, опубликованным производителем, время НВ в режиме гирокомпасирования составляет 9 мин с погрешностью определения начального угла курса 20'. В данной работе была поставлена задача сокращения времени НВ гирокомпасированием, с обеспечением указанной производителем погрешности определения начального угла курса. При проведении начальной выставки БИНС гирокомпасированием, ядром которой являются ОГ и акселерометры, важным фактором, влияющим на точность выставки, является их случайный дрейф. Следовательно, моделирование и фильтрация случайных шумов являются критической задачей для повышения точности БИНС.

В последнем десятилетии были опубликованы разные модели и методы компенсации случайного дрейфа инерциальных датчиков. В [3] представлен обзор применяемых алгоритмов снижения случайных шумов МЭМС инерциальных датчиков, в котором они были обобщены и распределены на 7 основных групп: простые алгоритмы фильтрации; калмановские алгоритмы; алгоритмы, основанные на вейвлетах; алгоритмы слияния датчиков; машинное обучение; глубокое обучение и адаптивные алгоритмы. Результаты обзора литературы показывают, что сигнал ОГ нелинеен и очень чувствителен к внешним воздействиям, поэтому метод использования адаптивного фильтра Калмана (АФК) является наиболее популярным и эффективным.

Существует множество различных типов адаптивных фильтров Калмана, но в целом все

они имеют общую структуру и схему реализации, отличаясь только параметрами, подлежащими настройке, и алгоритмами оптимизации параметров коэффициента адаптации. Процесс построения алгоритмов фильтрации случайных шумов ОГ на основе АФК состоит из двух основных этапов: первый этап заключается в построении математической модели, описывающей характеристики сигнала гироскопа; на втором этапе выполняется фильтрация случайного шума гироскопа с помощью АФК, при этом уравнения состояния фильтра берутся из математической модели, построенной на первом этапе (рис. 1).

Для моделирования выходного сигнала инерциальных датчиков используются несколько методов, таких как авторегрессионное интегрированное скользящее среднее (Autoregressive Integrated Moving Average – ARIMA), авторегрессия (Auto Regressive – AR), скользящее среднее (Moving Average – MA) и авторегрессионное скользящее среднее (Autoregressive-Moving-Average – ARMA) [4–9]. Кроме того, с развитием технологии машинного обучения опорная векторная регрессия (Support Vector Regression – SVR) также нашла использование для моделирования выходных данных гироскопа [12]. Однако сигнал оптического гироскопа очень чувствителен к внешним воздействиям, поэтому в реальном времени изменяется характеристика входных данных для изученной модели SVR, что приводит к искажению на ее выходе. Следовательно, на практике модель SVR будет иметь ограниченную эффективность для моделирования ОГ.

Для простоты восприятия адаптивные фильтры Калмана понимаются как комбинация фильтров Калмана, таких как оптимальный фильтр Калмана (Optimal Kalman Filter – OKF), расширенный фильтр Калмана (Extended Kalman Filter – EKF), "ансцентный" фильтр Калмана (Unscented Kalman Filter – UKF) и другие, с алгоритмами адаптивных вычислений для правильной оценки характеристик шумов (Q_k, R_k), а также матрицы ковариаций ошибок P_k в реальном времени. В [2–8, 13] были представлены методы адаптивной фильтрации Калмана в сочетании с моделями AR, ARMA для уменьшения случайного шума инерциальных датчиков. Однако в большинстве этих исследований были сделаны предположения, что шум измеряемого сигнала является белым. Из-за воздействия различных факторов случайный шум реальных данных инерциальных датчиков представляет собой комбинацию окрашенных и белых шумов. Поэтому неучитывание окрашенных шумов в модели случайных шумов датчика вызывает ошибку фильтра Калмана. В [9] предлагается метод шумоподавления сигнала БОГ с использованием адаптивного Sage-Husa фильтра Калмана (Sage-Husa Kalman Filter – SHKF), в котором автор учитывал ненулевое математическое ожидание значений шума БОГ. Однако в данной работе не оценили значение угловой скорости вращения Земли в выходных сигналах датчиков. Для задачи начальной выставки в режиме гирокомпасирования важным требованием является обеспечение

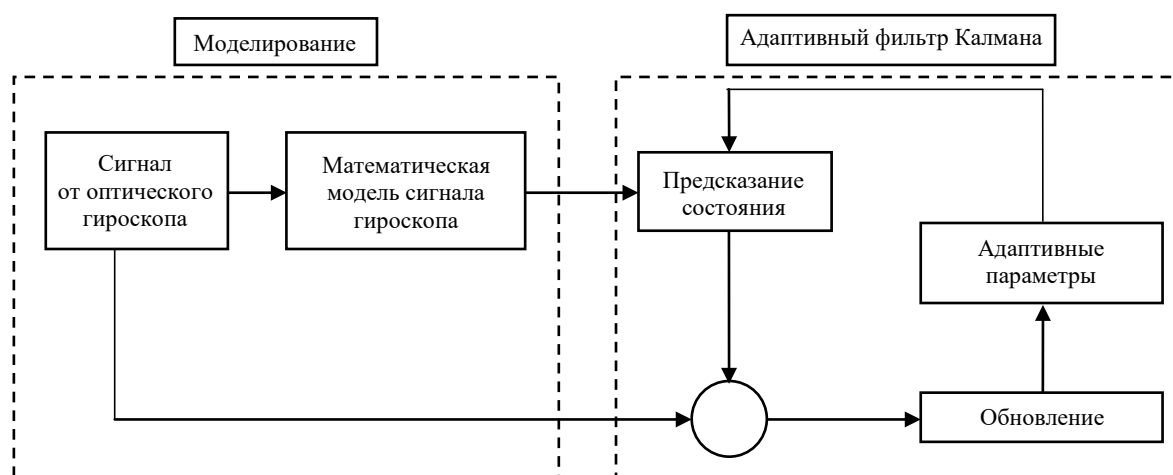


Рис. 1. Структурная схема алгоритма подавления случайных шумов ОГ

Fig. 1. Block scheme of the random noise suppression algorithm

точности среднего значения полезного сигнала (угловая скорость Земли) после подавления случайных шумов.

В целом алгоритм фильтра Калмана оценивает среднее и ковариацию системы, используя обновление времени и измерений. Если система линейна, то они могут быть точно оценены с помощью ОКФ. Если система нелинейна, то их можно приблизительно оценить с помощью ЕКФ. В случае ЕКФ состояние системы аппроксимируется приближением Тейлора первого порядка путем вычисления матрицы Якоби. Хотя этот метод может быть применен для подавления шума в нелинейной системе, тем не менее он обеспечивает приближение первого порядка к оптимальным условиям. Эта аппроксимация состояния вносит большую ошибку. Для преодоления этого недостатка был предложен UKF [10]. В UKF оценка распределений распространяется через нелинейное, так называемое ансцентное преобразование (АП). АП используется для преобразования выборочных точек с заданным математическим ожиданием (МО) и ковариацией через ансцентное преобразование. Преобразованные МО и ковариации извлекаются из преобразованных точек, известных как сигма-точки. Недостатком UKF является то, что преобразование требует трудоемкого вычисления $2L + 1$ сигма-точек (L – количество состояний фильтра). Кроме того, в UKF сигма-точки определяются через факторизацию Холецкого матрицы ковариации состояния P , при этом требуется чтобы матрица удовлетворяла условию: была положительно определенной. В теории матрица P всегда является неотрицательно определенной, но в дискретных нелинейных системах из-за внешних случайных шумов в обрабатываемых сигналах и ошибок компьютерного округления на практике часто возникают случаи, когда матрица P не обеспечивается условиями факторизации Холецкого, тогда система будет расходиться.

Для устранения недостатков UKF был предложен квадратно-корневой ансцентный фильтр Калмана (Square-Root Unscented Kalman Filter – SRUKF) [18, 19]. Фильтр SRUKF в основном подобен фильтру UKF, но вместо обновления матрицы P при реализации SRUKF будет прямо обновляться ее квадратный

корень S ($P = SS^T$), избегая необходимости рефакторизации на каждом временном шаге. Исходя из этого в данной статье предлагается новый метод подавления случайных окрашенных шумов инерциальных датчиков на основе SRUKF в сочетании с использованием скользящего Sage-окна (SW-SRUKF) [14–16], который дает возможность снижения нестабильности сдвига нуля, интенсивности белого шума, обеспечивая требуемую точность осреднения.

Методы.

1. Идентификация составляющей и построение математической модели случайных шумов гироскопа и акселерометра. В общем случае в выходные сигналы инерциальных датчиков входят шумы, представляющие сумму следующих независимых составляющих (рис. 2):

$$\delta\omega = \omega_b + \omega_r + \varepsilon,$$

где ω_b – случайная систематическая составляющая смещения нуля; ω_r – случайная составляющая смещения нуля (дрейф смещения нуля), задаваемая случайным процессом с заданными свойствами; ε – высокочастотная (белая шумная) составляющая.

Систематическая составляющая смещения нуля ω_b при постоянных внешних условиях является случайной константой, включающей в себя погрешность определения смещения нуля и изменение среднего значения от пуска к пуску.

Случайная составляющая смещения нуля ω_r передает изменчивость смещения нуля в пуске.

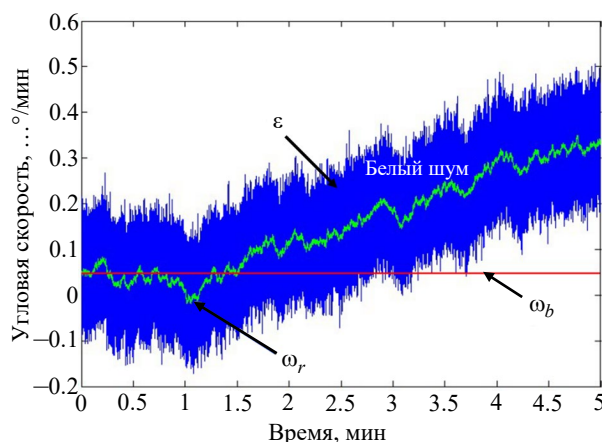


Рис. 2. Пример вида погрешности реального оптического гироскопа по времени

Fig. 2. An example of the error type of an actual optical gyroscope in time

Эти составляющие называются окрашенными шумами. Для их описания в инерциальных датчиках часто применяются марковские процессы, такие как винеровский процесс, экспоненциально-коррелированный процесс первого порядка, либо немарковские, такие как фликкер-шум.

Белый шум (ϵ) – центрированная случайная последовательность, значения которой в различные моменты времени не коррелированы между собой, а его спектральная плотность постоянна на всех частотах. Белый шум характеризуется интенсивностью q .

В рамках данной статьи уделяется внимание разработке метода идентификации и подавления двух составляющих: случайной составляющей смещения нуля ω_r и белого шума ϵ , в результате чего снижается нестабильность смещения нуля выходных сигналов датчиков, обеспечивая требуемую точность осреднения, что будет сокращать время начальной выставки БИНС.

Сигнал инерциального датчика представляет собой временной ряд. В литературе представлено несколько методов идентификации стохастических ошибок во временной и частотной областях. Среди них метод вариации Аллана (AV) является популярным методом во временной области. На основе спецификаций стандарта IEEE стохастические ошибки могут быть охарактеризованы как большие ошибки (низкие частоты) и малые ошибки (высокие частоты). В основе метода AV лежит представление среднеквадратичного отклонения случайного дрейфа гироскопа $\sigma(\tau)$ в зависимости от времени усреднения τ .

Кроме вариации Аллана часто используется спектральная плотность, чтобы идентифицировать составляющие модели выходных сигналов. Спектральное представление стационарных случайных процессов основывается на преобразовании Фурье от корреляционной функции:

$$S(\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} K(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau,$$

где $K(\tau)$ – корреляционная функция.

Построение математической модели случайных шумов гироскопа и акселерометра.

В настоящее время существует множество методов и стандартов для определения структуры моделей ARMA [11], таких как автокорреляционная (ACF) и частичная автокорреляционная (PACF) функции; информационный критерий Акаике (Akaike Information Criterion – AIC); байесовский информационный критерий (Bayesian Information Criterion – BIC). Благодаря своей простоте и интуитивной ясности по сравнению с остальными методами, методы ACF и PACF были выбраны для построения математических моделей случайных шумов гироскопа и акселерометра в данной статье. Тип модели ARMA и их порядок определяются на основе анализа графиков ACF и PACF по следующим признакам: если PACF показывает резкий скачок и автокорреляция с запаздыванием 1 (на 0.005 с при частоте опроса датчика 200 Гц) положительна, в то время как ACF затухает медленнее (т. е. имеет значительные всплески при более высоких задержках), это означает, что стационарные ряды соответствуют "признаку AR"; если ACF разностного ряда показывает резкий скачок и/или автокорреляция с запаздыванием 1 отрицательна, это означает "признак MA". Запаздывание, при котором ACF обрывается, равно указанному порядку модели MA [17]. Критерии выбора модели ARMA по графикам ACF и PACF изложены в табл. 1.

На рис. 3 и 4 представлены графики нормированной автокорреляционной и частичной автокорреляционной функций сигнала гироскопа и акселерометра, определенных для БИНС-2М.

Из рис. 3 и 4 видно, что ACF разностного ряда сигналов гироскопа и акселерометра показывают резкое отсечение при 1-м шаге запаздывания с отрицательными значениями, а PACF затухают медленнее к нулевым порогам. Исходя из этого модель MA порядка 1 (MA(1)) является подходящим вариантом для сигналов гироскопа и акселерометра.

