



DOI: 10.32603/1993-8985

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

Известия высших учебных заведений России
РАДИОЭЛЕКТРОНИКА

Том 28 № 5 2025



Journal of the Russian Universities
RADIOELECTRONICS

Vol. 28 No. 5 2025

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

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., советник ректората, Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина), С.-Петербург, Россия

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

Dieter H. BIMBERG, PhD, Dr Phil. Nat. Dr H. C. Mult.,
исполн. директор "Bimberg Center of Green Photonics",
Чанчуньский институт оптики, точной механики
и физики КАН, Чанчунь, Китай
Matthias A. HEIN, PhD, Dr Rer. Nat. Habil., Prof.,
Технический университет, Ильменау, Германия
Jochen HORSTMANN, PhD, Dr Rer. Nat., директор
департамента, Гельмгольц-центр, Гестахт, Германия
Erkki LAHDERANTA, 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
А. Ю. ЕГОРОВ, д.ф.-м.н., чл.-кор. РАН, ООО «Коннектор
Оптика», С.-Петербург, Россия
С. Т. КНЯЗЕВ, д.т.н., доц., Уральский федеральный
университет, Екатеринбург, Россия
Д. А. КОЗОДАЕВ, к.ф.-м.н., генеральный директор
NT-MDT BV LLC, Апельдорн, Нидерланды

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

В. 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

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. RADIODEVICE

IZVESTIYA VYSSHIKH UCHEBNYKH ZAVEDENII ROSSI. RADIODEVICE

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.), Rector Adviser, 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

Anton Yu. EGOROV, Dr Sci. (Phys.-Math.), Professor, correspondent member RAS, Connector Optics LLC, St Petersburg, Russia

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

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

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

Dmitry A. KOZODAEV, PhD, NT-MDT BV LLC (CEO), Apeldoorn, Netherlands

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 Radioelectronics (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

Aleksey G. VOSTRETSOV, 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, PhD, Associate Professor, Saint Petersburg Electrotechnical University, St Petersburg, Russia

– 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

Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов

Хафизов Р. Г., Егошина И. Л., Мертвящев А. С., Хамарицкая О. А.

Повышение эффективности инверсной фильтрации сигналов на основе метода коррекции базиса.....6

Телевидение и обработка изображений

Басманов А. А., Богачев М. И., Григорьев А. А., Шалаумова Ю. В., Обухова Н. А.,

Ложкин Г. И., Тишин Д. В. Картрирование многолетних изменений лесного покрова

по мультиспектральным данным спутникового дистанционного зондирования.....16

Радиолокация и радионавигация

Горовой А. В., Шевченко М. Е., Малышев В. Н. Пространственная фильтрация

при определении положения источников радиоизлучения.....28

Гейстер С. Р., Кириченко В. В. Способ компенсации сигнала несущего винта вертолета
во временной области перед построением радиолокационного изображения рулевого винта.....43

Квантовая, твердотельная, плазменная и вакуумная электроника

Афанасьев А. В., Афанасьев П. В., Ильин В. А., Серков А. В., Трушлякова В. В.,

Чигирев Д. А., Шевченко С. А., Восколович А., Пологов С. А.

Электрическая характеристика силовых карбидокремниевых MOSFET с линейным
и гексагональным дизайном базовых ячеек.....54

Радиофотоника

Горянинов В. С., Нгуа Ндонг Авеле Ж. Б., Мазоя А. Б., Тарасов С. А.

Портативная многоспектральная камера для экологического мониторинга.....66

Электроника СВЧ

Ефимов А. С., Емельянов А. М., Кривоногова Е. А., Зинкин С. Д., Груша А. В.

Монолитные интегральные схемы широкополосных усилителей мощности Ка-диапазона

на основе GaAs pHEMT.....83

Метрология и информационно-измерительные приборы и системы

Антонюк Е. М., Гвоздев Д. С.

Многоканальные адаптивные системы технической диагностики.....94

Белан И. М. Влияние реактивного момента на размытие изображения.....105

От редакции

Знаменательные даты

Маслеников Ю. А., Таиров С. М. Ленинград – родина электронной промышленности СССР...113

Правила для авторов статей.....118

CONTENTS

Radio Electronic Facilities for Signal Transmission, Reception and Processing

Khafizov R. G., Egoshina I. L., Mertvishchev A. S., Hamaritskaya O. A.

Improving the Efficiency of Inverse Signal Filtering by Basis Correction Method.....6

Television and Image Processing

Basmanov A. A., Bogachev M. I., Grigoriev A. A., Shalaumova Yu. V.,

Obukhova N. A., Lozhkin G. I., Tishin D. V. Mapping Long-Term Changes in Forest Cover

Using Multispectral Satellite Remote Sensing Data.....16

Radar and Navigation

Gorovoy A. V., Shevchenko M. E., Malyshev V. N.

Spatial Filtering when Determining the Position of Radio Sources.....28

Heister S. R., Kirichenko V. V. Method for Compensating Helicopter Main Rotor Signal

in the Time Domain Before Constructing a Tail Rotor Radar Image.....43

Quantum, Solid-State, Plasma and Vacuum Electronics

Afanasyev A.V., Afanasyev P. V., Ilyin V. A., Serkov A.V., Trushlyakova V. V.,

Chigirev D. A., Shevchenko S. A., Voskolovich A., Pologov S. A. Electrical Characterization

of Power Silicon Carbide MOSFETs with Linear and Hexagonal Base Cell Designs.....54

Microwave Photonics

Goryainov V. S., Ngoua Ndong Avele J. B., Mazoya A. B., Tarasov S. A.

Portable Multispectral Camera for Environmental Monitoring.....66

SHF Electronics

Efimov A. S., Emelianov A. M., Krivonogova E. A., Zinkin S. D., Grusha A. V.

Ka-band GaAs pHEMT Wideband Power Amplifier MMICs.....83

Metrology, Information and Measuring Devices and Systems

Antonyuk E. M., Gvozdev D. S. Multichannel Adaptive Systems for Technical Diagnostics.....94

Belan I. M. Estimation of Reactive Torque Effect on Image Blur.....105

From the Editor

Significant Dates

Maslenikov Yu. A., Tairov S. M. Leningrad – the Birthplace of the USSR's Electronics Industry.....113

Author's Guide.....118

Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов

УДК 621.382.323

Научная статья

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2025-28-5-6-15>

Повышение эффективности инверсной фильтрации сигналов на основе метода коррекции базиса

Р. Г. Хафизов[✉], И. Л. Егошина, А. С. Мертвичев, О. А. Хамарицкая

Поволжский государственный технологический университет, Йошкар-Ола, Россия

[✉] hafizovrg@volgatech.net

Аннотация

Введение. Повышение разрешающей способности радиолокационных станций, превышающей рэлеевский предел, особенно важно для современных радиоэлектронных систем, функционирующих в условиях низкого отношения сигнал/шум и интенсивных внешних помех. Данная задача приобретает ключевое значение для обеспечения точного обнаружения и идентификации объектов на значительных расстояниях, что открывает широкие возможности для применения этой технологии. Один из эффективных методов обработки – инверсная фильтрация (ИФ), однако ее эффективность при традиционной реализации значительно снижается с ухудшением помеховой обстановки, что ограничивает область применения в реальных ситуациях.

Цель работы. Разработка и исследование подхода, направленного на повышение эффективности ИФ посредством внедрения и использования метода коррекции базиса, что позволяет улучшить качество обработки сигналов и повысить устойчивость системы к помехам.

Материалы и методы. Исследование основано на математическом моделировании процессов фильтрации и анализе влияния различных параметров на эффективность ИФ. Моделирование процессов осуществлялось в специально разработанном программном обеспечении. Использованы методы теории обработки сигналов, включая теорию матриц и теорию вероятностей.

Результаты. Предложен метод коррекции базиса, повышающий эффективность ИФ за счет увеличения отношения сигнал/шум на выходе фильтра. Получены зависимости отношения сигнал/шум от параметров коррекции. Введено понятие среднего квадрата нормы импульсной характеристики фильтра, что обеспечивает дополнительный аналитический инструмент для оценки и оптимизации метода. Предложен практический подход к реализации метода для повышения разрешающей способности радиолокационных систем.

Заключение. Метод коррекции базиса позволяет повысить эффективность ИФ и расширяет возможности ее использования в условиях низкого входного отношения сигнал/шум. Вклад исследования заключается в разработке новой методики улучшения качества обработки сигналов в радиолокационных системах, что позволяет расширить их применение даже при неблагоприятных условиях приема сигнала.

Ключевые слова: инверсная фильтрация, повышение отношения сигнал/шум, сжатие простого сигнала, нестационарный фильтр, коррекция базиса

Для цитирования: Повышение эффективности инверсной фильтрации сигналов на основе метода коррекции базиса / Р. Г. Хафизов, И. Л. Егошина, А. С. Мертвичев, О. А. Хамарицкая // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2025. Т. 28, № 5. С. 6–15.

doi: [10.32603/1993-8985-2025-28-5-6-15](https://doi.org/10.32603/1993-8985-2025-28-5-6-15)

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 23.02.2025; принята к публикации после рецензирования 14.06.2025; опубликована онлайн 28.11.2025

Improving the Efficiency of Inverse Signal Filtering by Basis Correction Method

Rinat G. Khafizov[✉], Irina L. Egoshina,
Alexander S. Mertvishchev, Olesya A. Hamaritskaya

Volga State University of Technology, Yoshkar-Ola, Russia

[✉] hafizovrg@volgattech.net

Abstract

Introduction. Enhancing the resolution of radar stations beyond the Rayleigh limit is particularly important for modern radio electronic systems operating under conditions of low signal-to-noise ratios and intense external interference. This task becomes crucial for ensuring accurate detection and identification of objects at significant distances, which extend possibilities for applying this technology. Inverse filtering (IF) is an effective processing method; however, in standard cases, its efficiency depends significantly on the noise environment, limiting its application in real-world scenarios.

Aim. Development and investigation of an approach aimed at enhancing IF efficiency by introducing a basis correction method, which improves signal processing quality and increases system robustness to interference.

Materials and methods. The research was carried out using the methods of mathematical simulation of filtering processes and analysis of the influence of various parameters on the IF efficiency. Simulation studies were conducted in a specially developed software environment. The methods of signal processing theory, including matrix theory and probability theory, were used.

Results. A method of basis correction is proposed, which increases the efficiency of IF by increasing the signal-to-noise ratio at the filter output. Dependencies of the signal-to-noise ratio on correction parameters are obtained. The concept of the mean square of the filter's impulse response norm is introduced, providing an additional analytical tool for evaluating and optimizing the method. A practical approach for implementing the method to enhance the resolution of radar systems is proposed.

Conclusion. The basis correction method improves the efficiency of IF and extends its application capabilities in the conditions of a low input signal-to-noise ratio. The research significance consists in the development of a novel methodology for improving signal processing quality in radar systems, which extends their applicability under adverse signal reception conditions.