Табл. 1. Критерии выбора модели ARMA по ACF и PACF графикам

Tab. 1. ARMA model selection criteria by ACF and PACF charts

График ACF	График PACF	Модель и порядок
Затухание	Резкое отсечение	AR(p)
Резкое отсечение	Затухание	MA(q)
Затухание	Затухание	ARMA(p, q)

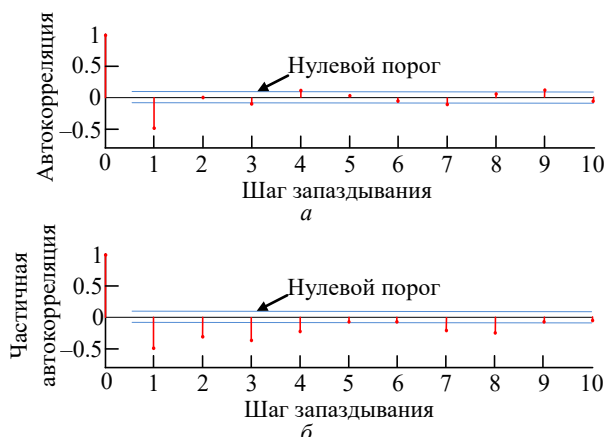


Рис. 3. График автокорреляционной (а) и частичной (б) корреляционной функций сигнала гироскопа

Fig. 3. Autocorrelation (a) and partial (b) correlation function of the gyroscope signal

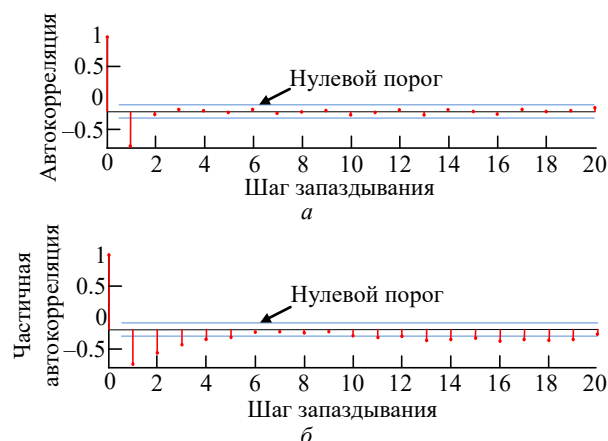


Рис. 4. График автокорреляционной (а) и частичной (б) корреляционной функций сигнала акселерометра

Fig. 4. Autocorrelation (a) and partial (b) correlation function of the accelerometer signal

Модель MA(1) имеет следующий вид:

$$y_k = \mu_k + \varepsilon_k + \theta_1 \varepsilon_{k-1}, \quad (3)$$

где y_k – измеряемое значение на выходе датчика в момент k ; μ_k – константа, которая пропорциональна среднему значению полезного сигнала; ε_k и ε_{k-1} – белые шумы в моментах $k, k-1$ соответственно; θ_1 – коэффициент модели MA(1).

С помощью лагового оператора данную модель можно переписать следующим образом:

$$y_k = \mu_k + (1 + \theta_1 L) \varepsilon_k, \quad (4)$$

где L – лаговый оператор, который определяется [17] выражением

$$L^n \varepsilon_k = \varepsilon_{k-n}. \quad (5)$$

Отметим, что в правую часть (3) входит сумма двух составляющих белого шума (в моментах $k, k-1$). Это означает нелинейность системы. Для линеаризации системы, так чтобы можно было использовать математическую модель описания сигнала гироскопа или акселерометра для подавления случайных шумов на основе фильтра Калмана, было выполнено преобразование модели MA(1) в линейную модель AR бесконечного порядка AR(∞). Алгоритм преобразования модели MA(1) в модель AR(∞) заключается в следующем.

Умножив обе части (4) на фактор $(1 + \theta_1 L)^{-1}$, получим:

$$(1 + \theta_1 L)^{-1} y_k = (1 + \theta_1 L)^{-1} [\mu_k + (1 + \theta_1 L) \varepsilon_k].$$

Это эквивалентно:

$$(1 + \theta_1 L)^{-1} y_k = (1 + \theta_1 L)^{-1} \mu_k + \varepsilon_k. \quad (6)$$

Известно математическое равенство для всех реальных чисел ($|x| < 1$):

$$(1 + x)^{-1} = 1 - x + x^2 - x^3 \dots + (-1)^n x^n,$$

при этом n – целое число $n \rightarrow \infty$.

Заменив x на $\theta_1 L$, получим:

$$(1 + \theta_1 L)^{-1} = 1 - \theta_1 L + \theta_1^2 L^2 - \theta_1^3 L^3 \dots + (-1)^n \theta_1^n L^n; n \rightarrow \infty. \quad (7)$$

Подставив (7) в (6), получим:

$$\begin{aligned} [1 - \theta_1 L + \theta_1^2 L^2 - \theta_1^3 L^3 + \dots + (-1)^n \theta_1^n L^n] y_k = \\ = [1 - \theta_1 L + \theta_1^2 L^2 - \theta_1^3 L^3 + \dots + (-1)^n \theta_1^n L^n] \mu_k + \varepsilon_k. \end{aligned} \quad (8)$$

Подставив (5) в (8), получим:

$$\begin{aligned} y_k = \theta_1 y_{k-1} - \theta_1^2 y_{k-2} - \dots - \\ - (-1)^n \theta_1^n y_{k-n} + \mu_k - \theta_1 \mu_{k-1} + \\ + \theta_1^2 \mu_{k-2} + \dots + (-1)^n \theta_1^n \mu_{k-n} + \varepsilon_k. \end{aligned} \quad (9)$$

Обозначим $\varphi_i = (-1)^{i+1} \theta_1^i$; $i = 1, 2, \dots, \infty$, учитывая $\mu = \mu_k = \mu_{k-1} = \dots = \mu_{k-n}$ как константы, тогда (9) становится

$$y_k = \varphi_1 y_{k-1} + \varphi_2 y_{k-2} + \dots + \varphi_n y_{k-n} + \mu(1 - \varphi_1 - \varphi_2 - \dots - \varphi_n) + \varepsilon_k.$$

Обозначив константу $c = \mu(1 - \varphi_1 - \varphi_2 - \dots - \varphi_n)$, получаем:

$$y_k = \varphi_1 y_{k-1} + \varphi_2 y_{k-2} + \dots + \varphi_n y_{k-n} + c + \varepsilon_k. \quad (10)$$

Уравнение (10) представляет собой модель AR бесконечного порядка.

Определение значения коэффициента θ_1 модели MA(1) и $\varphi_1, \varphi_2, \varphi_3, \dots, \varphi_n$ для модели AR(∞) начинается с рассмотрения процесса MA(1) по уравнению (3).

Значение автокорреляционной функции равно (демонстрация формулы в [20]):

$$r_1 = \frac{\theta_1}{1 + \theta_1^2}; r_L = 0 \text{ при } L > 1.$$

Сначала используем константу временного ряда μ , вычитая это значение из всех значений временного ряда, чтобы получить нулевое среднее значение временного ряда. Затем рассчитываем $r = \text{ACF}(1)$ временного ряда. Коэффициент θ_1 вычисляем с помощью уравнения

$$r = \frac{\theta_1}{1 + \theta_1^2},$$

что эквивалентно квадратному уравнению

$$r\theta_1^2 - \theta_1 + r = 0,$$

которое имеет решения

$$\theta_1 = \frac{1 \pm \sqrt{1 - 4r^2}}{2r}. \quad (11)$$

На самом деле θ_1 – это оценочное значение $\hat{\theta}_1$. Эти решения реальны при условии $|r| < 0.5$. Коэффициент $\hat{\theta}_1$ должен удовлетворять условию $|\theta_1| < 1$, чтобы модель MA(1) была инвертируемым процессом.

Зная θ_1 , можно определить коэффициенты модели AR(∞) по (10). Здесь необходимо отметить, что $|\theta_1| < 1$, поэтому при увеличении порядка AR(∞) коэффициент φ_n приближается к нулю по экспоненциальному закону. На

практике часто выбираются AR(∞) в диапазоне до 5-го порядка.

Построение уравнения состояния и уравнения измерения для фильтра Калмана. На основе (10) построено уравнение состояния, при этом вектор состояния имеет вид

$$\mathbf{x}_k = [x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6]^T = [y_k, y_{k-1}, y_{k-2}, y_{k-3}, y_{k-4}, c]^T.$$

Уравнение состояния

$$\mathbf{x}_k = F\mathbf{x}_{k-1} + G\varepsilon_k,$$

где

$$F = \begin{bmatrix} \varphi_1 & \varphi_2 & \varphi_3 & \varphi_4 & \varphi_5 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{x}_{k-1} = [y_{k-1}, y_{k-2}, y_{k-3}, y_{k-4}, y_{k-5}, c]^T;$$

$G = \text{diag}([100000]); \varepsilon_k$ – белый шум процесса.

Уравнение измерения

$$\mathbf{z}_k = H \cdot \mathbf{x}_k + v_k,$$

где $\mathbf{z}_k = y_k$; $H = [1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]$; v_k – белый шум измерения.

Ковариационная матрица процесса имеет вид

$$Q_{6 \times 6} = \text{diag}([\sigma^2 \ \sigma^2 \ \sigma^2 \ \sigma^2 \ \sigma^2 \ 0]),$$

где σ – случайный угловой уход, который определяется с помощью вариации Аллана.

Ковариационная матрица измерения $R_{1 \times 1}$ равна дисперсии измеряемых данных.

2. Разработка фильтра Калмана типа SRUKF с использованием Sage-окна для подавления случайных шумов гироскопа и акселерометра.

Алгоритм фильтра Калмана типа SKURF. Рассмотрим следующую дискретную нелинейную систему:

$$\begin{cases} \mathbf{x}_k = f(\mathbf{x}_{k-1}) + w_k; \\ \mathbf{z}_k = h(\mathbf{x}_k) + v_k, \end{cases}$$

где $\mathbf{x}_k$ – вектор состояния; $f(\cdot)$ – динамическая функция системы; w_k – шум процесса;

v_k – шум измерения; $\mathbf{z}_k$ – вектор измерений; $h(\cdot)$ – функция измерения; k – временной шаг измерения. В данной работе функция $f(\cdot)$ представляет собой модель AR бесконечного порядка, что означает линейность системы, функция $h(\cdot)$ является линейной.

Для оригинального алгоритма SRUKF часто предполагается, что w_k и v_k не коррелированы, имеют нулевые значения математического ожидания и распределяются по закону Гаусса, т. е.

$$\begin{cases} M[w_k] = 0; \\ M[v_k] = 0; \\ \text{cov}(w_k, w_k) = Q\delta_{kj}; \\ \text{cov}(v_k, v_k) = R\delta_{kj}; \\ \text{cov}(w_k, v_k) = 0. \end{cases}$$

Реализация алгоритма SRUKF предполагает следующую последовательность действий.

Шаг 1. Инициализация:

$$\hat{\mathbf{x}}_0 = M[x_0];$$

$$S_0 = \text{chol}\left\{M[(\mathbf{x}_0 - \hat{\mathbf{x}}_0)(\mathbf{x}_0 - \hat{\mathbf{x}}_0)^T]\right\},$$

где $\text{chol}(\cdot)$ – факторизация Холецкого [18]; $^{\wedge}$ – оценка параметра; $S_0 = \text{chol}(P_0)$, тогда

$$P_0 = S_0 S_0^T;$$

$$\begin{cases} M[w_k] = 0; \\ M[v_k] = 0; \\ \text{cov}(w_k, w_k) = Q\delta_{kj}; \\ \text{cov}(v_k, v_k) = R\delta_{kj}; \\ \text{cov}(w_k, v_k) = 0, \end{cases}$$

для всех $k = \{1, \dots, \infty\}$.

Шаг 2. Определение сигма-точек состояния:

$$\begin{aligned} \chi_{k-1} &= [\hat{x}_{k-1}, \hat{x}_{k-1} + \sqrt{n+\lambda}S_{k-1}, \hat{x}_{k-1} - \sqrt{n+\lambda}S_{k-1}]; \\ \chi_{k|k-1} &= f(\chi_{k-1}), \end{aligned}$$

где $S_{k-1} = \text{chol}(P_{k-1})$ или $P_{k-1} = S_{k-1}S_{k-1}^T$; n – размер вектора состояния; λ – композитный масштабный коэффициент, определяемый по

формуле $\lambda = (\alpha^2 - 1)n$; α – масштабный коэффициент, означающий разброс сигма-точек вокруг $\hat{x}_k$, обычно задается как $1e^{-4} \leq \alpha \leq 1$.

Шаг 3. Весовые коэффициенты всех точек выборки рассчитываются как

$$\begin{cases} W_0^{(m)} = \frac{\lambda}{n+\lambda}; \\ W_0^{(c)} = \frac{\lambda}{n+\lambda} + (1 - \alpha^2 + \beta); \\ W_i^{(m)} = W_i^{(c)} = \frac{\lambda}{2(n+\lambda)}; i = 1, 2, \dots, 2n, \end{cases}$$

где $W_i^{(m)}$ – средний вес точек выборки; $W_i^{(c)}$ – ковариационный вес; β – неотрицательный весовой коэффициент, который используется для введения априорной информации распределения x_k (если x_k имеет нормальное распределение, то оптимальное значение $\beta = 2$) [21].

Шаг 4. Определение априорных значений вектора состояния:

$$\hat{x}_k^- = \sum_{i=0}^{2L} W_i^{(m)} \chi_{i,k|k-1};$$

$$S_k^- = qr\left\{\left[\sqrt{W_1^{(c)}}(\chi_{1:2L,k|k-1} - \hat{x}_k^-)\sqrt{Q}\right]\right\};$$

$$S_k^- = \text{cholupdate}\{S_k^-, \chi_{0,k|k-1} - \hat{x}_k^-, W_0^{(c)}\}.$$

Здесь qr – функция QR-разложения ($[Q, R] = qr\{A\}$), тогда $A^T = QR$ [18]; $\text{cholupdate}\{\cdot\}$ – функция обновления факторизации Холецкого, при этом

$$\text{cholupdate}\{S, u, \pm v\} = S,$$

где S – факторизация Холецкого от матрицы $P \pm \sqrt{vu}u^T$.

Шаг 5. Определение сигма-точек измерения:

$$\begin{aligned} \chi_k &= [\hat{x}_k^-, \hat{x}_k^- + \beta S_k^-, \hat{x}_k^- - \beta S_k^-]; \\ Y_{k|k-1} &= h(\chi_{k-1}); \\ \hat{y}_k^- &= \sum_{i=0}^{2L} W_i^{(m)} Y_{i,k|k-1}. \end{aligned}$$

Шаг 6. Уравнения обновления измерения:

$$\begin{aligned} Y_{k|k-1} &= h(\chi_k); \\ \hat{y}_k^- &= \sum_{i=0}^{2L} W_i^{(m)} Y_{i,k|k-1}; \\ S_{yk} &= qr \left\{ \left[\sqrt{W_1^{(c)}} \left(Y_{1:2L,k|k-1} - \hat{y}_k^- \right) \sqrt{R} \right] \right\}; \\ S_{yk} &= \text{cholupdate} \left\{ S_{yk}, Y_{0,k|k-1} - \hat{y}_k^-, W_0^{(c)} \right\}; \end{aligned}$$

перекрестная ковариация между $\hat{x}_k^-$ и $\hat{y}_k^-$ определяется как

$$P_{xy} = \sum_{i=0}^{2L} W_i^{(c)} \left(\chi_{i,k|k-1} - \hat{x}_k^- \right) \left(Y_{i,k|k-1} - \hat{y}_k^- \right)^T.$$

Определение Калмановского коэффициента:

$$\begin{aligned} K_k &= \left(P_{xy} / S_{yk}^T \right) / S_{yk}; \\ \hat{x}_k &= \hat{x}_k^- + K_k \left(y_k - \hat{y}_k^- \right); \\ U &= K_k S_{yk}; \\ S_{yk} &= \text{cholupdate} \left\{ S_k^-, U, -1 \right\}. \end{aligned}$$

Алгоритм адаптивного фильтра Калмана типа SRUKF с использованием Sage-окна (SW-SRUKF). В данном случае используется выходной сигнал гироскопа в момент $k+1$ в качестве измерения на входе фильтра Калмана, а в вектор состояния входят измеряемые значения момента k и предыдущих шагов по времени измерения, а также постоянное ожидаемое значение (средние значения). В традиционном фильтре Калмана обычно предполагается, что шумы процесса и измерения являются белыми шумами с гауссовым распределением и нулевым ожидаемым значением. Но на практике в выходных сигналах инерциальных датчиков часто содержатся компоненты, не относящиеся к белому шуму, ожидаемое значение которых не равно нулю и случайно меняется по времени, что вызывает нестабильность смещения нуля в пуске. Следовательно, для уменьшения нестабильности смещения нуля в сигнале датчика необходимо учитывать и отфильтровать такой параметр. Исходя из этого имеется следующая нелинейная система:

$$\begin{cases} x_k = f(x_{k-1}) + \omega_k; \\ z_k = h(x_k) + v_k; \\ v_k = r_k + \varepsilon_k; \end{cases}$$

$$\begin{aligned} M[\omega_k] &= 0; \\ M[\varepsilon_k] &= 0; \\ M[v_k] &= r_k; \\ \text{cov}(\omega_k, \omega_k) &= Q\delta_{kj}; \\ \text{cov}(\varepsilon_k, \varepsilon_k) &= R\delta_{kj}; \\ \text{cov}(\omega_k, \varepsilon_k) &= 0; \\ r_k &= M[v_k] = M[z_k - h(x_k) - \varepsilon_k] = \\ &= M[z_k - h(x_k)], \end{aligned} \quad (12)$$

так как $M[\varepsilon_k] = 0$.

Однако уравнение (12) не может быть использовано в процедуре фильтрации, поскольку реальное состояние x_k ненаблюдаемо. Рассмотрим скользящее окно из N шагов измерения. Предположим, что статистика шума в окне постоянна или ее вариации очень малы. Тогда, заменяя значение x_k на его оценку после фильтра $\hat{x}_k$ и используя оконное приближение методом осреднения, можно оценить оптимальное значение $\hat{r}_k$ в реальном времени. Получим следующую субоптимальную оценку:

$$\hat{r}_k = \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N z_{k-j} - h(\hat{x}_{k-j|k-1-j}),$$

где $h(\hat{x}_{k-j|k-1-j}) = \sum_{i=0}^{2L} W_i^{(m)} h(\chi_{i,k|k-1-j})$.

Следует отметить, что время начала расчета $\hat{r}_k$ наступает, когда фильтр достигает установившегося режима через определенное количество шагов с начала инициализации фильтра. Общая схема алгоритма SW-SRUKF представлена на рис. 5. В схеме значение N_window означает размер скользящего Sage-окна, N_start равно значению шага обновления, в котором фильтр достигает установившегося режима.

Эксперименты и результаты обработки данных. Установка для эксперимента. Объектом исследования в статье является БИНС-2М производства компании «НПК "Электрооптика"». БИНС-2М построена на базе трех лазерных гироскопов типа ГЛ-2Д, собранных в общем корпусе, и трех кварцевых маятниковых акселерометров ВА-3. Для проведения измерения БИНС устанавливалась на трехосном стенде, с помощью которого можно изменить угол наклона

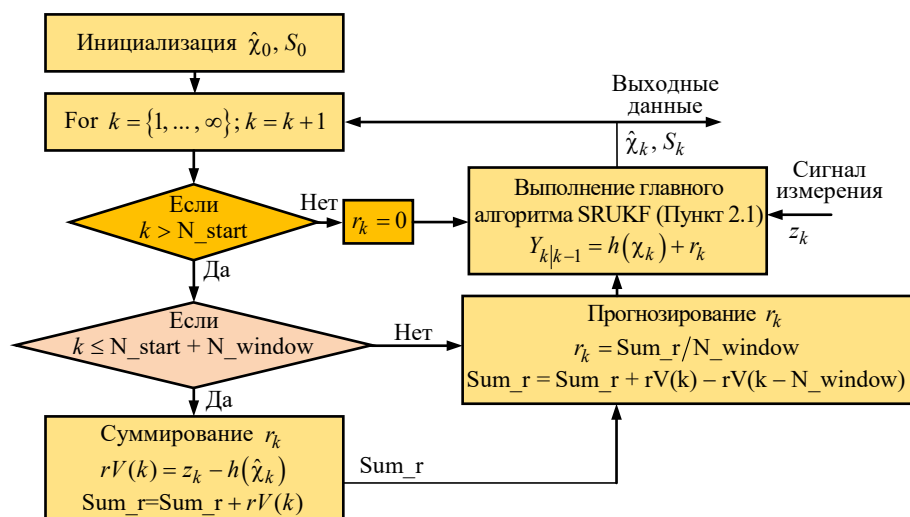


Рис. 5. Схема алгоритма SW-SRUKF

Fig. 5. Scheme of the SW-SRUKF algorithm

и угол курса БИНС. Внешний вид установки БИНС на стенде представлен на рис. 6.

Результаты оценки адекватности математических моделей случайных шумов гироскопа и акселерометра. В этом разделе представлены результаты создания моделей случайных шумов гироскопа и акселерометра. Корректность математических моделей оценивается путем сравнения характеристик вариации Аллана, спектральной плотности, корреляционной функции смоделированных сигналов и реальных данных гироскопа и акселерометра. Для этого были сняты данные датчиков в статике в течение 15 ч с частотой съема 200 Гц.

По рис. 3 и 4 можно определить значения автокорреляционных функций для гироскопа $r_{g1} = 0.4631$ и акселерометра $r_{a1} = 0.45791$.

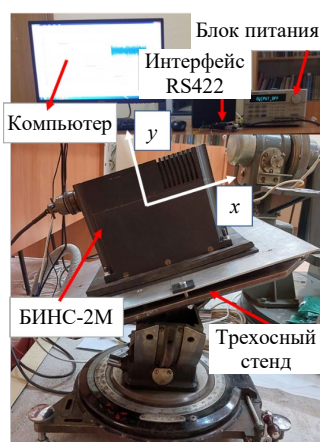


Рис. 6. Внешний вид экспериментальной установки

Fig. 6. View of the experiment setup

Из (11) получается $\hat{\theta}_{g1} = -0.66581$;

$\hat{\theta}_{a1} = -0.6534$.

На основе (10) определяются коэффициенты $AR(\infty)$ (табл. 2). Из представленных в табл. 2 данных видно, что при порядке >5 значение коэффициента $\varphi_n \approx 0$. Поэтому для описания математической модели сигнала гироскопа и акселерометра выбирается модель $AR(5)$.

Математическая модель случайных шумов гироскопа имеет вид

$$g_{xk} = -0.6658g_{xk-1} - 0.4433g_{xk-2} - 0.2951g_{xk-3} - 0.1965g_{xk-4} - 0.1308g_{xk-5} + \mu_g + \varepsilon_{gk}.$$

Значение μ_g зависит от углового положения БИНС относительно географической системы координат.

Табл. 2. Коэффициенты математических моделей $AR(6)$ для гироскопа и акселерометра

Tab. 2. Coefficients of $AR(6)$ mathematical models for gyroscope and accelerometer

Коэффициент модели	Для гироскопа	Для акселерометра
φ_1	-0.6658	-0.6534
φ_2	-0.4433	-0.4269
φ_3	-0.2951	-0.2790
φ_4	-0.1965	-0.1823
φ_5	-0.1308	-0.1191
φ_6	-0.0871	-0.0778

Математическая модель случайных шумов акселерометра имеет вид

$$a_{xk} = -0.6534a_{xk-1} - 0.4269a_{xk-2} - 0.2790a_{xk-3} - 0.1823a_{xk-4} - 0.1191a_{xk-5} + \mu_a + \varepsilon_{ak}.$$

Значение μ_a зависит от углового положения БИНС относительно географической системы координат.

На основе этих математических моделей были созданы модели сигналов гироскопа и акселерометра. Для оценки правильности математических моделей случайных шумов датчиков были построены графики вариации Аллана, спектральной плотности и корреляционной функции смоделированных и реальных сигналов, представленных на рис. 7, 8.

Вывод. Анализируя изображения выходных данных, графиков вариации Аллана, спектральной плотности и корреляционной функции на рис. 7, 8, можно обнаружить совпадение статистических характеристик смоделированного и оригинального сигналов гироскопа и акселерометра. Это подтверждает адекватность предложенных математических моделей сигналов гироскопа и акселерометра.

Результаты оценки эффективности предложенного метода SW-SRUKF для подавления случайных шумов гироскопа и акселерометра. Эффективность предложенного метода оценивается на основе сравнения 2 параметров случайных шумов до и после фильтра: нестабильность смещения нуля, по которой можно сказать о необходимом количестве данных для достижения требуемой точности осреднения; интенсивность белого шума. Эта оценка будет сделана на основе анализа вариации Аллана, изображения выходных сигналов и таблиц числовых расчетов. Для сравнения было выполнено подавление случайных шумов гироскопа традиционными методами (OKF, SHKF, SRUKF) и предложенным методом SW-SRUKF.

На рис. 9 показан сигнал гироскопа до и после использования различных фильтров и соответствующие вариации Аллана и графики спектральной плотности. На основе графиков вариации Аллана были определены характеристики случайных шумов в сигнале гироскопа до и после применения различных методов, которые представлены в табл. 3.

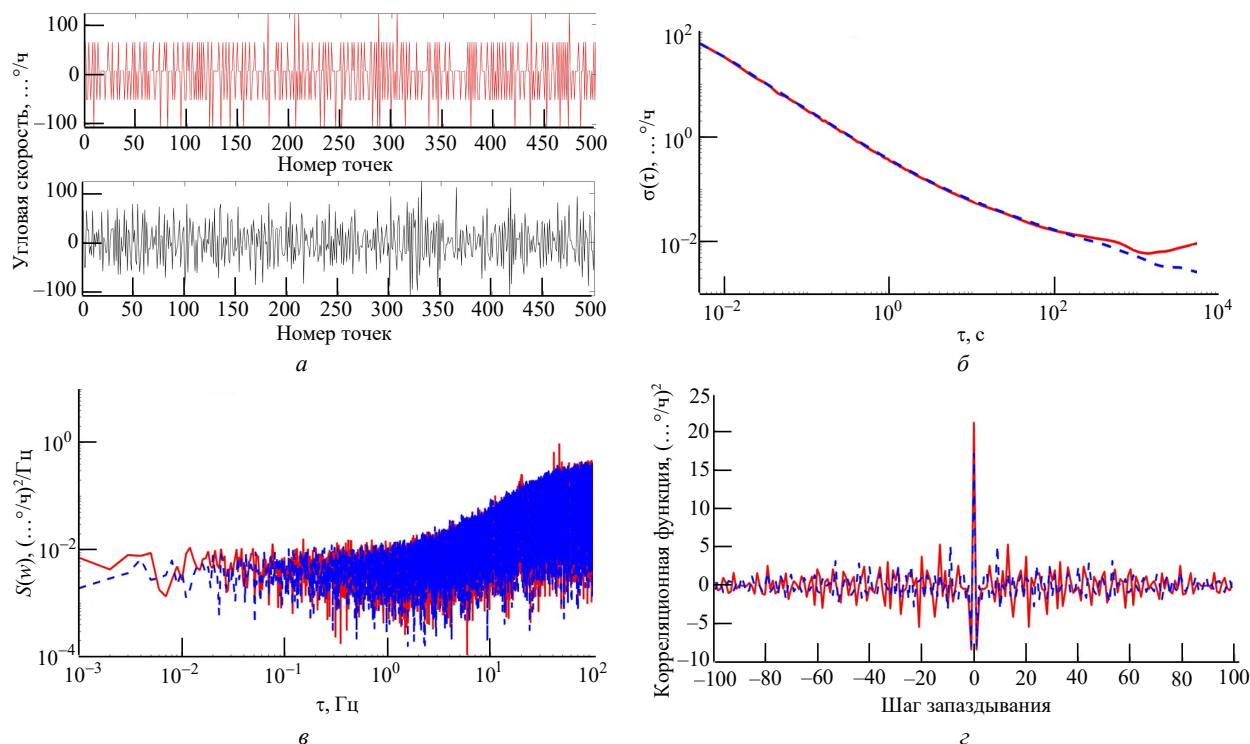


Рис. 7. Графики сравнения характеристик реальных (красный цвет) и смоделированных (синий цвет) сигналов гироскопа: а – изображение реального и смоделированного сигналов лазерного гироскопа; б – вариация Аллана реального и смоделированного сигналов лазерного гироскопа; в – спектральная плотность реального и смоделированного сигналов лазерного гироскопа; г – корреляционная функция реального и смоделированного сигналов лазерного гироскопа