Keywords: inverse filtering, increasing the signal-to-noise ratio, simple signal compression, non-stationary filter, basis correction

For citation: Khafizov R. G., Egoshina I. L., Mertvishchev A. S., Hamaritskaya O. A. Improving the Efficiency of Inverse Signal Filtering by Basis Correction Method. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2025, vol. 28, no. 5, pp. 6–15.

doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-5-6-15

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

Submitted 23.02.2025; accepted 14.06.2025; published online 28.11.2025

Введение. В современных радиолокационных системах одним из ключевых требований является достижение высокой разрешающей способности, которая превышает "рэлеевский предел", что особенно актуально при работе в условиях воздействия шума [1]. Возможность сжатия простого сигнала во временной области – основное достоинство инверсной фильтрации (ИФ), методы реализации которой подробно рассматриваются в [2, 3]. В [4] приведен подход к обработке непрерывных радио-

локационных сигналов, близкий по структуре к ИФ. В [5–8] представлены примеры применения ИФ для повышения разрешающей способности в радиолокационных системах, включая реализацию в реальных задачах обработки импульсных сигналов. При этом инверсная фильтрация находит свое применение не только в системах обработки сигналов при решении задач разрешения сигналов, но и в системах обработки изображений при решении задач восстановления изображений [9].

В [10, 11] предложена методика оценки эффективности ИФ по значению отношения коэффициентов шума для инверсного и согласованного фильтров. В [11] показано, что коэффициент шума, определяемый как отношение выходного ко входному отношению сигнал/шум (ОСШ), для ИФ в $D = \|s\|^2 \|h\|^2$ раз хуже по сравнению с согласованным фильтром (СФ), где $\|s\|$ и $\|h\|$ – нормы сигнала и импульсной характеристики (ИХ) инверсного фильтра соответственно. Инверсные фильтры применяются в случаях, когда запаздывающие копии сигнала могут представлять гораздо большую опасность, чем флуктуационные шумы. Значение параметра D позволяет оценить равномерность спектрального состава сигнала. При равномерном распределении спектра сигнала $D = 1$ и эффективности инверсного и согласованного фильтров одинаковы. По мере роста отклонения спектральных компонент сигнала друг от друга параметр D увеличивается. Если хотя бы одна из спектральных компонент обращается в ноль, параметр D стремится к бесконечности. Цель описываемой работы – разработка и исследование подхода к повышению эффективности ИФ.

Мгновенное значение сигнала на выходе линейного фильтра $Y = \{y(n)\}$, $n = 0, 1, \dots, N - 1$, есть взвешенная сумма отсчетов сигнала $S = \{s(n)\}$, $n = 0, 1, \dots, N - 1$. В качестве весовых коэффициентов выступают отсчеты ИХ фильтра $H = \{h(n)\}$. ИХ согласованного фильтра в матричном виде для случая циклической фильтрации можно представить как

$$H_{\text{СФ}} = \begin{bmatrix} s(N-1) & s(0) & \dots & s(N-2) \\ s(N-2) & s(N-1) & \dots & s(N-3) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ s(0) & s(1) & \dots & s(N-1) \end{bmatrix}. \quad (1)$$

Матрица (1) является матрицей Теплица, характеризующейся идентичными элементами на диагоналях, которые параллельны главной диагонали [12]. Структура матрицы $H_{\text{СФ}}$ такова, что каждая ее строка отражает ИХ СФ на отдельных этапах формирования выходного сигнала. При этом под этапом фильтрации понимается временной промежуток образования мгновенного

значения выходного сигнала. Важно отметить циклическую взаимосвязь между ИХ стационарного фильтра на разных этапах обработки. Формирование импульсной характеристики инверсного фильтра основано на операции обращения матрицы $H_{\text{СФ}}$, что математически записывается как $H_{\text{и.ф}} = H_{\text{СФ}}^{-1}$. При этом каждый столбец полученной матрицы $H_{\text{и.ф}}$ представляет собой ИХ стационарного инверсного фильтра на соответствующем этапе фильтрации.

Метод коррекции базиса. Метод основан на коррекции полученной ранее матрицы $H_{\text{СФ}}$ ИХ СФ. Коррекция заключается в добавлении к матрице $H_{\text{СФ}}$ корректирующей матрицы B , содержащей компоненты β_k , $k = 1, 2, \dots, k_{\text{кор}}$, где $k_{\text{кор}}$ – число корректируемых компонент [13–15]:

$$B = \begin{bmatrix} 0 & \dots & 0 & 0 & \beta_1 \\ 0 & \dots & 0 & \beta_2 & 0 \\ 0 & \dots & \beta_3 & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

При этом $k_{\text{кор}} < N$. В итоге матрица (1) для ИХ СФ преобразуется следующим образом:

$$H_{\text{кор}} = H_{\text{СФ}} + B. \quad (2)$$

Вид корректирующей матрицы B получен эмпирическим путем для примера, рассматриваемого в данной статье, и требует дальнейшего исследования. В результате коррекции нарушается циклическая взаимосвязь между импульсными характеристиками на различных этапах обработки сигнала. Это означает, что матрица (2) описывает ИХ фильтра, квазисогласованного с сигналом S . Чтобы определить импульсную характеристику инверсного фильтра с учетом коррекции, применяется операция обращения матрицы $H_{\text{и.ф.к}} = H_{\text{кор}}^{-1}$.

Каждый столбец матрицы $H_{\text{и.ф.к}}$ представляет собой ИХ инверсного фильтра на отдельных этапах фильтрации. В результате такой операции нарушается циклическая связь между ИХ инверсного фильтра, что делает фильтр нестационарным.

Для повышения эффективности ИФ требуется решить задачу оптимизации выбора параметров коррекции β_k , $k = 1, 2, \dots, k_{\text{кор}}$, исходя из

условия: $\|H_{\text{и.ф.к}}\|_r^2 \rightarrow \min$, где $\|H_{\text{и.ф.к}}\|_r^2$ –

квадрат нормы IX фильтра на r -м этапе циклической обработки, т. е. квадрат нормы r -го столбца матрицы $H_{\text{и.ф.к}}$. Параметры коррекции β_k рассчитывались методом поиска решения исчерпыванием всевозможных вариантов при ограничении числа корректируемых компонент $k_{\text{кор}}$.

Введем обозначение $A_{m,n}$, $m, n = 0, 1, \dots, N-1$, для алгебраических дополнений элементов $h_{m,n}$ в матрице (2). Союзная матрица для (2) будет иметь вид

$$S_H = \begin{bmatrix} A_{0,0} & A_{0,1} & \dots & A_{0,N-1} \\ A_{1,0} & A_{1,1} & \dots & A_{1,N-1} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ A_{N-1,0} & A_{N-1,1} & \dots & A_{N-1,N-1} \end{bmatrix}.$$

На основании этого формируем взаимную матрицу к матрице (2):

$$\tilde{H}_{\text{кор}} = S_H^T = \begin{bmatrix} A_{0,0} & A_{1,0} & \dots & A_{N-1,0} \\ A_{0,1} & A_{1,1} & \dots & A_{N-1,1} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ A_{0,N-1} & A_{1,N-1} & \dots & A_{N-1,N-1} \end{bmatrix}.$$

Согласно теореме о произведении квадратной матрицы на ее взаимную матрицу:

$$H_{\text{кор}} \tilde{H}_{\text{кор}} = \tilde{H}_{\text{кор}} H_{\text{кор}} = |H_{\text{кор}}| E,$$

где $|H_{\text{кор}}|$ – определитель матрицы (2), а E – единичная матрица. Следовательно, импульсная характеристика инверсного фильтра с коррекцией определяется как

$$H_{\text{и.ф.к}} = H_{\text{кор}}^{-1} = \frac{1}{|H_{\text{кор}}|} \tilde{H}_{\text{кор}}.$$

В матричной форме представление инверсного фильтра можно записать следующим образом:

$$Y_{\text{и.ф.к}} = SH_{\text{и.ф.к}} = SH_{\text{кор}}^{-1} = \frac{S}{|H_{\text{кор}}|} \tilde{H}_{\text{кор}}.$$

В данном случае сигнал S представлен как матрица-строка. Следовательно, в результате

перемножения матрицы-строки на квадратную матрицу $N \times N$ получим матрицу-строку $Y_{\text{и.ф.к}}$.

Докажем, что $Y_{\text{и.ф.к}} = SH_{\text{и.ф.к}} = [0 \ 0 \ \dots \ 1]$. Для этого составим произведение

$$\begin{aligned} Y_{\text{и.ф.к}} &= \begin{bmatrix} y_{\text{и.ф.к}}(0) & y_{\text{и.ф.к}}(1) & \dots & y_{\text{и.ф.к}}(N-1) \end{bmatrix} = \\ &= \frac{S \tilde{H}_{\text{кор}}}{|H_{\text{кор}}|} = \frac{1}{|H_{\text{кор}}|} \begin{bmatrix} s(0) & s(1) & \dots & s(N-1) \end{bmatrix} \times \\ &\quad \times \begin{bmatrix} A_{0,0} & A_{1,0} & \dots & A_{N-1,0} \\ A_{0,1} & A_{1,1} & \dots & A_{N-1,1} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ A_{0,N-1} & A_{1,N-1} & \dots & A_{N-1,N-1} \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

В соответствии с правилом умножения матриц имеем:

$$\begin{aligned} y_{\text{и.ф.к}}(k) &= \\ &= s(0) A_{k,0} + s(1) A_{k,1} + \dots + s(N-1) A_{k,N-1} = \\ &= \sum_{r=0}^{N-1} s(r) A_{k,r}. \end{aligned}$$

Основываясь на свойствах определителя матрицы, в частности, что сумма произведений элементов любой строки (столбца) на их алгебраические дополнения равна определителю матрицы, а сумма произведений элементов одной строки (столбца) на алгебраические дополнения соответственных элементов другой строки (столбца) равны нулю, и учитывая, что в матрице (2) $(N-1)$ -я строка совпадает с матрицей-строкой сигнала S , приходим к следующему выводу:

$$y_{\text{и.ф.к}}(k) = \begin{cases} |H_{\text{кор}}| & \text{при } k = N-1, \\ 0 & \text{при } k \neq N-1. \end{cases}$$

Отсюда следует:

$$\begin{aligned} Y_{\text{и.ф.к}} &= SH_{\text{и.ф.к}} = \frac{S}{|H_{\text{кор}}|} \tilde{H}_{\text{кор}} = \\ &= \frac{1}{|H_{\text{кор}}|} \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & |H_{\text{кор}}| \end{bmatrix} = [0 \ 0 \ \dots \ 1], \end{aligned}$$

что подтверждает верность предположения.

Рассмотрим ситуацию, когда на входе фильтра сигнал $U = \{u(n)\}$, $n = 0, 1, \dots, N-1$, пред-

ставляет собой результат сложения двух сигналов $S = \{s(n)\}$ и $S^d = \{s^d(n)\}$, $n = 0, 1, \dots, N - 1$, $d < N$, где d – значение сдвига сигнала, $s^d(n) = s(n + d)$. Докажем, что $Y_{\text{и.ф.}} = UH_{\text{и.ф.к.}} = [0 \ 0 \ \dots \ 1 \ 0 \ \dots \ 1]$. При этом положение второго отклика определяется значением сдвига d . Составим произведение

$$Y_{\text{и.ф.}} = [y_{\text{и.ф.}}(0) \ y_{\text{и.ф.}}(1) \ \dots \ y_{\text{и.ф.}}(N-1)] = \\ = \frac{U\tilde{H}_{\text{кор}}}{|H_{\text{кор}}|} = \frac{S\tilde{H}_{\text{кор}} + S^d\tilde{H}_{\text{кор}}}{|H_{\text{кор}}|}.$$

С учетом того, что в матрице $H_{\text{и.ф.к.}}$ $(N-1)$ -я строка равна матрице-строке сигнала S , а d -я строка равна матрице-строке смещенного сигнала S^d , получим:

$$y(k) = \begin{cases} |H_{\text{кор}}| & \text{при } k = N-1 \text{ или } k = d, \\ 0 & \text{при } k \neq N-1. \end{cases}$$

Следовательно:

$$Y_{\text{и.ф.}} = \\ = \frac{1}{|H_{\text{кор}}|} \left[\begin{matrix} 0 & 0 & \dots & |H_{\text{кор}}| & 0 & \dots & |H_{\text{кор}}| \end{matrix} \right] = \\ = [0 \ 0 \ \dots \ 1 \ 0 \ \dots \ 1],$$

что и требовалось доказать. Однако для получения такого результата следует наложить ограничение $d < N - k_{\text{кор}}$. Данное ограничение связано с изменениями алгебраических дополнений элементов матрицы $H_{\text{и.ф.к.}}$ при проведении корректировки.