Fig. 7. Graphs comparing the characteristics of simulated (blue) and actual (red) gyroscope signals: а – image of actual and simulated laser gyroscope signals; б – Allan variance of actual and simulated laser gyroscope signals; в – spectral density of actual and simulated laser gyroscope signals; г – correlation function of actual and simulated laser gyroscope signals

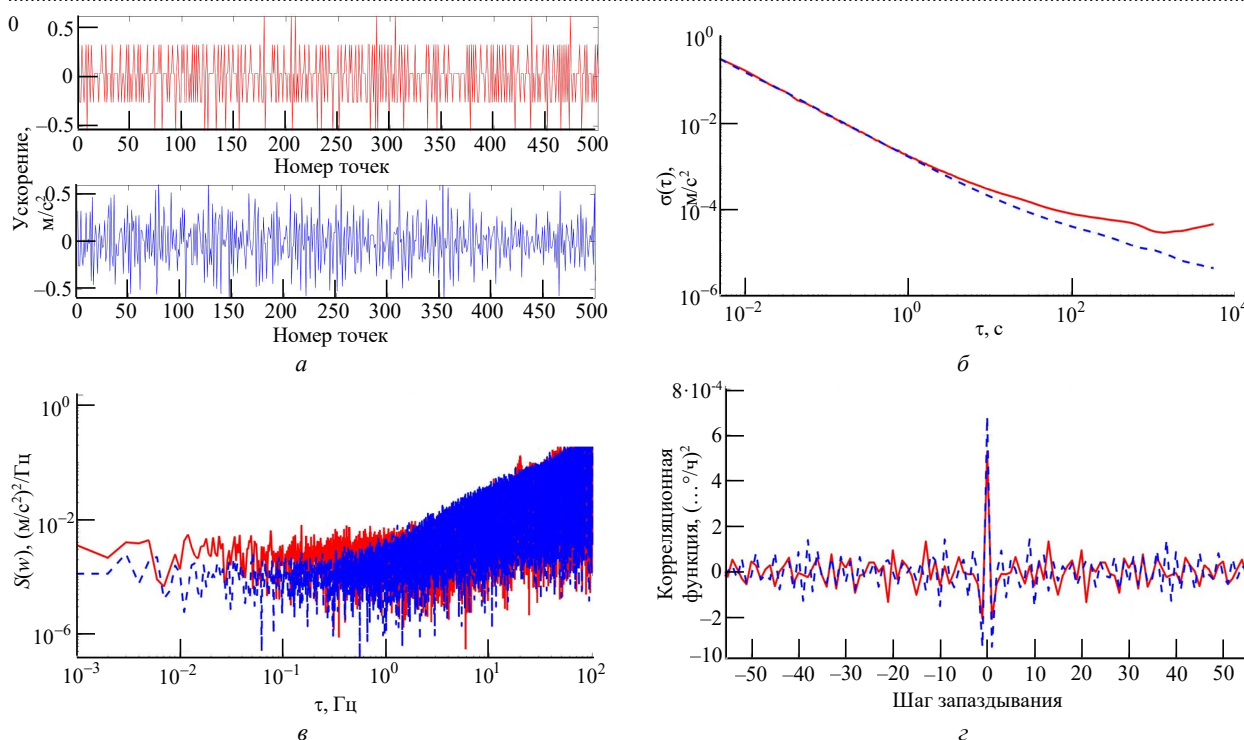


Рис. 8. Графики сравнения характеристик реальных (красный цвет) и смоделированных (синий цвет) сигналов акселерометра: а – изображение реального и смоделированного сигналов акселерометра; б – вариация Аллана реального и смоделированного сигналов акселерометра; в – спектральная плотность реального и смоделированного сигналов акселерометра; г – корреляционная функция реального и смоделированного сигналов акселерометра

Fig. 8. Graphs comparing the characteristics of actual (red) and simulated (blue) accelerometer signals: а – image of actual and simulated accelerometer signals; б – Allan variance of actual and simulated accelerometer signals; в – spectral density of actual and simulated accelerometer signals; г – correlation function of actual and simulated accelerometer signals

Вывод. Анализируя полученные данные, можно получить следующие численные оценки: при использовании OKF, SHKF, SRUKF и SW-SRUKF, соответственно, случайный угловой уход сигнала уменьшается на 89.4, 98.5, 99.4 и 99.9 %; нестабильность сдвига нуля уменьшается на 81.5, 92.6, 96.3 и 99.9 %; случайный уход угловой скорости уменьшается на 73.3, 79, 81 и 99.9 %. Сопоставляя гистограммы на рис. 9, з, д, е, следует отметить, что выходные данные фильтров SRUKF и SW-SRUKF имеют более нормальное гауссовское распределение по сравнению с выходными данными OKF и SHKF. Результаты показывают эффективность предложенного метода по сравнению с традиционными методами.

Результаты оценки погрешности определения угла курса и сокращения времени режима гироскопирования БИНС. Согласно вариации Аллана (рис. 9, з), можно считать оптимальным время для осреднения, равное значению интервала времени τ в самой низкой точке графика AV. По графику вариации Аллана данных гироскопа и акселерометра (рис. 7, 8) было определено, что время для осреднения примерно равно 20 мин, при

этом полученное среднее значение считается эталонным значением (полезная величина) для оценки нестабильности смещения нуля сигналов.

Нестабильность сигнала будет оцениваться следующим образом: из набора данных, полученных от датчика за 20 мин, будут сформированы 200 разных наборов данных с соответствующим каждому набору данных временному

Табл. 3. Сравнение характеристик вариации Аллана сигнала гироскопа по оси X до и после использования различных методов

Tab. 3. Comparison of gyroscope signal Allan variance characteristics on X-axis before and after using different methods

Метод	Случайный угловой уход, ...°/√ч	Нестабильность сдвига нуля, ...°/ч	Случайный уход угловой скорости, (...°/ч)/√ч
Исходные данные	0.198	0.0121	3.00E-04
OKF	0.021	0.0022	8.00E-05
SHKF	0.003	0.00089	6.00E-05
SRUKF	0.0011	0.00045	6.00E-05
SW-SRUKF	6.00E-05	2.99E-06	2.00E-10

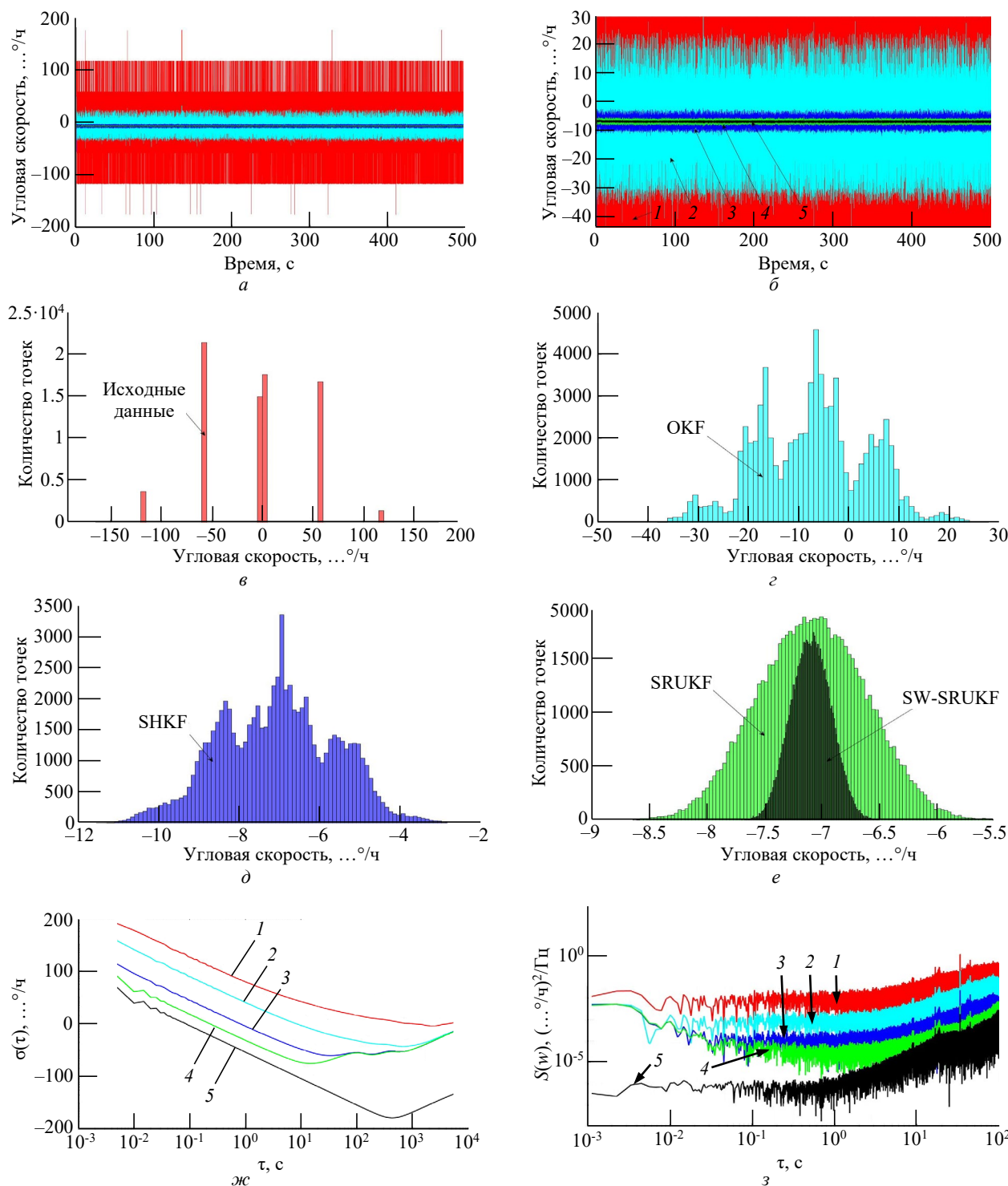


Рис. 9. Изображения характеристик сигнала гироскопа до и после использования различных фильтров: а – реальные сигналы гироскопа до и после различных фильтров; б – увеличенное изображение реальных сигналов гироскопа до и после различных фильтров; в – гистограмма исходных данных гироскопа; г – гистограмма выходных данных гироскопа после фильтра OKF; д – гистограмма выходных данных гироскопа после фильтра SHKF; е – гистограмма выходных данных гироскопа после фильтров SRUKF и SW-SRUKF; ж – сравнение вариаций Аллана реальных сигналов гироскопа до и после различных фильтров (1 – исходные данные; 2 – OKF; 3 – SHKF; 4 – SRUKF; 5 – SW-SRUKF)

Fig. 9. Images of gyro signal characteristics before and after using different filters: а – actual gyroscope signals before and after various filters; б – enlarged image of actual gyroscope signals before and after various filters; в – histogram of the initial gyroscope data; г – gyro output histogram after OKF filter; д – gyro output histogram after SHKF filter; е – gyro output histogram after SRUKF and SW-SRUKF filters; ж – comparison of the Allan variance of actual gyroscope signals before and after different filters (1 – original; 2 – OKF; 3 – SHKF; 4 – SRUKF; 5 – SW-SRUKF)

интервалу 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9 мин. Затем вычисляется среднее значение каждого набора. Сравнив их с эталонным значением, можно получить ошибку определения среднего значения и оценить нестабильность смещения для каждого выбранного времени. По техническим характеристикам БИНС-2М от производителя время НВ в режиме гироскопирования составляет 9 мин, поэтому будем считать нестабильность смещения для наборов данных за 9 мин той точностью, которой необходимо достичь. Задача данной статьи заключается в том, что необходимо определить минимальное время НВ для достижения требуемой нестабильности смещения нуля с помощью предложенного метода. Все результаты обработки полученных данных внесены в табл. 4. График, описывающий зависимость нестабильности среднего значения сигнала гироскопа от времени сбора данных для осреднения, представлен на рис. 10.

По данным табл. 4 и графикам на рис. 10 видно, что чем больше времени сбора данных для осреднения, тем меньше нестабильности среднего значения сигнала гироскопа, при этом за 9 мин сбора данных нестабильность среднего значения исходных данных гироскопа достигает $0.0147^\circ/\text{ч}$, в то время как для достижения такого значения нестабильности необходимо собрать данных на 5, 4, 2 и 1 мин (не включая время для достижения установившегося режима) при использовании OKF, SHKF,

SRUKF и SW-SRUKF соответственно. Согласно изображениям выходных данных фильтров (рис. 9, б) было определено время для достижения установившегося режима, равное 2 мин для SRUKF и SW-SRUKF. Таким образом, можно говорить о необходимом времени сбора данных с момента пуска БИНС до достижения значения нестабильности среднего значения $0.0147^\circ/\text{ч}$, которое равно 3 мин. Исходя из этого можно утверждать эффективность предложенного метода подавления случайных шумов, благодаря чему можно сократить необходимое время сбора данных с 9 мин до 3 мин при обеспечении заданной производителем нестабильности.

Оценка погрешности определения угла курса предложенным методом. Для оценки погрешности определения угла курса БИНС использован трехосный поворотный стенд (см. рис. 6). Сначала выставляем платформу стенда так, чтобы основание стенда находилось в горизонте. Процесс измерения выполняется по следующим шагам.

Шаг 1. Задать начальный угол курса БИНС, соответствующий нулевому угловому положению на шкале по внешней оси стенда. Далее провести съемку 4 наборов данных с датчиков в неподвижном состоянии по 20 мин, сохранить полученные данные. На основе этих наборов исходных данных выполняется подавление случайных шумов датчиков предложенным алгоритмом, далее берется 1 мин выходных данных

Табл. 4. Нестабильность среднего значения сигнала гироскопа в зависимости от времени осреднения
Tab. 4. Instability of the gyroscope signal mean value depending on averaging time

Время сбора данных, мин	Максимальная нестабильность среднего значения, ... $^\circ/\text{ч}$				
	Исходные данные	OKF	SHKF	SRUKF	SW-SRUKF
1	0.1146	0.0370	0.0294	0.0220	0.0022
2	0.0509	0.0305	0.0240	0.0150	0.0011
3	0.0335	0.0261	0.0170	0.0100	0.0007
4	0.0249	0.0201	0.0135	0.0065	0.0005
5	0.0212	0.0138	0.0127	0.0042	0.0004
6	0.0178	0.0128	0.0123	0.0043	0.0003
7	0.0168	0.0118	0.0105	0.0038	0.0003
8	0.0150	0.0119	0.0110	0.0040	0.0002
9	0.0147	0.0115	0.0116	0.0048	0.0002

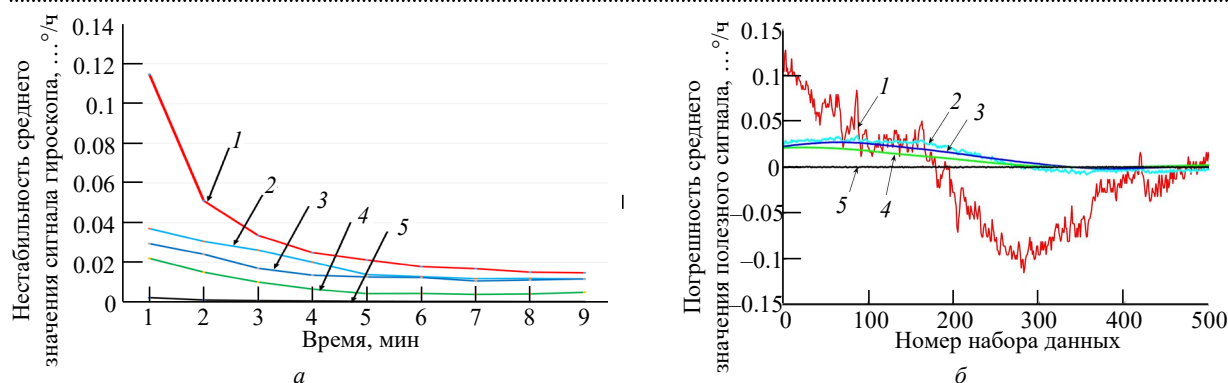


Рис. 10. График оценки нестабильности среднего значения сигнала гироскопа: а – зависимость нестабильности среднего значения сигнала гироскопа от времени сбора данных для осреднения; б – нестабильности среднего значения сигнала гироскопа при осреднении наборов данных за 1 мин до и после использования различных фильтров (1 – исходные данные; 2 – OKF; 3 – SHKF; 4 – SRUKF; 5 – SW-SRUKF)

Fig. 10. Graph of gyroscope average signal instability estimation: а – dependence of the instability of the average value of the gyroscope signal on the time of data collection for averaging; б – instability of the average value of the gyroscope signal when averaging data sets one minute before and after using different filters (1 – initial data; 2 – OKF; 3 – SHKF; 4 – SRUKF; 5 – SW-SRUKF)

фильтра для осреднения, затем по (1) и (2) рассчитывается угол курса, при этом угловая скорость вращения Земли задана $15.041^\circ/\text{ч}$, а широта места проведения эксперимента составляет 59.97138° . Для сравнения был рассчитан угол курса на основе исходных данных, при этом были использованы наборы данных на 9 мин.

Шаг 2. Выполнить поворот БИНС по курсу на 10° относительно исходного углового положения. Повторить в новом угловом положении процедуру измерения и обработки данных как в шаге 1.

Шаг 3. Вычислить по показаниям БИНС угол поворота стенда до и после применения фильтра и затем сравнить его с углом поворота по шкале стенда для оценки погрешности определения угла курса БИНС.

Полученные данные приведены в табл. 5 и представлены на рис. 11.

Вывод. Согласно данным табл. 5 и изображению, представленному на рис. 11, ошибка определения угла курса БИНС уменьшается с

$54.72'$ до $12.936'$, так что обеспечивается лучшая погрешность в сравнении с опубликованной производителем погрешностью определения угла курса в режиме гирокомпасирования. Таким образом, приходим к выводу, что предложенный метод не только обеспечивает сокращение времени гирокомпасирования, но и повышает точность определения угла курса.

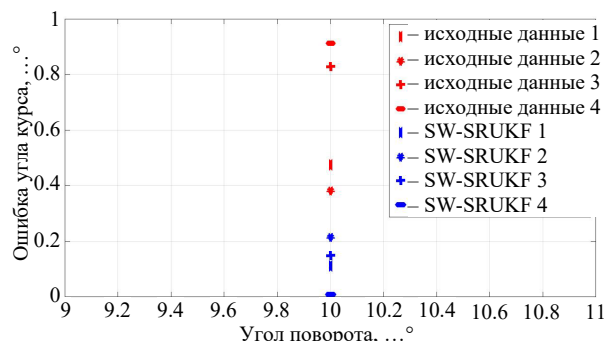


Рис. 11. Ошибка определения угла курса БИНС до и после фильтра методом SW-SRUKF

Fig. 11. Error of PINS heading angle determination before and after filtering by SW-SRUKF

Табл. 5. Ошибка определения угла курса БИНС

Tab. 5. PINS heading angle error

Показание угла на шкале стенда, ...°	Номер эксперимента	Для исходных данных на 9 мин			Для выходных данных фильтра на 2 мин		
		Угол курса, ...°	Угол поворота стенда, ...°	Ошибка определения угла курса, $\text{...}'$	Угол курса, ...°	Угол поворота стенда, ...°	Ошибка определения угла курса, $\text{...}'$
0	1	160.34	10.47	28.51	160.12	9.88	6.738
0	2	160.25	10.38	22.96	160.02	9.78	12.936
0	3	160.69	10.82	49.69	160.09	9.85	8.928
0	4	160.77	10.91	54.72	160.24	10.0	0.54
10	1	149.86	0		150.23	0	

В результате можно заключить, что эффективность предложенного метода подтверждена результатами эксперимента.

Заключение. В данной статье был предложен метод шумоподавления для снижения неустойчивости смещения нуля и случайных шумов акселерометров и гироскопов БИНС путем комплексирования модели AR и SW-SRUKF. Была продемонстрирована адекватность математических моделей AR случайных шумов ла-

зерного гироскопа и акселерометра. Корректность и эффективность предложенного метода SW-SRUKF была подтверждена результатами обработки реальных данных инерциальных датчиков. Результаты работы значимы не только для сокращения времени с 9 мин до 3 мин, но и для повышения точности определения угла курса (до 13') при начальной выставке БИНС в режиме гирокомпасирования.

Список литературы

1. Боронахин А. М., Лукьянов Д. П., Филатов Ю. В. Оптические и микромеханические инерциальные приборы. СПб.: Элмор, 2008. 400 с.
2. Матвеев В. В., Распопов В. Я. Основы построения бесплатформенных инерциальных навигационных систем. СПб.: РНИЦ РФ ОАО «Концерн «ЦНИИ "Электронприбор"», 2009. 208 с.
3. Random Error Reduction Algorithms for MEMS Inertial Sensor Accuracy Improvement / Sh. Han, Zh. Meng, O. Omisore, T. Akinyemi, Y. Yan // A Review. Micromachines. 2020. Vol. 11, iss. 11. P. 1021. doi: 10.3390/mi11111021
4. Huang L. Auto Regressive Moving Average (ARMA) Modeling Method for Gyro Random Noise Using a Robust Kalman Filter // Sensors. 2015. Vol. 15, iss. 10. P. 25277–25286. doi:10.3390/s151025277
5. An improved Sage Husa adaptive robust Kalman filter for de-noising the MEMS IMU drift signal / M. Narasimhappa, A. D. Mahindrakar, V. C. Guizilini, M. H. Terra, S. L. Sabat // Proc. of the IEEE Conf. on Indian Control Conf. (ICC). Kanpur, India, 04–06 January 2018. IEEE, 2018. P. 229–234. doi: 10.1109/INDIANCC.2018.8307983
6. Duan D. Study on modeling and filtering of random drift on FOG // Proc. of SPIE. 2011. Vol. 8191. P. 81912G. doi: 10.1117/12.90323
7. ARMA model based adaptive unscented fading Kalman filter for reducing drift of fiber optic gyroscope / M. Narasimhappa, J. Nayak, M. H. Terra, S. L. Sabat // Sensor and Actuator A. 2016. Vol. 251. P. 42–51. doi: 10.1016/j.sna.2016.09.036
8. Sage A. P., Husa W. Adaptive Filtering with Unknown Prior Statistics // Proc. of the Joint Automatic Control Conf., Washington, DC, USA, 22–24 June 1969. P. 760–769.
9. FOG random drift signal denoising based on the improved AR model and modified Sage-Husa adaptive Kalman filter / J. Sun, X. Xu, Y. Liu, T. Zhang, Y. Li // Sensors. 2016. Vol. 16, № 7. P. 1–19. doi: 10.3390/s16071073
10. Julier S. J., Uhlmann J. K. Unscented filtering and nonlinear estimation // Proc. of the IEEE, 2004. Vol. 92, № 3. P. 401–422. doi: 10.1109/JPROC.2003.823141
11. Viswanathan M. Wireless Communication Systems in Matlab. 2nd Ed. Independently published, 2020. 382 p.
12. Wang P., Li G., Gao Ya. A compensation method for gyroscope random drift based on unscented Kalman filter and support vector regression optimized by adaptive beetle antennae search algorithm // Applied Intelligence. 2022. Vol. 53. P. 4350–4365. doi: 10.1007/s10489-022-03734-7
13. Yang Yu., Gao W. Comparison of Adaptive Factors in Kalman Filters on Navigation Results // The J. of Navigation. 2005. Vol. 58, iss. 3. P. 471–478. doi: 10.1017/S0373463305003292
14. Yang Y., Xu T. An adaptive Kalman filter based on Sage windowing weights and variance components // The J. of Navigation. 2003. Vol. 56, iss. 2. P. 231–240. doi: 10.1017/S0373463303002248
15. Sage windowing and random weighting adaptive filtering method for kinematic model error / Sh. Gao, W. Wei, Yo. Zhong, A. Subic // IEEE transactions on aerospace and electronic systems. 2015. Vol. 51, № 2. P. 1488–1500. doi: 10.1109/TAES.2015.130656
16. Gao Sh., Hu G., Zhong Yo. Windowing and random weighting-based adaptive unscented Kalman filter // Int. J. Adapt. Control Signal Process. 2015. Vol. 29, iss. 2. P. 201–223. doi: 10.1002/acs.2467
17. ARIMA models for time series forecasting. URL: <https://people.duke.edu/~rnau/411arim3.htm> (дата обращения 10.04.2022)
18. Merwe R. Van der, Wan E. A. The square-root unscented Kalman filter for state and parameter estimation // 2001 IEEE Intern. Conf. on Acoustics, Speech and Signal Processing. Proc. (Cat. No.01CH37221). Salt Lake City, USA, 07–11 May 2001. IEEE, 2001. Vol. 6. P. 3461–3464 doi: 10.1109/ICASSP.2001.940586
19. Radar Target Tracking for Unmanned Surface Vehicle Based on Square Root Sage-Husa Adaptive Robust Kalman Filter / Shuanghu Qiao, Yunsheng Fan, Guofeng Wang, Dongdong Mu, Zhiping He // Sensors. 2022. Vol. 22, iss. 8. P. 2924. doi: 10.3390/s22082924
20. Moving Average Proofs. URL: <https://real-statistics.com/time-series-analysis/moving-average-processes/moving-average-proofs/> (дата обращения 16.03.2022)

21. Unscented Kalman filter: limitation and combination / L. Chang, B. Hu, A. Li, F. Qin // IET Signal Process. 2013. Vol. 7, iss. 3. P. 167–176. doi: 10.1049/iet-spr.2012.0330

22. Datasheet SINS-2M. Electrooptika. URL: <http://www.electrooptika.ru/index.php/bins/bins-mezhvidovogo-primeneniya> (дата обращения 15.02.2022)

Информация об авторах

Нгуен Чонг Иен – магистр по направлению "Приборостроение" и специальности "Системы навигации, стабилизации и ориентации" (2014), аспирант Вьетнамского государственного технического университета им. Ле Куй Дона (Ханой, Вьетнам). Автор 10 научных публикаций. Сфера научных интересов: инерциальные системы навигации и ориентации.