Эффективность инверсной фильтрации с коррекцией базиса. Для исследования эффективности метода ИФ с коррекцией базиса разработано программное обеспечение. Исследование проводилось для дискретного импульсного сигнала с треугольной симметричной формой длительностью 30 отсчетов. На рис. 1 представлены результаты циклической ИФ сигнала без коррекции (рис. 1, a) и с коррекцией базиса (рис. 1, b), а на рис. 2 – для группового сигнала, представляющего собой сумму двух сигналов. При этом временной сдвиг между сигналами составлял 14 отсчетов (0.47 от ре-

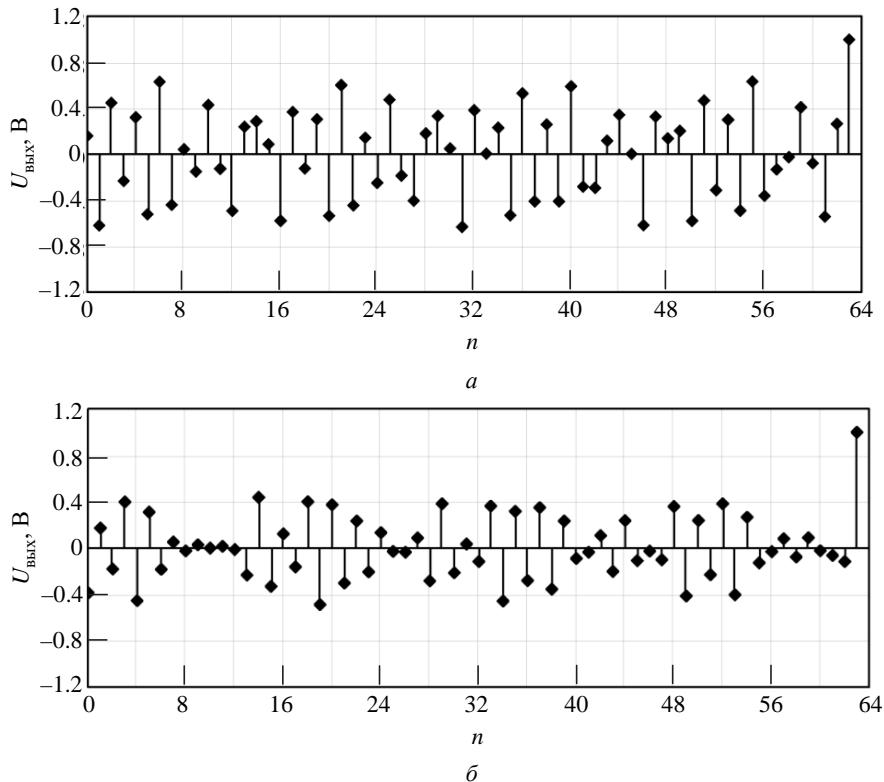


Рис. 1. Результат циклической ИФ сигнала треугольной формы: a – без коррекции; b – с коррекцией

Fig. 1. Result of cyclic IF of a triangular-shaped signal: a – without correction; b – with correction

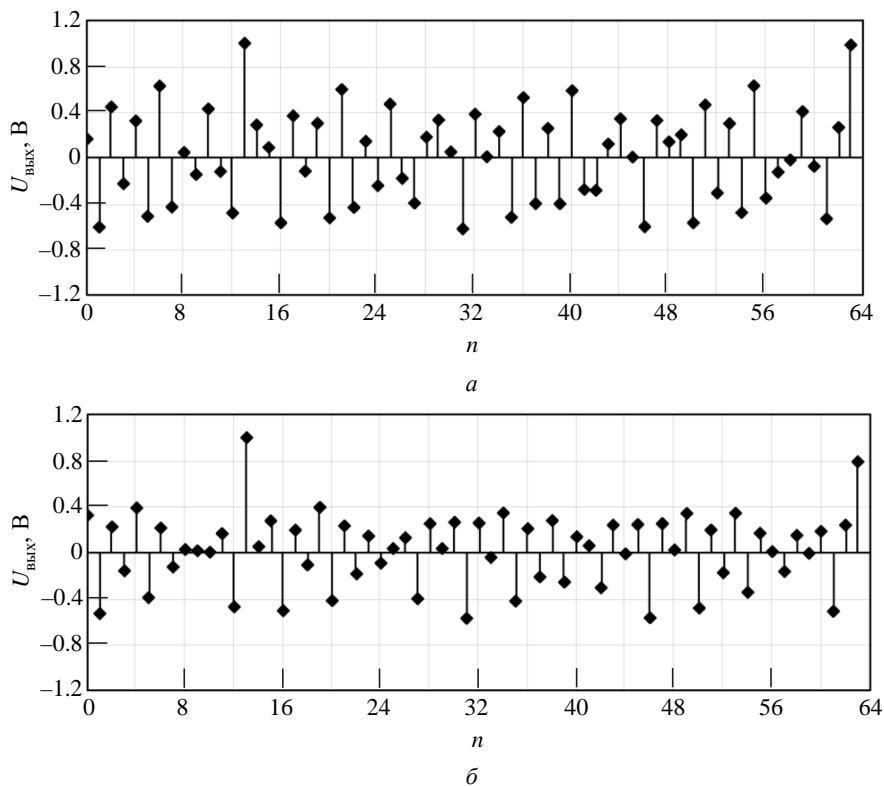


Рис. 2. Результат циклической ИФ для группового сигнала: *а* – без коррекции; *б* – с коррекцией

Fig. 2. Result of cyclic IF for a group signal is: *a* – without correction; *b* – with correction

евского предела). В данном случае заданы следующие параметры коррекции: $\beta_1 = -8$, $\beta_2 = -2$, $\beta_3 = -2$. ОСШ на выходе составляло 46 дБ. Результаты ИФ с коррекцией представлены на рис. 1, *б* и рис. 2, *б*.

Анализ экспериментальных исследований (рис. 1 и 2) позволяет сделать вывод, что применение коррекции при ИФ сигналов сохраняет способность инверсного фильтра разрешать сигналы при перекрытии, меньшем рэлеевского предела. Кроме того, даже визуально можно отметить уменьшение дисперсии шума.

Проведено исследование эффективности метода ИФ с использованием коррекции базиса. При расчете ОСШ на выходе инверсного фильтра предполагается, что мощность сигнала равна единице: $P_S = 1$. Тогда получаем следующее выражение для ОСШ, дБ:

$$q_{\text{вых}} = 10 \lg \left(\frac{1}{P_{\text{ш}}} \right),$$

а мощность шума прямо пропорциональна квадрату нормы ИХ фильтра:

$$P_{\text{ш}} = \sigma_{\text{вых}}^2 = \sigma_{\text{вх}}^2 \|H_{\text{и.ф}}\|^2,$$

где $\sigma_{\text{вх}}^2$ – дисперсия входного шума. Тогда отношение сигнал/шум на выходе ИФ, дБ:

$$q_{\text{вых}} = 10 \lg \left(\frac{1}{\sigma_{\text{вх}}^2 \|H_{\text{и.ф}}\|^2} \right).$$

При использовании метода ИФ с коррекцией базиса квадрат нормы ИХ фильтра $\|H_{\text{и.ф.к}}\|_r^2$ принимает разные значения на каждом r -м этапе циклической обработки. Мощность выходного шума определим как среднее значение по всем этапам фильтрации:

$$\overline{\sigma_{\text{вых}}^2} = \frac{1}{N} \sum_{r=0}^{N-1} \sigma_{\text{вых}, r}^2.$$

Таким образом, при работе с нестационарным инверсным фильтром возникает необходимость введения нового понятия – среднего значения квадрата нормы ИХ фильтра:

$$\overline{\|H_{\text{и.ф.к}}\|^2} = \frac{1}{N} \sum_{r=0}^{N-1} \|H_{\text{и.ф.к}}\|_r^2. \quad (3)$$

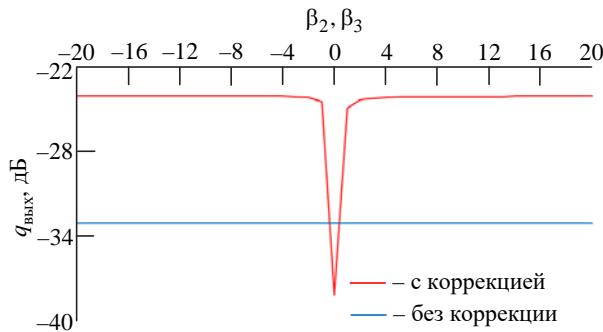


Рис. 3. Влияние корректирующих параметров β_2 и β_3 на ОСШ в выходном сигнале инверсного фильтра при $\beta_1 = -8$

Fig. 3. Effect of correction parameters β_2 and β_3 on the SNR in the IF output signal at $\beta_1 = -8$

Например, при входном ОСШ по мощности $q_{\text{вх}} = 15.5$ дБ выходной показатель ОСШ для инверсного фильтра без коррекции составляет $q_{\text{вых}} = -33$ дБ, тогда как для СФ он достигает 33.5 дБ. Таким образом, разница в эффективности D = 66.5 дБ.

На рис. 3 показано, как изменение параметров коррекции β_2 и β_3 при $\beta_1 = -8$ влияет на выходное ОСШ при заданных условиях фильтрации. Для оценки дисперсии шума на выходе фильтра применяется средний квадрат нормы ИХ инверсного фильтра (3).

Таким образом, использование метода коррекции базиса приводит к повышению ОСШ на выходе инверсного фильтра. В результате коррекции с параметрами $\beta_1 = -8$, $\beta_2, \beta_3 < -3$ и $\beta_2, \beta_3 > 6$ достигается значение ОСШ в -24 дБ, что значительно превышает исходный показатель. При этом потери D между инверсным и согласованным фильтрами сокращаются до 57.5 дБ, что расширяет возможности применения инверсного фильтра при работе с входными сигналами, имеющими низкое ОСШ.

Задача разрешения сигналов решается, как правило, после обнаружения группового сигнала. Таким образом, имеется возможность обеспечить синхронизацию и изменение характеристик фильтра в соответствии с положением окна фильтра. На рис. 4 представлен вариант реализации инверсного фильтра с коррекцией для решения задачи разрешения сигналов.

После обнаружения группового сигнала в блоке обнаружения, состоящем из СФ и порогового устройства ПУ, запускается генератор тактовых импульсов ГТИ, синхронизирующих работу инверсного фильтра. На вход инверсного фильтра с коррекцией подается сигнал с выхода СФ, задержанный на N отсчетов. Окно обработки сигнала в инверсном фильтре выбирается равным $2N$ и более, чтобы иметь возможность обрабатывать перекрывающиеся сигналы. На рис. 1 и 2 окно обработки сигнала составляло 64 при длительности сигнала 30 отсчетов, что позволяло обрабатывать перекрывающиеся сигналы.