Адрес: Вьетнамский государственный технический университет им. Ле Куй Дона, 236 Хоанг Куок Вьет, Ко Нхуэ, Бак Ты Лиэм, Ханой, Вьетнам
E-mail: trongyen@lqdtu.edu.vn
<https://orcid.org/0000-0003-4330-8542>

Нгуен Куок Хань – инженер по направлению "Приборостроение" (2020), аспирант Вьетнамского государственного технического университета им. Ле Куй Дона (Ханой, Вьетнам). Автор трех научных публикаций. Сфера научных интересов: инерциальные системы навигации и ориентации.

Адрес: Вьетнамский государственный технический университет им. Ле Куй Дона, 236 Хоанг Куок Вьет, Ко Нхуэ, Бак Ты Лиэм, Ханой, Вьетнам
E-mail: nguyenquockhanh183@gmail.com

Нгуен Ван Хой – кандидат технических наук (2014), сотрудник отдела "Система бортового управления" Академии наук и технологий (Ханой, Вьетнам). Автор 9 научных работ. Сфера научных интересов: системы управления техническими процессами.

Адрес: Академия наук и технологий, 17 Хоанг Шам, Кау Зан, Ханой, Вьетнам
E-mail: vankhoi2603@gmail.com

References

1. Boronakhin A. M., Lukyanov D. P., Filatov Yu. V. *Opticheskie i mikromekhanicheskie inertial'nye pribory* [Optical and Micromechanical Inertial Devices]. SPb, Ehlmor, 2008, 400 p. (In Russ.)

2. Matveev V. V., Raspopov V. Ya. *Osnovy postroeniya besplatformennykh inertial'nykh navigatsionnykh sistem* [Basics of Building Strapdown Inertial Navigation Systems]. SPb, RNTS RF OAO «Kontsern «TSNII «Ehlektroribor», 2009, 208 p. (In Russ.)

3. Han Sh., Meng Zh., Omisore O., Akinyemi T., Yan Yu. Random Error Reduction Algorithms for MEMS Inertial Sensor Accuracy Improvement. A Review. *Micromachines*. 2020, vol. 11, iss. 11, p. 1021. doi: 10.3390/mi11111021

4. Huang L. Auto Regressive Moving Average (ARMA) Modeling Method for Gyro Random Noise Using a Robust Kalman Filter. *Sensors*. 2015, vol. 15, iss. 10, pp. 25277–25286. doi:10.3390/s151025277

5. Narasimhappa M., Mahindrakar A. D., Guizilini V. C., Terra M. H., Sabat S. L. An improved Sage Husa Adaptive Robust Kalman Filter for Denoising the MEMS IMU Drift Signal. *Proc. of the IEEE Conf. on Indian Control Conf. (ICC)*. Kanpur, India, 04–06 January 2018. IEEE, 2018, pp. 229–234. doi: 10.1109/INDIANCC.2018.8307983

6. Duan D. Study on Modeling and Filtering of Random Drift on FOG // *Proc. of SPIE*. 2011, vol. 8191, p. 81912G. doi: 10.1117/12.90323

7. Narasimhappa M., Nayak J., Terra M. H., Sabat S. L. ARMA Model Based Adaptive Unscented Fading Kalman Filter for Reducing Drift of Fiber Optic Gyro-

scope. *Sensor and Actuator A*. 2016, vol. 251, pp. 42–51. doi: 10.1016/j.sna.2016.09.036

8. Sage, A.P.; Husa, W. Adaptive Filtering with Unknown Prior Statistics. *Proc. of the Joint Automatic Control Conf.*, Washington, DC, USA, 22–24 June 1969, pp. 760–769.

9. Sun J., Xu X., Liu Y., Zhang T., Li Y. FOG Random Drift Signal Denoising Based on the Improved AR Model and Modified Sage-Husa Adaptive Kalman Filter. *Sensors*. 2016, vol. 16, no. 7, pp. 1–19. doi: 10.3390/s16071073

10. Julier S. J., Uhlmann J. K. Unscented Filtering and Nonlinear Estimation. *Proc. of the IEEE*. 2004, vol. 92, no. 3, pp. 401–422. doi: 10.1109/JPROC.2003.823141

11. Viswanathan M. *Wireless Communication Systems in Matlab*, 2nd Ed. Independently published, 2020, 382 p.

12. Wang P., Li G., Gao Ya. A Compensation Method for Gyroscope Random Drift Based on Unscented Kalman Filter and Support Vector Regression Optimized by Adaptive Beetle Antennae Search Algorithm. *Applied Intelligence*. 2022, vol. 53, pp. 4350–4365. doi: 10.1007/s10489-022-03734-7

13. Yang Yu, Gao W. Comparison of Adaptive Factors in Kalman Filters on Navigation Results. *The J. of Navigation*. 2005, vol. 58, iss. 3, pp. 471–478. doi: 10.1017/S0373463305003292

14. Yang Y., Xu T. An Adaptive Kalman Filter Based on Sage Windowing Weights and Variance Components. *The J. of Navigation*. 2003, vol. 56, iss. 2, pp. 231–240. doi: 10.1017/S0373463303002248

15. Gao Sh., Wei W., Zhong Yo., Subic A. Sage Windowing and Random Weighting Adaptive Filtering Method for Kinematic Model Error. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 2015, vol. 51, no. 2, pp. 1488–1500. doi: 10.1109/TAES.2015.130656
16. Gao Sh., Hu G., Zhong Yo. Windowing and Random Weighting-Based Adaptive Unscented Kalman Filter. Int. J. Adapt. Control Signal Process. 2015, vol. 29, iss. 2, pp. 201–223. doi: 10.1002/acs.2467
17. ARIMA models for time series forecasting. Available at: <https://people.duke.edu/~mdu/411arim3.htm> (accessed 10.04.2022)
18. Merwe R. Van der, Wan E. A. The Square-Root Unscented Kalman Filter for State and Parameter-Estimation. 2001 IEEE Intern. Conf. on Acoustics, Speech, and Signal Processing. Proc. (Cat. No.01CH37221). Salt Lake City, USA, 07–11 May 2001. IEEE, 2001, vol. 6, pp. 3461–3464 doi: 10.1109/ICASSP.2001.940586
19. Qiao Sh., Fan Yu., Wang G., Mu D., He Zh. Radar Target Tracking for Unmanned Surface Vehicle Based on Square Root Sage–Husa Adaptive Robust Kalman Filter. Sensors. 2022, vol. 22, iss. 8, p. 2924. doi: 10.3390/s22082924
20. Moving Average Proofs. Available at: <https://real-statistics.com/time-series-analysis/moving-average-processes/moving-average-proofs/> (accessed 16.03.2022)
21. Chang L., Hu B., Li A., Qin F. Unscented Kalman Filter: Limitation and Combination. IET Signal Process. 2013, vol. 7, iss. 3, pp. 167–176. doi: 10.1049/iet-spr.2012.0330
22. Datasheet SINS-2M. Electrooptika. Available at: <http://www.electrooptika.ru/index.php/bins/bins-mezhvidovogo-primeneniya> (accessed 15.02.2022)

Information about the authors

Nguyen Trong Yen, Master in Instrumentation Engineering and Navigation, Stabilization and Orientation Systems (2014), Postgraduate student at Le Quy Don State Technical University (Hanoi, Vietnam). The author of 10 scientific publications. Area of expertise: inertial navigation and orientation systems.

Address: Le Quy Don Technical University, 236 Co Nhue, Bac Tu Liem, Ha Noi, Viet Nam.

E-mail: trongyen@lqdtu.edu.vn

<https://orcid.org/0000-0003-4330-8542>

Nguyen Quoc Khanh, Engineer in Instrumentation Engineering (2020), Postgraduate student at Le Quy Don State Technical University (Hanoi, Vietnam). The author of 3 scientific publications. Area of expertise: inertial navigation and orientation systems.

Address: Le Quy Don Technical University, 236 Co Nhue, Bac Tu Liem, Ha Noi, Viet Nam.

E-mail: nguyenquockhanh183@gmail.com

Nguyen Van Khoi, PhD (Eng.) (2014), Employee of the Department of Airborne Management System, Academy of Science and Technology, Hanoi, Vietnam. The author of 9 scientific publications. Area of expertise: control systems of technical processes and productions.

E-mail: hamatha@lqdtu.edu.vn

Address: Academy of Science and Technology, 17 Hoang Sam, Cau Giay, Ha Noi, Viet Nam

<https://orcid.org/0000-0001-9985-6105>

Классификация аритмий с использованием предварительно обученной модели глубокого обучения с бинарными изображениями сегментированной ЭКГ

Х. Солиман^{1,2✉}, С. Сали^{1,2}

¹ Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), Санкт-Петербург, Россия

² Университет Тишрин, Латакия, Сирия

✉ khsoliman@stud.etu.ru

Аннотация

Введение. Аритмия, или нерегулярное сердцебиение, возникает, когда электрическая система сердца дезорганизована или не синхронизирована, и может вызвать инсульты, внезапную сердечную смерть и другие осложнения. Автоматизированная классификация аритмий с использованием глубокого обучения сэкономила бы время и энергию при внедрении в систему поддержки принятия решений в больницах.

Цель работы. Изучение эффективности улучшения классификации аритмий после использования двоичных изображений сегментированных сигналов электрокардиограммы (ЭКГ) с комбинациями ортогональных и поверхностных сигналов.

Материалы и методы. В данной статье изучается классификация аритмий с использованием двоичных изображений поверхностных и ортогональных сигналов ЭКГ. Маркировка данных автоматизируется с использованием языка программирования Python, для всех сигналов реализуется предварительная обработка, а затем полученные сигналы наносятся на график и сегментируются в 2-секундных окнах. Эти сегменты сохраняются как изображения RGB, затем преобразуются в двоичные изображения, где сигнал белый, а фон черный. Предварительно обученная модель Alexnet используется для классификации девяти классов, где каждая поверхностная ЭКГ и ортогональное отведение классифицируются отдельно.

Результаты. Производительность модели оценивается по средней точности, прецизионности, F1-score и матрице путаницы всех лидов. Результаты параллельной классификации ЭКГ в 12 отведениях лучше, чем для ортогональных отведений, и все отведения с точностью, прецизионностью и F1-score равны 0.84, 0.78 и 0.71 соответственно.

Заключение. Производительность модели оценивалась для трех случаев: 12 поверхностных отведений ЭКГ, ортогональных отведений и всех отведений. Вычисленные средние значения показателей (точность, прецизионность и оценка F1) для каждого случая показывают, что использования 12 поверхностных отведений ЭКГ достаточно для классификации девяти различных типов аритмии с использованием двоичных изображений сегментов ЭКГ.

Ключевые слова: классификация аритмий, модель Alexnet, бинарные изображения, глубокое обучение, поверхностная ЭКГ, ортогональные отведения

Для цитирования: Солиман Х., Сали С. Классификация аритмий с использованием предварительно обученной модели глубокого обучения с бинарными изображениями сегментированной ЭКГ // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2023. Т. 26, № 2. С. 120–127. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-2-120-127

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 14.11.2022; принята к публикации после рецензирования 17.03.2023; опубликована онлайн 28.04.2023

Classification of Arrhythmias Using a Pre-trained Deep Learning Model with Binary Images of Segmented ECG

Hanadi Solieman^{1,2✉}, Salar Sali^{1,2}

¹ Saint Petersburg Electrotechnical University, St Petersburg, Russia

² Tishreen University, Latakia, Syria

✉ khsoliman@stud.etu.ru

Abstract

Introduction. Arrhythmia or irregular heartbeat occur when the heart's electrical system is disorganized or out of sync, which may cause strokes, sudden cardiac death, and other complications. The introduction of an automated classification of arrhythmias based on deep learning could facilitate the decision-making process by saving time and labor resources.

Aim. To study the performance of a modified arrhythmia classification improved by using binary images of segmented ECG signals with combinations of orthogonal and surface signals.

Materials and methods. This article studies an arrhythmia classification based on binary images of surface and orthogonal ECG signals. The data labeling was automated using the Python programming language. Initially, all signals are subjected to preprocessing followed by their plotting and segmenting in 2-second windows. Next, those segments are saved as RGB images followed by their conversion into binary images, where the signal is white, and the background is black. Finally, the pre-trained Alexnet model is used to classify nine classes, where each surface ECG and orthogonal lead is classified separately.

Results. The performance of the model is evaluated by the mean accuracy, precision, F1-score, and confusion matrix of all leads. The results of a parallel classification of 12 lead ECG are better than those for the orthogonal leads. All leads with accuracy, precision, and F1-score equal to 0.84, 0.78, and 0.71, respectively.

Conclusion. The performance of the model was evaluated for three cases: 12 surface ECG leads, orthogonal leads, and all leads. The calculated mean values of accuracy, precision, and F1-score for each case confirmed the sufficiency of the 12-lead surface ECG for classifying nine different types of arrhythmia using binary images of ECG segments.

Keywords: arrhythmia classification, Alexnet model, binary images, deep learning, surface ECG, orthogonal leads

For citation: Solieman H., Sali S. Classification of Arrhythmias Using a Pre-trained Deep Learning Model with Binary Images of Segmented ECG. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2023, vol. 26, no. 2, pp. 120–127. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-2-120-127

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

Submitted 14.11.2022; accepted 17.03.2023; published online 28.04.2023

Введение. Аритмия, или нерегулярное сердцебиение, возникает, когда электрическая система сердца дезорганизована или не синхронизирована. Люди с аритмией страдают от быстрого, медленного или нерегулярного сердцебиения. Изучение аритмии имеет важное значение, поскольку она может увеличить частоту инсультов, внезапной сердечной смерти и их осложнений [1]. В 2019 г. около 17.9 млн человек в мире умерли от сердечно-сосудистых заболеваний, причем 85 % случаев были вызваны инсультом и сердечным приступом. Более трех четвертей смертей от сердечно-сосудистых заболеваний приходится на страны с низким и средним уровнями дохода. Процент преждевременных смер-

тей (до 70 лет) от сердечно-сосудистых заболеваний составил 32 % от общемирового уровня смертности [2], что указывает на абсолютную необходимость автоматизированного выявления и классификации аритмии.