Сигнал с выхода инверсного фильтра поступает на вход блока контроля уровня сигнала, один из выходов которого служит для управления блоком задержки сигнала. Непосредственно сам инверсный фильтр может быть реализован по схеме нерекурсивного цифрового фильтра на основе дискретной свертки или дискретного преобразования Фурье.

Заключение. Представлен подход к повышению эффективности ИФ с помощью метода коррекции базиса. В основе метода – введение корректирующего компонента на каждом этапе процесса фильтрации. При этом нарушается циклическая связь между ИХ фильтра на каждом из этапов циклической фильтрации, что приводит к нестационарности фильтра. Введено понятие – средний квадрат нормы ИХ фильтра.



Рис. 4. Структура реализации ИФ с коррекцией

Fig. 4. Structure of IF implementation with correction

Показано, что применение метода коррекции базиса позволяет увеличить ОСШ на выходе инверсного фильтра. Например, при входном ОСШ = 15.5 дБ выходной показатель ОСШ без коррекции составляет –32 дБ, тогда как при использовании коррекции с определенными параметрами он достигает практически –24 дБ. В результате потери D между инверсным и согласованным фильтрами сокра-

щаются, что обеспечивает возможность применения ИФ при меньших значениях ОСШ на входе фильтра. Введено ограничение на размер сдвига между сигналами в составе группового сигнала при решении задачи разрешения сигналов с использованием инверсного фильтра с коррекцией. Предложен подход к реализации инверсного фильтра с коррекцией для решения задачи разрешения сигналов.

Авторский вклад

Хафизов Ринат Гафиятуллович – постановка задачи; разработка подхода.

Егошина Ирина Лазаревна – обработка результатов вычислительного эксперимента.

Мертвищев Александр Сергеевич – реализация вычислительного эксперимента.

Хамарицкая Олеся Алексеевна – реализация вычислительного эксперимента.

Author's contribution

Rinat G. Khafizov, problem formulation; approach development.

Irina L. Egoshina, processing of computational experiment results.

Alexander S. Mertvishchev, implementation of the computational experiment.

Olesya A. Hamaritskaya, implementation of the computational experiment.

Список литературы

1. Чижов А. А. Сверххрэлеевское разрешение: в 2 т. Т. 1: Классический взгляд на проблему. М.: URSS, 2010. 96 с.
2. Schneider M., Habets E. A. P. Iterative DFT-Domain Inverse Filter Optimization Using a Weighted Least-Squares Criterion // IEEE/ACM Transactions on Audio, Speech and Language Processing. 2019. Vol. 27, № 12. P. 1957–1969. doi: 10.1109/TASLP.2019.2936385
3. Super-resolution surface mapping for scanning radar: inverse filtering based on the fast iterative adaptive approach / Yo. Zhang, Yin Zhang, W. Li, Yu. Huang, J. Yang // IEEE transactions on geoscience and remote sensing. 2018. Vol. 56, № 1. P. 127–144. doi: 10.1109/TGRS.2017.2743263
4. Nelander A. Processing for continuous radar waveforms // Intern. Waveform Diversity & Design Conf. Edinburgh, UK, 08–10 Nov. 2004. IEEE, 2004. P. 1–5. doi: 10.1109/IWDDC.2004.8317557
5. Семченков С. М., Печенев Е. А., Абраменков А. В. Повышение разрешающей способности радиолокатора по дальности за счет инверсной фильтрации // Журн. СФУ. Техника и технологии. 2018. Vol. 11, № 3. P. 301–312.
6. Практическое применение алгоритма инверсной фильтрации в обработке радиолокационных сигналов / М. Т. Балдычев, П. Е. Петухов, Ю. М. Авдонина, К. И. Чеботарь // Электромагнитные волны и электронные системы. 2020. Т. 25, № 6. С. 38–44. doi: 10.18127/j15604128-202006-05
7. Инверсная фильтрация импульсных сигналов / В. В. Абраменков, О. В. Васильченко, С. М. Семченков, Е. А. Печенев // Электромагнитные волны и электронные системы. 2017. № 4. С. 42–53.
8. Семченков С. М., Печенев Е. А. Способ повышения разрешающей способности за счет инверсной фильтрации импульсных сигналов // Радиопромышленность. 2017. № 3. С. 103–109.
9. Goncalves P., Budde P. Цифровая обработка изображений. М.: Техносфера, 2005. 1072 с.
10. Кревецкий А. В., Мельников А. Д. Разрешение-обнаружение сигналов на базе сопряженных согласованных фильтров // Радиотехника. 2007. № 4. С. 3–8.
11. Кревецкий А. В., Мельников А. Д., Евдокимов А. О. Обнаружение периодических ФМ радиосигналов с использованием сопряженного согласованного фильтра // Радиотехника. 2003. № 5. С. 11–16.
12. Gray R. M. Toeplitz and Circulant Matrices: A Review // Foundations and Trends in Communications and Information Theory. 2006. Vol. 2, № 3. P. 155–239. doi:10.1561/0100000006
13. Применение метода коррекции базиса для устранения неопределенности при синтезе инверсного фильтра / Р. Г. Хафизов, Е. А. Григорьевых, Е. С. Пахмутова, М. С. Соколова, А. М. Масликов // Журн. радиоэлектроники [электрон. журн.]. 2022. № 12. doi: 10.30898/1684-1719.2022.12.6
14. Хафизов Р. Г., Салихова Л. М., Мертвищев А. С. Нестационарный инверсный фильтр // Журн. радиоэлектроники [электрон. журн.]. 2024. № 9. doi: 10.30898/1684-1719.2024.9.7
15. Григорьевых Е. А., Хафизов Р. Г., Мелешко А. В. Расчет характеристик обнаружения сигналов для приемника на базе инверсного фильтра в условиях неопределенности // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2023. № 4. С. 51–58.

Информация об авторах

Хафизов Ринат Гафиятуллович – доктор технических наук (2010), профессор (2013), заведующий кафедрой радиотехнических и медико-биологических систем Поволжского государственного технологического

Повышение эффективности инверсной фильтрации сигналов на основе метода коррекции базиса

Improving the Efficiency of Inverse Signal Filtering by Basis Correction Method

университета. Автор более 200 научных работ. Сфера научных интересов – цифровая обработка радиолокационных сигналов; распознавание образов и анализ сцен.

Адрес: Поволжский государственный технологический университет, пл. Ленина, д. 3, Йошкар-Ола, 424000, Россия
E-mail: hafizovrg@volgatech.net
<https://orcid.org/0000-0001-9824-2021>

Егошина Ирина Лазаревна – доктор технических наук (2013), доцент (2002), профессор кафедры радиотехнических и медико-биологических систем Поволжского государственного технологического университета. Автор более 100 научных работ. Сфера научных интересов – распознавание образов и анализ сцен; цифровая обработка радиолокационных сигналов.

Адрес: Поволжский государственный технологический университет, пл. Ленина, д. 3, Йошкар-Ола, 424000, Россия
E-mail: egoshinail@volgatech.net
<https://orcid.org/0000-0002-2857-8977>

Мертвичев Александр Сергеевич – специалист по направлению "Радиоэлектронные системы и комплексы" (Поволжский государственный технологический университет, 2023), аспирант кафедры радиотехнических и медико-биологических систем Поволжского государственного технологического университета. Автор четырех научных публикаций. Сфера научных интересов: радиолокация.

Адрес: Поволжский государственный технологический университет, пл. Ленина, д. 3, Йошкар-Ола, 424000, Россия
E-mail: AMS2605@ya.ru
<https://orcid.org/0009-0005-4127-7748>

Хамарицкая Олеся Алексеевна – студентка Поволжского государственного технологического университета, обучающаяся по специальности "Радиоэлектронные системы и комплексы". Автор 12 научных публикаций. Сфера научных интересов: цифровая обработка радиолокационных сигналов.

Адрес: Поволжский государственный технологический университет, пл. Ленина, д. 3, Йошкар-Ола, 424000, Россия
E-mail: HamaritskayaOA@volgatech.net
<https://orcid.org/0009-0004-0371-6861>

References

1. Chizhov A. A. *Sverkhrelevskoe razreshenie: T. I. Klassicheskiy vzglyad na problem* [Super-Rayleigh Resolution: Vol. 1. A Classical View of the Problem]. Moscow, URSS, 2010, 96 p. (In Russ.)
2. Schneider M., Habets E. A. P. Iterative DFT-Domain Inverse Filter Optimization Using a Weighted Least-Squares Criterion. *IEEE/ACM Transactions on Audio, Speech and Language Processing*. 2019, vol. 27, no. 12, pp. 1957–1969.
doi: 10.1109/TASLP.2019.2936385
3. Zhang Yo., Zhang Yin, Li W., Huang Yu., Yang J. Super-Resolution Surface Mapping for Scanning Radar: Inverse Filtering Based on the Fast Iterative Adaptive Approach. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*. 2018, vol. 56, no. 1, pp. 127–144.
doi: 10.1109/TGRS.2017.2743263
4. Nelander A. Processing for Continuous Radar Waveforms. Intern. Waveform Diversity & Design Conf. Edinburgh, UK, 08–10 Nov. 2004. IEEE, 2004, pp. 1–5.
doi: 10.1109/IWDDC.2004.8317557
5. Semchenkov S. M., Pechenev E. A., Abramennikov A. V. The Radar Range Resolution Increasing with Inverse Filtration Using. *J. of Siberian Federal University. Engineering & Technologies*. 2018, vol. 11, no. 3, pp. 301–312. (In Russ.)
doi: 10.17516/1999-494X-0042
6. Baldytchev M. T., Petukhov P. E., Avdonina Yu. M., Chebotar K. I. Practical Application of the Inverse Filtering Algorithm in Radar Signal Processing. *Electromagnetic Waves and Electronic Systems*. 2020, vol. 25, no. 6, pp. 38–44. (In Russ.)
doi: 10.18127/j15604128-202006-05
7. Abramennikov V. V., Vasilchenko O. V., Semchenkov S. M., Pechenev E. A. The Inverse Filtering of Pulse Signals. *Electromagnetic Waves and Electronic Systems*. 2017, vol. 22, no. 4, pp. 42–53. (In Russ.)
8. Semchenkov S. M., Pechenev E. A. Method for Improving Resolution Through Inverse Filtering of Pulse Signals. *Radio Industry*. 2017, no. 3, pp. 103–109. (In Russ.)
9. Gonzalez R., Woods R. *Digital Image Processing*. 2nd Ed. New Jersey, Prentice Hall, 2002, 793 p.
10. Krevetsky A. V., Melnikov A. D. The Signals Rezolution-Detection on the Basis of the Conjugated Matched Filters. *Radioengineering*. 2007, no. 4, pp. 3–8. (In Russ.)
11. Krevetsky A. V., Melnikov A. D., Evdokimov A. O. Detection of Periodic FM Radio Signals Using a Conjugate Matched Filter. *Radiotekhnika*. 2003, no. 5, pp. 11–16. (In Russ.)
12. Gray R. M. Toeplitz and Circulant Matrices: A Review. *Foundations and Trends in Communications and Information Theory*. 2006, vol. 2, no. 3, pp. 155–239.
doi:10.1561/0100000006
13. Khafizov R. G., Grigoryevykh E. A., Pakhmutova E. S., Sokolova M. S., Maslikov A. M. Application of the Basis Correction Method to Remove Uncertainty in the Synthesis of an Inverse Filter. *J. of Radio Electronics* [online]. 2022, no. 12. (In Russ.)
doi: 10.30898/1684-1719.2022.12.6
14. Khafizov R. G., Salikhova L. M., Mertvishev A. S. Nonstationary Inverse Filter. *J. of Radio Electronics* [online]. 2024, no. 9. (In Russ.)
doi: 10.30898/1684-1719.2024.9.7
15. Grigorievikh E. A., Khafizov R. G., Meleshko A. V. Calculation of Signal Detection Characteristics for a Receiver Based on an Inverse Filter Under Conditions of Uncertainty. *Radio Engineering and Telecommunication Systems*. 2023, no. 4, pp. 51–58. (In Russ.)

Information about the authors

Rinat G. Khafizov, Dr Sci. (Eng.) (2010), Professor (2013). Head of the Department of Radio Engineering and Biomedical Systems of Volga State University of Technology. The author of more than 200 scientific publications. Area of expertise: digital processing of radar signals; pattern recognition and scene analysis.
Address: Volga State University of Technology, 3, Lenin Square, Yoshkar-Ola 424000, Russia
E-mail: hafizovrg@volgatech.net
<https://orcid.org/0000-0001-9824-2021>

Irina L. Egoshina, Dr Sci. (Eng.) (2013), Associate Professor (2002). Professor of the Department of Radio Engineering and Biomedical Systems of Volga State University of Technology. The author of more than 100 scientific publications. Area of expertise: pattern recognition and scene analysis; digital processing of radar signals.
Address: Volga State University of Technology, 3, Lenin Square, Yoshkar-Ola 424000, Russia
E-mail: egoshinail@volgatech.net
<https://orcid.org/0000-0002-2857-8977>

Alexander S. Mertvishchev, Specialist in "Radioelectronic systems and complexes" (Volga State University of Technology, 2023), a Postgraduate student at the Department of "Radiotecnical and Biomedical Systems" of Volga State University of Technology. The author of 4 scientific publications. Area of expertise: radiolocation.
Address: Volga State University of Technology, 3, Lenin Square, Yoshkar-Ola 424000, Russia
E-mail: AMS2605@ya.ru
<https://orcid.org/0009-0005-4127-7748>

Olesya A. Hamaritskaya, Student of Volga State University of Technology, studying the specialty "Radioelectronic Systems and Complexes". The author of 12 scientific publications. Area of expertise: digital processing of radar signals.
Address: Volga State University of Technology, 3, Lenin Square, Yoshkar-Ola 424000, Russia
E-mail: HamaritskayaOA@volgatech.net
<https://orcid.org/0009-0004-0371-6861>

Телевидение и обработка изображений

УДК 528.85

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2025-28-5-16-27>

Научная статья

Картирование многолетних изменений лесного покрова по мультиспектральным данным спутникового дистанционного зондирования

**А. А. Басманов¹✉, М. И. Богачев¹, А. А. Григорьев²,
Ю. В. Шалаумова², Н. А. Обухова¹, Г. И. Ложкин^{3,4}, Д. В. Тишин³**

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

²Институт экологии растений и животных Уральского отделения
Российской академии наук, Екатеринбург, Россия

³Казанский (Приволжский) федеральный университет, Казань, Россия

⁴Институт географии Российской академии наук, Москва, Россия

✉ alex.basmanov00@gmail.com

Аннотация

Введение. Смещение границ обитания древесных видов растений является одним из наблюдаемых в континентальных масштабах последствием климатических изменений. Картирование этих смещений и их количественная оценка востребованы для оценивания углеродного баланса. На примере горной экосистемы Приполярного Урала рассматривается способ картирования многолетних изменений лесного покрова, который позволяет оценивать это смещение. Рассматриваются этапы предварительной селекции и обработки спутниковых мультиспектральных данных дистанционного зондирования Landsat на стороне серверов Google Earth Engine. Приводятся результаты картирования многолетних изменений лесного покрова и количественная оценка общей площади продвижения леса.

Цель работы. Картирование многолетних изменений лесного покрова и их количественная оценка по спутниковым мультиспектральным данным дистанционного зондирования и экспертным оценкам границ экологических зон в горах Приполярного Урала (на примере хребта Сабля).

Материалы и методы. Используются очищенные от облаков мультиспектральные изображения спутников Landsat 4–9 отражения верхней части атмосферы, которые прошли относительную радиометрическую коррекцию, и отражения поверхности; экспертные оценки границ экологических зон; регрессионный анализ.

Результаты. Количественная оценка общей площади продвижения леса с 1960 по 2024 гг. на основе временного ряда решающей статистики с 1987 по 2024 гг. составляет 4.82 км². В период с 1970 по 1995 гг. зафиксировано ускорение продвижения леса.

Заключение. Рассматриваемый способ позволяет картировать и количественно оценивать многолетние изменения лесного покрова. Полученная количественная оценка согласуется с экспертной оценкой. Зафиксированный период ускоренного продвижения леса совпадает с периодом глобальных температурных изменений.

Ключевые слова: дистанционное зондирование, мультиспектральные данные, верхняя граница леса, горные экосистемы

Для цитирования: Картирование многолетних изменений лесного покрова по мультиспектральным данным спутникового дистанционного зондирования / А. А. Басманов, М. И. Богачев, А. А. Григорьев, Ю. В. Шалаумова, Н. А. Обухова, Г. И. Ложкин, Д. В. Тишин // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2025. Т. 28, № 5. С. 16–27.
doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-5-16-27

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Источник финансирования. Работа выполнена при финансовой поддержке Государственного задания Минобрнауки РФ, проект FSEE-2025-0006.

Статья поступила в редакцию 06.04.2025; принята к публикации после рецензирования 12.07.2025; опубликована онлайн 28.11.2025



Mapping Long-Term Changes in Forest Cover Using Multispectral Satellite Remote Sensing Data

Alexander A. Basmanov¹✉, Mikhail I. Bogachev¹,
Andrey A. Grigoriev², Yulia V. Shalaumova²,
Natalia A. Obukhova¹, Gregory I. Lozhkin^{3,4}, Denis V. Tishin³

¹Saint Petersburg Electrotechnical University, St Petersburg, Russia

²Institute of Plant and Animal Ecology of the Ural Branch of the Russian Academy of Sciences, Ekaterinburg, Russia

³Kazan (Volga region) Federal University, Kazan, Russia

⁴Institute of Geography, Russian Academy of Sciences, Moscow, Russia

✉ alex.basmanov00@gmail.com

Abstract

Introduction. Shifts in the habitat ranges of tree species are among the continental-scale consequences of climate change. Mapping these shifts and their quantitative estimation are essential for evaluating the carbon balance. In this work, a method for mapping long-term changes in forest cover, thus permitting evaluation of treeline shifts, is demonstrated on the example of the mountain ecosystem of the Subpolar Urals. The stages of preliminary selection and processing of Landsat multispectral remote sensing data from the Google Earth Engine platform are described. The results of mapping long-term changes in forest cover and quantitative estimation of the total area of treeline transition are presented.

Aim. Mapping of long-term changes in forest cover and their quantitative estimation using Landsat multispectral remote sensing data and expert assessments of ecological zone boundaries in the mountains of the Subpolar Urals (on the example of the Sablya Ridge).

Materials and methods. Cloud-free multispectral images from Landsat satellites 4–9 of top-of-atmosphere reflectance, which underwent relative radiometric correction, as well as surface reflectance data, were used. Expert assessments of ecological zone boundaries were obtained, and regression analysis was used.

Results. Based on the statistical time series analysis for the period from 1987 to 2024, the total area of treeline transition from 1960 to 2024 was established to be 4.82 km². An acceleration of treeline transition from 1970 to 1995 was recorded.

Conclusion. The described method allows long-term spatial dynamics of treeline shifts to be mapped and quantitatively estimated. The obtained estimates agree well with those obtained by expert assessment. The recorded period of accelerated treeline transition coincides with that of global temperature changes.

Keywords: remote sensing, multispectral data, treeline, mountain ecosystems

For citation: Basmanov A. A., Bogachev M. I., Grigoriev A. A., Shalaumova Yu. V., Obukhova N. A., Lozhkin G. I., Tishin D. V. Mapping Long-Term Changes in Forest Cover Using Multispectral Satellite Remote Sensing Data. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2025, vol. 28, no. 5, pp. 16–27.
doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-5-16-27

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

Source of funding. The work was carried out with financial support of the Ministry of Science and Higher Education of the Russian Federation in the framework of assignment FSEE-2025-0006.

Submitted 06.04.2025; accepted 12.07.2025; published online 28.11.2025

Введение. Одним из последствий происходящих климатических изменений является масштабное смещение границ экологических зон [1, 2]. В северном полушарии смещается на север граница распространения вечной мерзлоты, арктические пустыни постепенно замещаются тундрой, южная граница лесотундровой

зоны постепенно зарастает лесом, смешая границы распространения лесов. С другой стороны, южная граница лесных массивов отступает под воздействием неблагоприятных для произрастания лесов природных и антропогенных факторов, включая продолжительные засухи, пожары, активизацию сельскохозяйственной

деятельности, и постепенно уступает место лесостепи. Оценка баланса между этими процессами представляет собой сложную и масштабную задачу, востребованную в том числе для оценки углеродного баланса.

В то же время горные экосистемы представляют собой локальные модели глобальных изменений. Для горных экосистем, как правило, характерно разделение поверхности на непокрытые лесом и травянистой растительностью площади (холодные гольцовые пустыни, каменистые россыпи, болота); горную тундру, характеризующуюся появлением низкорослой растительности (мхов, лишайников, травянистых растений, небольших кустарников, редких деревьев); покрытые лесом площади (сомкнутые лесные массивы) [3]. Три приведенные основные зоны также испытывают смещение под воздействием климатических факторов. Так, например, горные тундры постепенно покрываются древесной растительностью, что является процессом, схожим со смещением южной континентальной границы лесотундровой зоны на север [4]. На примере горных экосистем можно в локальных масштабах исследовать процессы, схожие с процессами континентальных масштабов, но при этом ограничиваясь небольшими зонами анализа, где несколько экологических зон могут сменяться на протяжении сотен метров, в отличие от сотен и тысяч километров на равнинной местности [3]. Это дает возможность отрабатывать различные методы, связанные с автоматизированным анализом и интерпретацией многолетних данных дистанционного зондирования Земли в масштабах, позволяющих осуществлять их ручную отладку, контроль и сопоставление результатов с экспертными оценками и данными локальных наземных наблюдений.

В современных условиях для анализа многолетних изменений лесного покрова доступны данные дистанционного зондирования из различных источников, среди которых наибольший интерес представляют мультиспектральные данные Landsat с учетом глобальности и непрерывности их пространственного и временного покрытия [5]. При этом благодаря современным облачным вычислительным инструментам и платформам возможно обрабатывать большие

объемы данных дистанционного зондирования без таких затруднений, как необходимость хранения исходных данных и управления базой данных, потребность в вычислительном оборудовании и в организации его работы [6]. Это позволяет перейти от сравнения пар мультиспектральных изображений к автоматизированному анализу временных рядов, которые несут больше информации [7–9], в том числе о динамике границ экологических зон.

Определение границы, которая разделяет непокрытые лесом и травянистой растительностью площади и горную тундуру, может быть реализовано посредством сравнения с порогом одного или нескольких вегетативных индексов, рассчитанных на основе значений яркости различных спектральных полос. Однако разделение горной тундры и лесопокрытых площадей является более сложной и субъективной задачей, решение которой требует более комплексных подходов и опору на экспертные оценки.