Недавние исследования включали использование алгоритмов глубокого обучения для достижения надежной диагностики аритмии на основе зарегистрированных сигналов электрокардиограммы (ЭКГ) как в базах данных Physikalisch-Technische Bundesanstalt (PTB) [3], так и MIT-BIH [4]. В этих исследованиях использовались различные методы предварительной обработки сигналов и архитектура модели глубокого обучения, включая различные алгоритмы.

В [5] сигнал ЭКГ был разложен на 9 типов сигналов с использованием различных частот вейвлет-преобразования на основе результатов исследования в [6] с последующей фильтрацией шума и повторным восстановлением сигналов. 24-слойная сверточная нейронная сеть извлекла признаки, а затем классифицировала данные, чтобы получить оценку F1 в 86.46 %. Несмотря на то что вейвлет-преобразование является мощным инструментом, у него есть 3 серьезных недостатка: чувствительность к сдвигу; плохая направленность и отсутствие информации о фазе [7]. Таким образом, предварительная обработка в данном исследовании выбиралась из соображений наименьшей стоимости и удобства реализации в мобильном приложении или в системе реального времени.

Учитывая недавние достижения в использовании генеративных состязательных сетей (Generative Adversarial Network, GAN) в различных приложениях для генерации искусственных данных [8, 9], исследователи предложили сбалансировать данные в наборе данных MIT-BIH с использованием GAN [10], так как несбалансированные данные приводят к снижению точности. Их целью было создание модели, которая определяет 15 классов. После балансировки данных с помощью GAN производительность улучшилась. Оценка классификации по матрице путаницы показывает точность выше 98 %, прецизионность выше 90 %, специфичность выше 97.4 % и чувствительность выше 97.7 %. Тем не менее генерация искусственного сигнала ЭКГ исключила бы персонализацию сердечно-сосудистой системы для каждого человека.

В [11] использовалась функция фокальных потерь (*англ.* Focal Loss) для решения проблемы несбалансированных данных, которую внедрили в MIT-BIH и повысили оценку F1-score до 0.79. Такой подход лучше, поскольку данные представляют собой биомедицинские сигналы, что позволяет избежать манипулирования данными.

Тренинг по трансфертному обучению был предложен Кубой и Тимом [12], поскольку для обучения сверточной нейронной сети (Convolutional Neural Networks, CNN) для классификации сигналов ЭКГ требуется много ан-

нотированных выборок, чего трудно достичь. Сначала были предварительно обработаны данные в зависимости от большего общедоступного набора данных, затем точно настроена сеть с небольшими данными для классификации фибрилляции предсердий. Этот метод улучшил производительность CNN. В [13] база данных MIT-BIH по злокачественной желудочковой эктопии [14] использовалась для классификации данных на основе риска нарушения для здоровья и жизни пациента. Были оценены 6 выбранных классов: опасная аритмия, требующая срочной реанимации; ранняя форма опасных для жизни аритмий; опасные для жизни желудочковые аритмии; потенциально опасные желудочковые аритмии; наджелудочковые аритмии; нормальный ритм, где каждый класс содержал 90 основных фрагментов по 2 с каждый. Алгоритмами, использованными для классификации аритмий по спектральному описанию, были взвешенные K-ближайшие соседи (K-Nearest Neighbors, KNN), линейный дискриминантный анализ (Linear Discriminant Analysis, LDA) и метод ближайшей выпуклой оболочки (Linear Programming based Nearest Convex Hull, LP-NCH), машина опорных векторов (Support Vector Machines, SVM) и методы нейронной сети.

Точность отнесения группы опасных аритмий – трепетания желудочков (Ventricular Flutter, VFL), фибрилляции желудочков (Ventricular Fibrillation, VFIB), желудочковой тахикардии (Ventricular Tachycardia, VT) – к фону альтернативной аритмии была самой высокой при использовании SVM (94.8 %). В процессе классификации опасных аритмий на катастрофические VFL, VFIB и опасные для жизни VT наивысшая точность снизилась до 82.2 %, в то время как чувствительность не превышала 77.2 %. Эффективность не повышалась при использовании алгоритмов нейронной сети, где показатель точности не превышал 93.7 % при использовании полностью подключенной нейронной сети. В [15] сгруппировали 5 классов базы данных РТВ, где были классифицированы 50 из 549 записей. Сгруппированными классами были инфаркт миокарда, аритмия, блокада ветвей пучка, кардиомиопатии и здоровый контроль. Сначала каждая запись была разделена на сегменты продолжительностью

в 1 с, за которыми последовали фрагменты продолжительностью в 2 и 3 с. Затем каждый сегмент был преобразован в скалограммы с использованием непрерывного вейвлет-преобразования (Continuous Wavelet Transform, CWT). Наконец, предварительно обученная модель Alexnet была использована для классификации результирующих сегментов продолжительностью 1, 2 и 3 с на 5 классов. Наилучшие результаты были получены с помощью 3-секундных скалограмм, где оценка F1, отзыв, точность и безошибочность составили 0.9809, 0.98, 0.9818 и 0.98 соответственно.

Материалы и методы. Исследование заключается в преобразовании девяти классов сигналов ЭКГ в двоичные изображения, а затем в разработке модели глубокого обучения для их классификации.

В данной статье использовалась база данных РТВ, предоставленная Национальным институтом метрологии Германии. Она содержит 549 записей о 290 здоровых добровольцах и пациентах с различными заболеваниями сердца: 81 женщина (средний возраст 61.6 год) и 209 мужчин (средний возраст 55.5 лет). Каждая запись содержит 15 измеренных сигналов; 12 стандартных отведений (i, ii, iii, avr, avl, avf, v1, v2, v3, v4, v5, v6) и 3 ЭКГ в отведениях Франка (vx, vy, vz). Сигнал был оцифрован таким образом, что в каждую секунду было 1000 отсчетов. Подробное клиническое резюме было представлено в заголовочном файле (.hea), в то время как значения сигнала ЭКГ были представлены в файле (.dat). Сигналы в этой базе данных соответствуют девяти классам сердечных заболеваний: разное, миокардит, порок клапанов сердца, гипертрофия миокарда, дисритмия, блокада ветвей пучка, кардиомиопатия/сердечная недостаточность, инфаркт миокарда и здоровый контроль [3]. Выбор этой базы данных основан на большом количестве предоставленных записей. Эти записи включали лиц обоих полов, здоровых или пациентов с различными заболеваниями сердца.

Подготовка данных состоит из четырех этапов: автоматической маркировки необработанных данных; предварительной обработки полученных сигналов; разделения каждого на не-

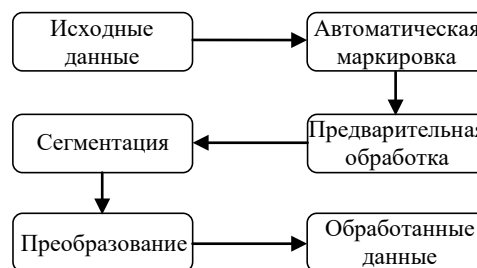


Рис. 1. Этапы подхода к предварительной обработке данных

Fig. 1. Stages of the data preprocessing approach

сколько небольших сигналов; преобразования каждого в изображение (рис. 1).

Автоматическая маркировка данных обусловлена большим количеством записей в базе данных, ручная обработка которых сложна и отнимает много времени. Вначале все файлы (.hea), содержащие диагноз, были собраны в одну папку. Затем все файлы сканировались один за другим с автоматическим поиском названия записи и диагноза. Использование библиотеки ОС на Python позволило быстро перебирать файлы папки. Таблица Excel была создана с использованием библиотеки "xlsxwriter", которая содержала 2 столбца: первый – название записи, а второй – сам диагноз. Класс был назван в честь диагноза, и в то же время номер строки соответствовал количеству записей. Таким образом, как название каждой записи, так и диагноз были найдены автоматически.

Все записи в формате (.mat) были собраны в одну папку после успешного завершения предыдущего шага, и были созданы папки с названиями классов. Библиотека Excel использовалась для чтения файла .xls, созданного на первом шаге, который содержал 2 столбца (имя записи и имя класса). Процесс перемещения файлов (.mat) из основной папки во вложенные папки был следующим: название записи считывалось из первого столбца, а диагноз – из второго. Таким образом, было известно, какая запись (файл .mat) соответствует какой папке (имя класса). Это сворачивание было выполнено с использованием библиотеки shutil, которая позволяла переносить файлы между папками. Наконец, все строки были переданы, и все файлы (.mat) были перемещены из основной папки в 9 вложенных папок.

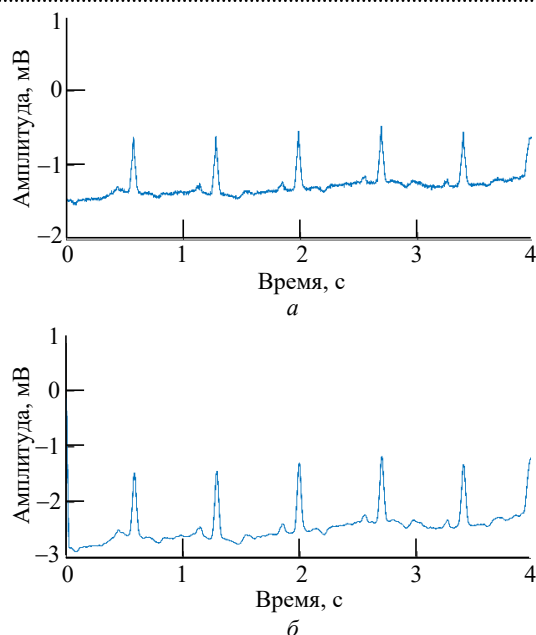


Рис. 2. Результат предварительной обработки сигнала:
a – до обработки; *б* – после обработки

Fig. 2. Preprocessing a signal: *a* – before preprocessing;
б – after preprocessing

Метод предварительной обработки данных состоит из двух этапов. Первый – это нормализация амплитуды сигнала, а второй – сглаживание сигнала. Для сглаживания каждого сигнала был применен усредненный фильтр. Сигнал до и после предварительной обработки показан на рис. 2.

Сегментация сигналов. Продолжительность записей базы данных РТВ составляет от 15 до 60 с. Таким образом, каждая запись была разделена на 15–30 сегментов продолжительностью 2 с. Сегментация была необходима для увеличения размера выборки и уменьшения размера изображений в качестве окончательной формы данных перед подачей в модель. Выбор 2-секундной сегментации был основан на исследовании [13], независимо от того, что авторы [15] получили лучшие результаты с 3-секундной сегментацией, используя другую технику преобразования изображений. Пример сегментации 6-секундного сигнала на 2-секундные сегменты показан на рис. 3.

Преобразование сигналов в изображения. На этом этапе сегментированные сигналы были сохранены в виде изображений RGB. Затем эти изображения были преобразованы в двоичные, где фон черный, а объект белый. Пример сигнала до и после преобразования показан на рис. 4. После этого шага данные были готовы к вводу в модель глубокого обучения.

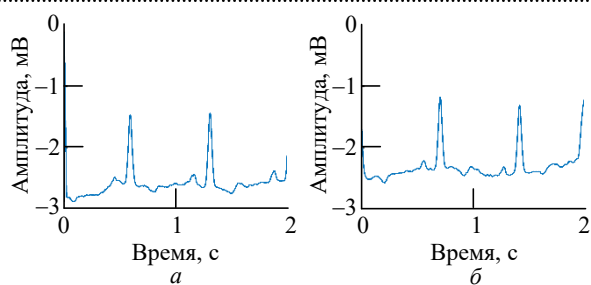


Рис. 3. Результат сегментации 4-секундного сигнала на два 2-секундных сегмента: *a* – первый сегмент; *б* – второй сегмент

Fig. 3. Segmentation of a 4-seconds signal into two 2-seconds segments: *a* – the first segment; *б* – the second segment

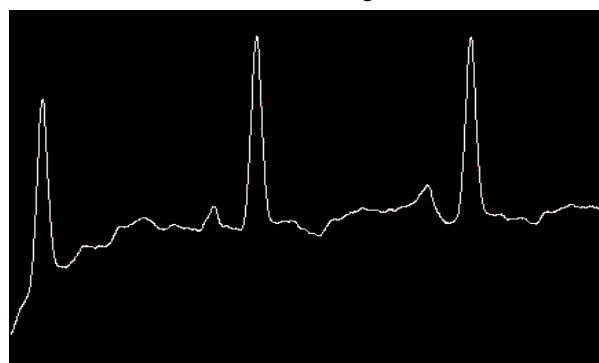


Рис. 4. Результат преобразования предварительно обработанного сигнала ЭКГ в двоичное изображение

Fig. 4. Conversion of a preprocessed ECG signal to a binary image

Архитектура модели Alexnet. Архитектура предварительно обученной модели Alexnet в данном исследовании состоит из восьми уровней. Первый и второй слои представляют собой сверточный слой со слоем максимального объединения, в то время как слои с 3-го по 5-й представляют собой 3 сверточных слоя с одним слоем максимального объединения, а слои с 6-го по 8-й – 2 полностью связанных скрытых слоя с одним полностью подключенным выходным слоем. Функция активации линейного блока выпрямителя (Rectified Linear Unit, ReLU) использовалась для всех слоев, кроме выходного, где использовался softmax. Количество эпох и размер партии составили 80 и 64 соответственно.

Результаты и обсуждение. Производительность модели оценивалась с помощью набора показателей для случаев использования поверхностных выводов, ортогональных выводов и всех выводов. Учитывая, что каждый тип канала классифицировался отдельно, было рассчитано среднее значение для каждого случая классификации (таблица).

Показатели оценки эффективности модели для каждого изученного случая при классификации аритмий

The evaluation metrics of the model's performance of each studied case for arrhythmia classification

Показатели оценки	12 поверхностных отведений ЭКГ	Ортогональные отведения	Все отведения
Точность	0.84273	0.83195	0.83726
Прецизионность	0.78493	0.69964	0.72694
F1-score	0.71508	0.76427	0.73794

Это исследование показало наилучшую точность, а также прецизионность в случае поверхностных отведений ЭКГ. Хотя точность ненамного выше, чем у ортогональных отведений, она более надежна, поскольку была рассчитана на основе 12 отведений, в то время как для отведений Фрэнка она была основана только на трех зацепках. С другой стороны, оценка F1-score для ЭКГ отведений Франка была наилучшей и превышала точность в случае 12 поверхностных отведений.

Заключение. Цель описанного исследования была достигнута с помощью базы данных РТВ для классификации девяти типов аритмии. Вначале для автоматической маркировки изображений использовался язык программирования Python. Затем MATLAB Simulink был использован для предварительной обработки и

сегментации сигналов на 2-секундные фрагменты и сохранения их в изображениях RGB. Далее с помощью Python RGB-изображения преобразовывались в двоичные. Наконец, предварительно обученная модель Alexnet использовалась для классификации изображений в Google Colab, где каждый ЭКГ-канал классифицировался отдельно. Методика отсева была внедрена для уменьшения переобучения. Производительность модели оценивалась для трех случаев: 12 поверхностных отведений ЭКГ, ортогональных отведений и всех отведений. Вычисленные средние значения показателей (точность, прецизионность и F1-score) для каждого случая показывают, что использования 12 поверхностных отведений ЭКГ достаточно для классификации девяти различных типов аритмий.

Список литературы

1. Smoot K. Heart Rhythm and Arrhythmias // Johns Hopkins Medicine. URL: https://www.hopkinsmedicine.org/heart_vascular_institute/cardiovascular-research/heart-rhythm-and-arrhythmias.html (дата обращения 22.10.2022)
2. Cardiovascular diseases (CVDs) // World Health Organization. URL: [https://www.who.int/news-room/fact-sheets/detail/cardiovascular-diseases-\(cvds\)](https://www.who.int/news-room/fact-sheets/detail/cardiovascular-diseases-(cvds)) (дата обращения 24.10.2022)
3. Bousseljot R. D., Kreiseler D., Schnabel A. The PTB Diagnostic ECG Database. doi: 10.13026/C28C71. URL: <https://physionet.org/content/ptbdb/> (дата обращения 15.10.2022)
4. Moody G., Mark R. MIT-BIH Arrhythmia Database. doi: 10.13026/C2F305. URL: <https://physionet.org/content/mitdb/> (дата обращения 15.10.2022)
5. ECG Classification Using Deep CNN Improved by Wavelet Transform / Y. Zhao, J. Cheng, P. Zhang, X. Peng // Computers, Materials & Continua. 2020. Vol. 64, № 3. P. 1615–1628. doi: 10.32604/cmc.2020.09938
6. Ari S., Das M. K., Chacko A. ECG signal enhancement using S-Transform // Computers in Biology and Medicine. 2013. Vol. 43, № 6. P. 649–660. doi: 10.1016/j.combiomed.2013.02.015
7. Fernandes F. C. A., van Spaendonck R. L. C., Burrus C. S. A new framework for complex wavelet transforms // IEEE Transactions on Signal Processing.

2003. Vol. 51, № 7. P. 1825–1837. doi: 10.1109/TSP.2003.812841

8. Yi X., Walia E., Babyn P. Generative adversarial network in medical imaging: A review // Medical Image Analysis. 2019. Vol. 58. P. 101552. doi: 10.1016/j.media.2019.101552

9. Synthesizing electronic health records using improved generative adversarial networks / M. K. Baowaly, Ch.-Ch. Lin, Ch.-L. Liu, K.-T. Chen // J. of the American Medical Informatics Association. 2019. Vol. 26, № 3. P. 228–241. doi: 10.1093/jamia/ocy142

10. Generalization of Convolutional Neural Networks for ECG Classification Using Generative Adversarial Networks / A. M. Shaker, M. Tantawi, H. A. Shedeed, M. F. Tolba // IEEE Access. 2020. Vol. 8. P. 35592–35605. doi: 10.1109/ACCESS.2020.2974712

11. Automated arrhythmia classification using depthwise separable convolutional neural network with focal loss / Y. Li, M. Jiang, L. Wei, J. Zhang, Zh. Wang, B. Wei, L. Xia // Biomedical Signal Processing and Control. 2021. Vol. 69. P. 102843. doi: 10.1016/j.bspc.2021.102843

12. Weimann K., Conrad T. O. F. Transfer learning for ECG classification // Sci Rep. 2021. Vol. 11, № 1. P. 5251. doi: 10.1038/s41598-021-84374-8

13. ECG Database for Evaluating the Efficiency of Recognizing Dangerous Arrhythmias / L. A. Manilo,

A. P. Nemirko, E. G. Evdakova, A. A. Tatarinova // Proc. of the 2021 IEEE Ural-Siberian Conf. on Computational Technologies in Cognitive Science, Genomics and Biomedicine. 2021. P. 120–123. doi: 10.1109/CSGB53040.2021.9496029

14. ECG Fragment Database for the Exploration of Dangerous Arrhythmia / A. Nemirko, M. Manilo, A. Tatarinova, B. Alekseev, E. Evdakova. doi: 10.13026/kpfg-xs25. URL: <https://physionet.org/content/>

ecg-fragment-high-risk-label/1.0.0/ (дата обращения 15.10.2022)

15. Ba Mahel A. S., Harold N., Solieman H. Arrhythmia Classification Using Alexnet Model Based on Orthogonal Leads and Different Time Segments // Proc. of the 2022 Conf. of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering. 2022. P. 1312–1315. doi: 10.1109/ElConRus54750.2022.9755708

Информация об авторах

Салиман Ханадн – бакалавр по направлению "Электромеханика – мехатроника" (2018, университет Тишрин, Сирия), магистр по направлению "Биотехнические системы и технологии" (2020), аспирантка 3-го года, ассистент кафедры биотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ассистент университета Тишрин. Автор более 10 научных публикаций. Сфера научных интересов – медицинское приборостроение; медицинская информатика; обработка и анализ биомедицинских сигналов и данных.

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

E-mail: khsoliman@stud.etu.ru

<https://orcid.org/0000-0002-9868-8960>

Сали Салар – бакалавр по направлению "Электромеханика – мехатроника" (2020, университет Тишрин, Сирия), магистрант 2-го года кафедры биотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ассистент университета Тишрин. Сфера научных интересов – медицинское приборостроение; медицинская информатика; обработка и анализ биомедицинских сигналов и данных.

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

E-mail: ssali@stud.etu.ru

<https://orcid.org/0000-0001-5000-3259>

References

1. Smoot K. Heart Rhythm and Arrhythmias. Johns Hopkins Medicine. Available at: https://www.hopkinsmedicine.org/heart_vascular_institute/cardiovascular-research/heart-rhythm-and-arrhythmias.html (accessed 22.10.2022)

2. Cardiovascular diseases (CVDs). World Health Organization. Available at: [https://www.who.int/news-room/fact-sheets/detail/cardiovascular-diseases-\(cvds\)](https://www.who.int/news-room/fact-sheets/detail/cardiovascular-diseases-(cvds)) (accessed 24.10.2022)

3. Bousseljot R. D., Kreiseler D., Schnabel A. The PTB Diagnostic ECG Database. doi: 10.13026/C28C71. Available at: <https://physionet.org/content/ptbdb/> (accessed 15.10.2022)

4. Moody G., Mark R. MIT-BIH Arrhythmia Database. doi: 10.13026/C2F305. Available at: <https://physionet.org/content/mitdb/> (accessed 15.10.2022)

5. Zhao Y., Cheng J., Zhang P., Peng X. ECG Classification Using Deep CNN Improved by Wavelet Transform. Computers, Materials & Continua. 2020, vol. 64, no. 3, pp. 1615–1628. doi: 10.32604/cmc.2020.09938

6. Ari S., Das M. K., Chacko A. ECG Signal Enhancement Using S-Transform. Computers in Biology and Medicine. 2013, vol. 43, no. 6, pp. 649–660. doi: 10.1016/j.compbiomed.2013.02.015

7. Fernandes F. C. A., van Spaendonck R. L. C., Burrus C. S. A New Framework for Complex Wavelet Transforms. IEEE Transactions on Signal Processing. 2003, vol. 51, no. 7, pp. 1825–1837. doi: 10.1109/TSP.2003.812841

8. Yi X., Walia E., Babyn P. Generative Adversarial Network in Medical Imaging: A review. Medical Image Analysis. 2019, vol. 58, p. 101552. doi: 10.1016/j.media.2019.101552

9. Baowaly M. K., Lin Ch.-Ch., Liu Ch.-L., Chen K.-T. Synthesizing Electronic Health Records Using Improved Generative Adversarial Networks. J. of the American Medical Informatics Association. 2019, vol. 26, no. 3, pp. 228–241. doi: 10.1093/jamia/ocy142

10. Shaker A. M., Tantawi M., Shedeed H. A., Tolba M. F. Generalization of Convolutional Neural Networks for ECG Classification Using Generative Adversarial Networks. IEEE Access. 2020, vol. 8, pp. 35592–35605. doi: 10.1109/ACCESS.2020.2974712

11. Lu Y., Jiang M., Wei L., Zhang J., Wang Zh., Wei B., Xia L. Automated Arrhythmia Classification Using Depthwise Separable Convolutional Neural Network with Focal Loss. Biomedical Signal Processing and Control. 2021, vol. 69, p. 102843. doi: 10.1016/j.bspc.2021.102843

12. Weimann K., Conrad T. O. F. Transfer Learning for ECG Classification. *Sci Rep.* 2021, vol. 11, no. 1, p. 5251. doi: 10.1038/s41598-021-84374-8

13. Manilo L. A., Nemirko A. P., Evdakova E. G., Tatarinova A. A. ECG Database for Evaluating the Efficiency of Recognizing Dangerous Arrhythmias. *Proc. of the 2021 IEEE Ural-Siberian Conf. on Computational Technologies in Cognitive Science, Genomics and Biomedicine.* 2021, pp. 120–123. doi: 10.1109/CSGB53040.2021.9496029

14. Nemirko A., Manilo L., Tatarinova A., Alekseev B., Evdakova E. ECG Fragment Database for the Exploration of Dangerous Arrhythmia. doi: 10.13026/kpfg-xs25. Available at: <https://physionet.org/content/ecg-fragment-high-risk-label/1.0.0/> (accessed 15.10.2022)

15. Ba Mahel A. S., Harold N., Solieman H. Arrhythmia Classification Using Alexnet Model Based on Orthogonal Leads and Different Time Segments. *Proc. of the 2022 Conf. of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering.* 2022, pp. 1312–1315. doi: 10.1109/ElConRus54750.2022.9755708

Information about the authors

Hanadi Solieman, Bachelor in Electromechanics – Mechatronics (2018, Tishreen University, Syria), Master in Bioengineering Systems and Technologies (2020), 3rd year Postgraduate student, Assistant at the Department of Bioengineering Systems of Saint Petersburg Electrotechnical University. Assistant at the Mechatronics program for Distinguished at Tishreen University. The author of more than 10 scientific publications. Area of expertise: medical instrumentation; medical informatics; processing and analysis of biomedical signals and data.

Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia
E-mail: khsoliman@stud.etu.ru
<https://orcid.org/0000-0002-9868-8960>

Salar Sali, Bachelor in Electromechanics – Mechatronics (2020, Tishreen University, Syria), 2nd year Master's student at the Department of Bioengineering Systems of Saint Petersburg Electrotechnical University. Area of expertise: medical instrumentation; medical informatics; processing and analysis of biomedical signals and data.

Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia
E-mail: ssali@stud.etu.ru
<https://orcid.org/0000-0001-5000-3259>

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 A4. Параметры страницы: поля – верхнее, левое и нижнее 2.5 см, правое 2 см; колонтитулы – верхний 2 см, нижний 2 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 наноэлектроника.
- 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

Известия высших учебных заведений России. **РАДИОЭЛЕКТРОНИКА**
Journal of the Russian Universities. **RADIOELECTRONICS**

Том 26 № 2 2023

Vol. 26 No. 2 2023

Научные редакторы А. М. Мончак, П. В. Апалина
Редакторы Э. К. Долгатов, И. Г. Скачек
Компьютерная верстка М. И. Поповой,
Е. И. Третьяковой

Science Editors A. M. Monchak, P. B. Apalina
Editors E. K. Dolgatov, I. G. Skachek
DTP Professional M. I. Popova
E. I. Tretyakova

Подписано в печать 02.05.23. Формат 60×84 1/8.

Бумага офсетная. Печать цифровая.

Уч.-изд. л. 17.29. Печ. л. 16.75. Тираж 300 экз. (1-й завод 1–150 экз.) Заказ 61.

Цена свободная.

Signed to print 02.05.23. Sheet size 60×84 1/8.

Educational-ed. liter. 17.29. Printed sheets 16.75. Number of copies 300.

Printing plant 1–150 copies. Order no. 61.

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