Материалы и методы. В качестве исходных данных использовались данные Landsat и экспертные оценки границ экологических зон, полученные в отдельные годы проведения экспедиций и на основе анализа аэрофотоснимков и спутниковых изображений. Для анализа были выбраны мультиспектральные изображения спутников Landsat 4–9 второй коллекции [10] за июль и август, которые доступны для области анализа с 1984 г. Область анализа представляет собой квадратную площадь со стороной 30 км и центром в точке области: 64.82° с. ш., 59.05° в. д. Она охватывает хребет Сабля и гору Сундук, расположенные в западной части Приполярного Урала. Эта область отличается выраженным альпийским рельефом (нетипичным для Урала) и является первым меридиональным хребтом на пути западных воздушных масс. Район полностью находится в заповедной зоне национального парка "Югыд ва", где отсутствует какая-либо хозяйственная деятельность человека. Климат здесь резко континентальный: зима длится 6–7 месяцев и очень холодная, многоснежная, лето – короткое (около 2 месяцев) и прохладное. Средняя температура января порядка -20°C , июля – около $+10\ldots+12^{\circ}\text{C}$. Осадки выпадают часто и обильно (особенно на западных наветренных склонах), при общем из-

быточном увлажнении территории. За последние десятилетия климат здесь стал более теплым и влажным, что увеличило продолжительность вегетационного периода и способствовало продвижению верхней границы леса вверх по склонам. Также для ряда операций использовалась расширенная до квадрата со стороной 90 км область анализа с центром в той же точке (далее – расширенная область).

Использовались очищенные от облаков мультиспектральные изображения уровня 1 (Tier 1 – T1) отражения верхней части атмосферы (Top of Atmosphere – TOA), которые прошли относительную радиометрическую коррекцию, и отражения поверхности (Surface Reflectance – SR). Данные T1 имеют радиальную среднеквадратичную ошибку (Radial Root Mean Square Error – RMSE) в пределах 12 м между изображениями и являются подходящими для анализа временных рядов. Все использованные мультиспектральные изображения включали синюю (Blue – B), зеленую (Green – G), красную (Red – R), ближнюю инфракрасную (Near Infrared – NIR), коротковолновые инфракрасные (Short-Wave Infrared – SWIR1 и SWIR2) и тепловизионные спектральные полосы, которые являются общими для всех датчиков спутников Landsat 4–9. Мультиспектральные изображения TOA использовались непосредственно для картирования, а мультиспектральные изображения SR – как вспомогательные на этапе относительной радиометрической коррекции и на этапе формирования обучающих меток классов. Использование изображений SR только в качестве вспомогательных данных мотивировано тем, что они имеют различия, вызванные различиями в датчиках спутников Landsat 4–9. Временные ряды на основе изображений SR от нескольких спутников Landsat неизбежно содержат тенденции в яркости спектральных полос и во всех производных от этих полос индексах из-за постепенной смены старых датчиков на более современные. При этом относительная радиометрическая коррекция, которая способна нивелировать эффект от смены датчиков, выполняется эффективнее с более базового уровня предварительной обработки, такого как TOA, чем относительная радиометрическая коррекция одного

изображения SR к другому изображению SR. Это объясняется тем, что изображения SR уже являются результатом абсолютной радиометрической коррекции, которая при дальнейшей относительной коррекции выступает лишь как источник дополнительной ошибки [11].

Обработка данных выполнялась с использованием Google Earth Engine (GEE) – облачной платформы для геопространственного анализа данных, которая использует вычислительные возможности Google и упрощает обработку больших наборов данных дистанционного зондирования [12]. На платформе GEE выполнялись все операции, которые связаны с обработкой отдельных изображений и формированием из них временных рядов: предварительная фильтрация, относительная радиометрическая коррекция, композиция. Временные ряды формировались как наборы сезонных композитов изображений TOA и SR. Композиция позволила снизить временную неоднородность количества спутниковых наблюдений и объем обрабатываемых данных на последующих этапах. Полученные временные ряды выгружались с платформы и далее обрабатывались локально посредством программного пакета MATLAB. Картирование многолетних изменений лесного покрова осуществлялось как двухклассовая классификация пикселов на относящиеся и не относящиеся к лесопокрытой площади классы с последующим временным анализом результатов классификации методом линейной регрессии.

Предварительная фильтрация. Первым шагом из данных TOA были исключены все изображения, которые более чем на четверть закрыты густыми облаками или полупрозрачной дымкой в расширенной области. Для этого к изображениям применялся алгоритм простой оценки облаков (Simple Cloud Score), который доступен на платформе GEE. Этот алгоритм вычисляет вероятность облака в процентах для каждого пикселя мультиспектрального изображения Landsat TOA с использованием спектральной яркости, температуры и нормализованного разностного индекса снега (Normalized Difference Snow Index – NDSI):

$$NDSI = \frac{G - SWIR1}{G + SWIR1}.$$

Далее удалялись те изображения, для которых верхний quartиль вероятности облака был выше 1 %. Такой отбор обусловлен тем, что дальнейшая относительная радиометрическая коррекция может выполняться с существенными ошибками для изображений с большим количеством облаков, также раннее исключение части данных позволяет быстрее выполнить необходимые расчеты и преобразования. На оставшихся изображениях маскировались дилатированные облака и их тени с использованием битовой маски QA_PIXEL.

Относительная радиометрическая коррекция. Для относительной радиометрической коррекции в качестве эталона было выбрано одно изображение SR (ID: LANDSAT/LE07/C02/T1_L2/LE07_168015_20010717), имеющее минимальное содержание облаков и максимальное пересечение с расширенной областью. Относительно выбранного эталонного изображения SR были скорректированы изображения TOA с использованием метода сопоставления псевдоинвариантных признаков (Pseudo-Invariant Feature Matching – PIF) [13]. Данный метод основан на установлении линейной зависимости между спектральной яркостью псевдоинвариантных признаков (или спектрально-стабильных объектов) на эталонном изображении и их спектральной яркостью на корректируемом изображении. Пиксели, которые соответствуют псевдоинвариантным признакам (PIF-пиксели), определялись с помощью меры сходства между спектрами Spectral Angle Mapper (SAM) [14]:

$$SAM = \cos^{-1} \frac{\sum_{i=1}^N P_i^{SR} P_i^{TOA}}{\sqrt{\sum_{i=1}^N (P_i^{SR})^2 \sum_{i=1}^N (P_i^{TOA})^2}},$$

где P^{SR} – пиксель эталонного изображения SR; P^{TOA} – пиксель корректируемого изображения TOA; i – спектральная полоса, варьируется от 1 до количества полос N . Отбирались пиксели, для которых SAM имел значение ниже пятого процентиля в расширенной области. Далее по отобранным PIF-пикселям методом линейной регрессии вычислялись коэффициенты преобра-

зования спектральных полос. В результате каждая спектральная полоса каждого изображения TOA была преобразована согласно коэффициентам полученных линейных регрессий.

Таким образом, относительная радиометрическая коррекция выполнялась в предположении о том, что в пересечении любого изображения TOA с эталонным изображением SR в расширенной области есть как минимум 5 % спектрально схожих пикселов, различия которых обусловлены различиями в датчиках спутников, угле падения солнечных лучей и прозрачности атмосферы, но не фенологическими различиями растительности [11].

Композиция. После очистки от облаков и относительной радиометрической коррекции изображения TOA объединялись в сезонные композиты с использованием нормализованного разностного индекса растительности (Normalized Difference Vegetation Index – NDVI):

$$NDVI = \frac{NIR - R}{NIR + R}.$$

В композит попадал тот пиксель, для которого NDVI соответствовал верхнему квартилю за сезон. Такой подход позволяет выбирать пиксели, которые находятся ближе к сезонному пику вегетационной активности, и исключать аномальные пиксели, высокий NDVI которых обусловлен не растительностью, а эффектами атмосферы. Это делает композиты более согласованными между собой и дополнительно подавляет остатки облаков, оставшиеся после маскировки, и прочие аномалии. Композиты изображений SR формировались как медианные изображения за сезон в период с 2019 по 2024 гг.

Экспертные оценки границ экологических зон – это данные, которые были получены в ходе экспедиционных работ и при экспертном анализе разновременных аэрофотоснимков и спутниковых изображений. На рис. 1 приведен пример таких данных, визуализированный замкнутой границей на карте и бинарной маской. Эти данные отражают определенное множество не относящихся к лесопокрытой площади пикселов на спутниковом изображении, однако множество относящихся к лесопокрытой площади пикселов остается неопределенным. Из-за существенных теней, отбрасываемых дерев-

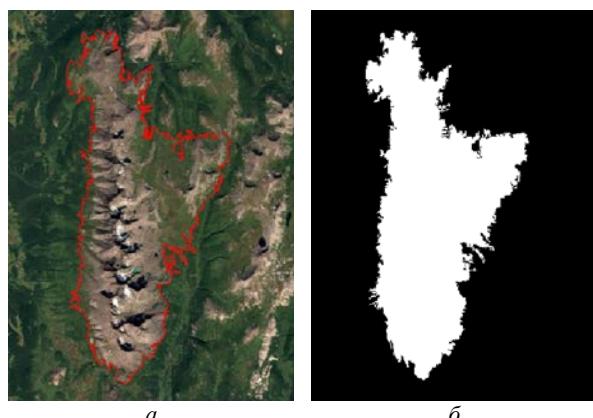


Рис. 1. Пример экспертной оценки границы между горной тундрой и сомкнутым лесом:
а – замкнутая граница; б – бинарная маска

Fig. 1. Example of expert assessment of the boundary between mountain tundra and dense forest:
a – closed boundary; b – binary mask

вьями, лесные участки, как правило, темнее большинства других покрытых растительностью поверхностей. Если на изображении присутствует значительное количество лесных участков, они образуют пик на гистограммах некоторых спектральных полос [15]. При этом нелесные темные участки могут быть идентифицированы и замаскированы с помощью NDVI. Поэтому полученные ранее композиты изображений SR были разбиты на квадратные блоки со стороной 200 пикселов, после чего в каждом блоке рассчитывались гистограммы спектральной полосы G и NDVI. Множество пикселов, которые относятся к лесопокрытой площади, было выделено по порогам, значения которых соответствовали значениям пика частоты на рассчитанных гистограммах. Выбирались пиксели, которые оказывались выше установленного порога NDVI и ниже установленного порога G. На рис. 2 приведен пример скорректированной в результате описанной пороговой обработки бинарной маски поверх карты. Блоки, которые имели медианное значение NDVI ниже 0.8, исключались. Площади, которые соответствуют этим блокам, менее чем на половину покрыты густой растительностью, и пиковье значения частоты на гистограммах для них с большой вероятностью будут обусловлены не лесным пологом. В полученной маске нулевые значения отмечают сомкнутые лесные массивы, единичные значения отмечают горную тундуру и непокрытые лесом и травянистой растительностью площади.

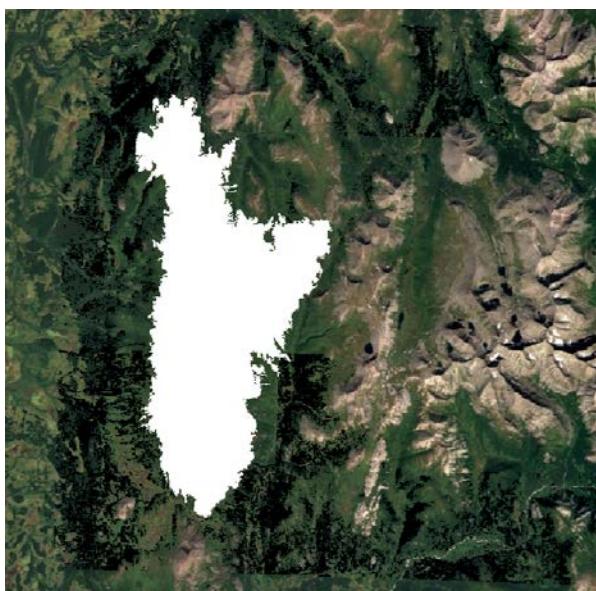


Рис. 2. Пример скорректированной бинарной маски

Fig. 2. Example of corrected binary mask

Картирование многолетних изменений лесного покрова включало два этапа: классификацию пикселов композитов скорректированных изображений ТОА на относящиеся и не относящиеся к лесопокрытой площади классы и регрессионный анализ результатов классификации (временных рядов решающей статистики).

Спектральные полосы B, G, R имеют высокую взаимную корреляцию, как и спектральные полосы SWIR1, SWIR2. Поэтому классификация выполнялась по спектральным полосам R, NIR и SWIR1. Спектральная полоса R была выбрана, так как среди полос B, G, R она меньше других подвержена атмосферным эффектам благодаря большим длинам электромагнитных волн. Спектральная полоса SWIR2 имеет высокую корреляцию со спектральной полосой R, поэтому использовалась полоса SWIR1. Скорректированные бинарные маски (всего 6 масок с 2019 по 2024 гг.) использовались как обучающие метки классов для модели логистической регрессии. Полученный линейный двухклассовый классификатор был применен к пикселям композитов скорректированных изображений ТОА. В результате был получен временной ряд решающей статистики с 1987 по 2024 гг. Качество классификации оценивалось по степени пересечения между предсказанными метками классов и обучающими метками. Предсказанные метки классов формировались

как результат бинаризации решающей статистики по порогу 0.5. Для этого использовалась метрика Intersection over Union (IoU):

$$\text{IoU} = \frac{P \cap \text{GT}}{P \cup \text{GT}} = \frac{\text{TP}}{\text{TP} + \text{FP} + \text{FN}},$$

где P – предсказанные метки классов (Predicted); GT – обучающие метки классов (Ground Truth); TP – правильное обнаружение (True Positive); FP – ложное обнаружение (False Positive); FN – ложное необнаружение (False Negative). IoU составил 0.894 для обучающих меток, площадь под ROC-кривой составила 0.975. Тени, отбрасываемые горными вершинами, отмечались классификатором как лесопокрытая площадь; эти тени были замаскированы как обла-

сти с низким NDVI, который не зависит от уровня освещения благодаря нормировке [11].

Регрессионный анализ заключался в применении линейной регрессии к временным рядам решающей статистики отдельно для каждого пикселя.

Результаты. На рис. 3 приведена визуализация линейной регрессии полученного временного ряда. Зеленый цвет на визуализации пропорционален среднему значению линии регрессии, красный цвет – отрицательной производной, синий – положительной производной. Приведенная визуализация является картой многолетнего прироста (синий цвет) и потери (красный цвет) леса с 1987 по 2024 гг. Экстраполированный до 1960 г. по полученной ре-

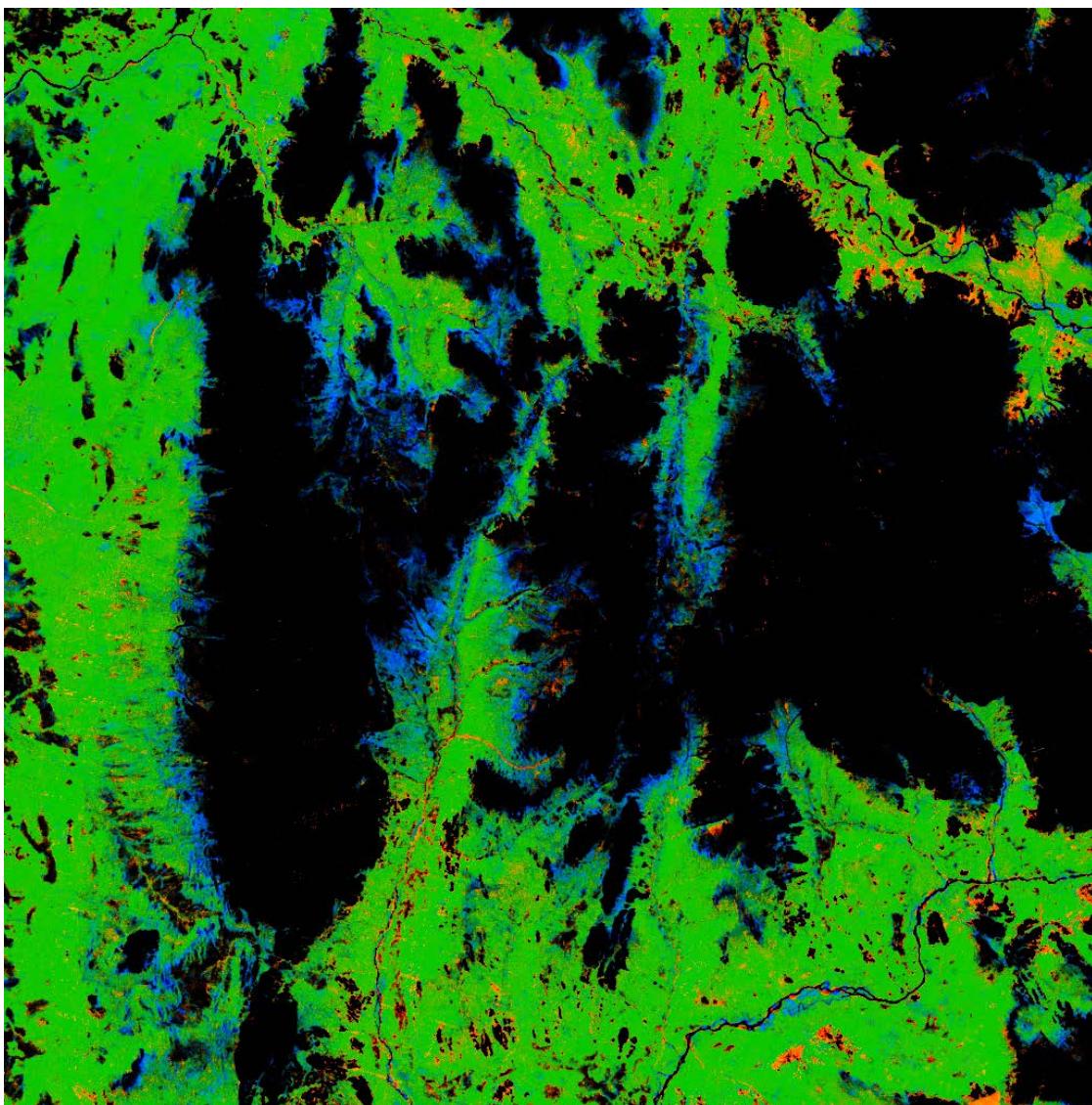


Рис. 3. Визуализация линейной регрессии временного ряда решающей статистики

Fig. 3. Visualization of linear regression of a statistical time series

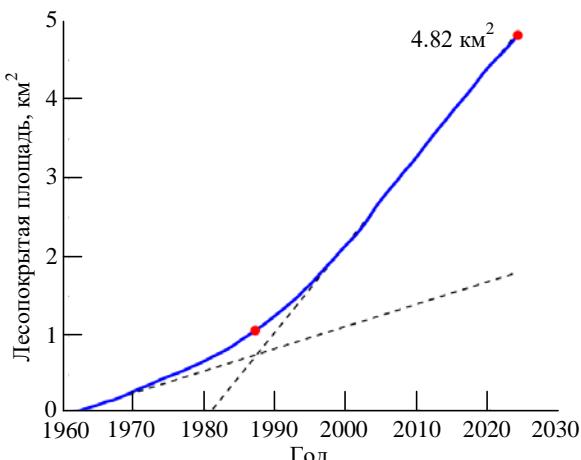


Рис. 4. Зависимость площади продвижения леса от времени

Fig. 4. Dependence of treeline transition on time

грессии и бинаризованный по порогу 0.5 временной ряд решающей статистики позволяет получить оценку общей площади продвижения леса в 4.82 км² для исследованной экспертами окрестности хребта Сабля.

На рис. 4 приведен график зависимости площади продвижения леса от времени, красными точками отмечены начало и окончание использованных спутниковых наблюдений (1987 и 2024 гг.). С 1995 по 2024 гг. зависимость имеет линейный характер, с 1970 по 1995 гг. продвижение леса шло с ускорением, до 1970 г. характер зависимости линейный. Штриховыми линиями на графике приведена аппроксимация линейных участков.

Заключение. В представленном исследовании была выполнена апробация картирования многолетних изменений лесного покрова по мультиспектральным изображениям спутников Landsat 4–9 и экспертным оценкам границ экологических зон на примере горной экосистемы хребта Сабля. В результате по полученным временным рядам решающей статистики с 1987 по 2024 гг. была создана карта прироста и потери леса. На созданной карте видно, что прирост леса сосредоточен в окрестности гор, что является ожидаемым сдвигом верхней границы леса на фоне наблюдаемых изменений климата. Также можно наблюдать и некоторые потери леса, однако они распределены в зоне анализа намного более случайно и равномерно. Количественная оценка общей площади продвижения леса по экстраполированным временным рядам решающей статистики в окрестности хребта Сабля со-

ставляет 4.82 км² с 1960 по 2024 гг. Экспертная оценка общей площади продвижения леса за тот же период и в той же окрестности составляет 5.6 км². Полученные результаты можно считать согласующимися, так как возможность различения какой-либо площади по спутниковым данным ограничена пространственной разрешающей способностью, которая для спутников Landsat 4–9 составляет 30 м, и в то же время около 30 % площади продвижения, зафиксированной экспертами, представляет собой сдвиги на расстояние, которое меньше указанной разрешающей способности. Зависимость площади продвижения леса от времени имеет перегиб на временном промежутке с 1970 по 1995 гг. Такое временное положение перегиба согласуется с данными климатического метаанализа, который указывает, что в конце 1980-х гг. произошел значимый перелом динамики температурного тренда [16].

Использование платформы GEE позволило перенести самые ресурсоемкие операции на сторону серверов Google, где большие объемы многолетних данных дистанционного зондирования быстро и эффективно сокращаются до компактных временных рядов, состоящих из сезонных композитов, которые можно легко выгрузить и обработать локально. Такая организация анализа не только снимает различные затруднения, связанные с локальной обработкой больших данных, но и значительно упрощает и ускоряет проведение экспериментов в других зонах.

Полученные результаты в дальнейшем можно использовать как основу для более сложного математического моделирования процессов изменения и смещения лесного покрова. Например, более эффективным подходом с точки зрения оценки временной динамики площади продвижения леса может быть кусочно-линейная аппроксимация временных рядов решающей статистики. Ярким примером эффективности такого подхода является алгоритм временной сегментации LandTrendr [7]. При проведении анализа в областях с более благоприятным для растительности климатом, чем в высокогорьях Приполярного Урала, и в областях, которые подвергались пожарам или антропогенному влиянию, кусочно-линейная аппроксимация позволяет учитывать резкие и нелинейные временные изменения лесного покрова. Также перспективным выглядит использование методов оп-

тического потока при моделировании, которые могут позволить построить прогностическую модель движения верхней границы леса.

Таким образом, представленный способ картирования может быть адаптирован и к другим областям анализа, для которых доступны экспертные оценки пространственно-временного положения верхней границы леса. В будущем планируется включение в анализ большего числа

экспертных оценок разнообразных экологических зон в различных широтах для создания глобальных и обобщенных моделей многолетней реакции растительного покрова на изменения климата. Основным преимуществом таких моделей будет опора на экспертные оценки и наземные наблюдения, поэтому в будущем планируется использовать только вручную созданные обучающие метки классов для всех экологических зон.

Авторский вклад

Басманов Александр Андреевич – разработка способа картирования; обработка мультиспектральных данных; визуализация полученных результатов.

Богачев Михаил Игоревич – разработка концепции исследований и интерпретация результатов.

Григорьев Андрей Андреевич – предоставление данных о пространственно-временном положении верхней границы леса.

Шалаумова Юлия Валерьевна – геопривязка аэрофотоснимков и спутниковых изображений к цифровой модели рельефа.

Обухова Наталья Александровна – разработка концепции исследований.

Ложкин Григорий Иванович – интерпретация результатов.

Тишин Денис Владимирович – предоставление экспертных оценок.

Author's contribution

Alexander A. Basmanov, development of the method; multispectral data processing; visualization of the obtained results.

Mikhail I. Bogachev, development of the research concept and interpretation of the results.

Andrey A. Grigoriev, provision of data on the spatio-temporal position of timberline.

Yulia V. Shalaumova, georeferencing of aerial photographs and satellite images to a digital elevation model.

Natalia A. Obukhova, development of the research concept.

Gregory I. Lozhkin, interpretation of the results.

Denis V. Tishin, provision of expert assessments.

Список литературы

1. Hansson A., Dargusch P., Shulmeister J. A review of modern treeline migration, the factors controlling it and the implications for carbon storage // *J. of Mountain Science*. 2021. Vol. 18. P. 291–306.
doi: 10.1007/s11629-020-6221-1

2. A shift in transitional forests of the North American boreal will persist through 2100 / P. Montesano, M. Frost, J. Li, M. Carroll, C. Neigh, M. Macander, J. Sexton, G. Frost // *Communications Earth & Environment*. 2024. Vol. 5, № 1. Art. № 290.
doi: 10.1038/s43247-024-01454-z

3. Горчаковский П. Л., Шиятов С. Г. Фитоиндикация условий среды и природных процессов в высокогорьях / отв. ред. И. К. Киршин. М.: Наука, 1985. 209 с.

4. Are treelines advancing? A global meta-analysis of treeline response to climate warming / M. A. Harsch, P. E. Hulme, M. S. McGlone, R. P. Duncan // *Ecology Lett.* 2009. Vol. 12, № 10. P. 1040–1049.
doi: 10.1111/j.1461-0248.2009.01355.x

5. Forest Monitoring Using Landsat Time Series Data: A Review / A. Banskota, N. Kayastha, M. J. Falkowski, M. A. Wulder, R. E. Froese, J. C. White // *Canadian J. of Remote Sensing*. 2014. Vol. 40, № 5. P. 362–384.
doi: 10.1080/07038992.2014.987376

6. A Systematic Review of Landsat Data for Change Detection Applications: 50 Years of Monitoring the Earth /

M. Hemati, M. Hasanolou, M. Mahdianpari, F. Mohammadiimanesh // *Remote Sensing*. 2021. Vol. 13, № 15. Art. № 2869. P. 1–33.

doi: 10.3390/rs13152869

7. Kennedy R. E., Yang Z., Cohen W. B. Detecting trends in forest disturbance and recovery using yearly Landsat time series: 1. LandTrendr – Temporal segmentation algorithms // *Remote Sensing of Environment*. 2010. Vol. 114, № 12. P. 2897–2910.
doi: 10.1016/j.rse.2010.07.008

8. Zhu Z., Woodcock C. E. Continuous change detection and classification of land cover using all available Landsat data // *Remote Sensing of Environment*. 2014. Vol. 144. P. 152–171.
doi: 10.1016/j.rse.2014.01.011

9. An automated approach for reconstructing recent forest disturbance history using dense Landsat time series stacks / C. Huang, S. N. Goward, J. G. Masek, N. Thomas, Z. Zhu, J. E. Vogelmann // *Remote Sensing of Environment*. 2010. Vol. 114, № 1. P. 183–198.
doi: 10.1016/j.rse.2009.08.017

10. The 50-year Landsat collection 2 archive / C. J. Crawford, D. P. Roy, S. Arab, C. Barnes, E. Vermette, G. Hulley, A. Gerace, M. Choate, C. Engebretson, E. Micijevic, G. Schmidt, C. Anderson, M. Anderson, M. Bouchard, B. Cook, R. Dittmeier, D. Howard,

C. Jenkerson, M. Kim, T. Kleyians, T. Maiersperger, C. Mueller, C. Neigh, L. Owen, B. Page, N. Pahlevan, R. Rengarajan, J.-C. Roger, K. Sayler, P. Scaramuzza, S. Skakun, L. Yan, H. K. Zhang, Z. Zhu, S. Zahn // Science of Remote Sensing. 2023. Vol. 8. Art. № 100103.
doi: 10.1016/j.srs.2023.100103

11. A survival guide to Landsat preprocessing / N. Young, R. Anderson, S. Chignell, A. Vorster, R. Lawrence, P. Evangelista // Ecology. 2017. Vol. 98, № 4. P. 920–932.
doi: 10.1002/ecy.1730

12. Google Earth Engine: Planetary-scale geospatial analysis for everyone / N. Gorelick, M. Hancher, M. Dixon, S. Ilyushchenko, D. Thau, R. Moore // Remote Sensing of Environment. 2017. Vol. 202. P. 18–27.
doi: 10.1016/j.rse.2017.06.031

13. Radiometric correction of multi-temporal Landsat data for characterization of early successional forest patterns in western Oregon / T. Schroeder, W. Cohen, C. Song, M. Canty, Z. Yang // Remote Sensing of Environment. 2006. Vol. 103, № 1. P. 16–26.
doi: 10.1016/j.rse.2006.03.008.

14. Radiometric Normalization of Temporal Images Combining Automatic Detection of Pseudo-Invariant Fea-

tures from the Distance and Similarity Spectral Measures, Density Scatterplot Analysis, and Robust Regression / O. A. De Carvalho, R. F. Guimarães, N. C. Silva, A. R. Gillespie, R. A. T. Gomes, C. R. Silva, A. P. F. De Carvalho // Remote Sensing. 2013. Vol. 5, № 6. P. 2763–2794.
doi: 10.3390/rs5062763

15. Use of a dark object concept and support vector machines to automate forest cover change analysis / C. Huang, K. Song, S. Kim, J. R. G. Townshend, P. Davis, J. G. Masek, S. N. Goward // Remote Sensing of Environment. 2008. Vol. 112, № 3. P. 970–985.
doi: 10.1016/j.rse.2007.07.023.

16. Global impacts of the 1980s regime shift / P. C. Reid, R. E. Hari, G. Beaugrand, D. M. Livingstone, C. Marty, D. Straile, J. Barichivich, E. Goerville, R. Adrian, Y. Aono, R. Brown, J. Foster, P. Groisman, P. Hélaouët, H.-H. Hsu, R. Kirby, J. Knight, A. Kraberg, J. Li, T.-T. Lo, R. B. Myneni, R. P. North, J. A. Pounds, T. Sparks, R. Stübi, Y. Tian, K. H. Wiltshire, D. Xiao, Z. Zhu // Global Change Biology. 2016. Vol. 22, № 2. P. 682–703.
doi: 10.1111/gcb.13106

Информация об авторах

Басманов Александр Андреевич – магистр по направлению "Радиотехника" (2025, Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)), инженер кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор двух научных публикаций. Сфера научных интересов – телевидение и видеотехника; машинное обучение.

Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5 Ф, Санкт-Петербург, 197022, Россия
E-mail: alex.basmanov00@gmail.com
<https://orcid.org/0009-0009-8063-7987>

Богачев Михаил Игоревич – доктор технических наук (2018), доцент (2011) кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 257 научных работ. Сфера научных интересов – статистический анализ данных; математическое моделирование.

Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5 Ф, Санкт-Петербург, 197022, Россия
E-mail: rogex@yandex.com
<https://orcid.org/0000-0002-0356-5651>

Григорьев Андрей Андреевич – кандидат сельскохозяйственных наук (2011), старший научный сотрудник лаборатории геоинформационных технологий Института экологии растений и животных Уральского отделения Российской академии наук. Автор 30 научных работ. Сфера научных интересов – дендроэкология; динамика высокогорных экосистем; жизнь древесной и кустарниковой растительности в экстремальных условиях произрастания. Адрес: Институт экологии растений и животных Уральского отделения Российской академии наук, ул. 8 Марта, д. 202, Екатеринбург, 620144, Россия
E-mail: grigoriev.a.a@ipae.uran.ru
<https://orcid.org/0000-0002-7446-0654>

Шалаумова Юлия Валерьевна – кандидат технических наук (2013), старший научный сотрудник лаборатории геоинформационных технологий Института экологии растений и животных Уральского отделения Российской академии наук. Автор 53 научных работ. Сфера научных интересов – геоинформационные системы; динамика высокогорных экосистем.

Адрес: Институт экологии растений и животных Уральского отделения Российской академии наук, ул. 8 Марта, д. 202, Екатеринбург, 620144, Россия
E-mail: jvshalauanova@gmail.com
<https://orcid.org/0000-0002-0173-6293>

Обухова Наталия Александровна – доктор технических наук (2009), профессор (2024), декан факультета радиотехники и телекоммуникаций, зав. кафедрой телевидения и видеотехники Санкт-Петербургского государственного

электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 150 научных работ. Сфера научных интересов – цифровая обработка изображений; машинное обучение; видеоанализ и системы технического зрения. Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5 Ф, Санкт-Петербург, 197022, Россия
E-mail: naobukhova@etu.ru
<https://orcid.org/0000-0003-1953-2085>

Ложкин Григорий Иванович – аспирант по специальности экология (2022, Казанский (Приволжский) федеральный университет), ассистент кафедры моделирования экосистем Института экологии, биотехнологии и природопользования Казанского (Приволжского) федерального университета. Инженер-исследователь лаборатории дендрохронологии Института географии Российской академии наук. Автор двух научных публикаций. Сфера научных интересов – дендроэкология; математическое моделирование.
Адрес: Казанский (Приволжский) федеральный университет, ул. Кремлевская, д. 18, Казань, 420008, Россия
E-mail: lozhkin.grig@gmail.com
<https://orcid.org/0009-0004-0962-3658>

Тишин Денис Владимирович – кандидат биологических наук (2006), доцент (2011) кафедры общей экологии Института экологии, биотехнологии и природопользования Казанского (Приволжского) федерального университета. Автор 32 научных работ. Сфера научных интересов – дендроклиматология; фенология дендроэкологии.
Адрес: Казанский (Приволжский) федеральный университет, ул. Кремлевская, д. 18, Казань, 420008, Россия
E-mail: denroecology@gmail.com
<http://orcid.org/0000-0002-4790-2840>

References

1. Hansson A., Dargusch P., Shulmeister J. A Review of Modern Treeline Migration, the Factors Controlling It and the Implications for Carbon Storage. *J. of Mountain Science.* 2021, vol. 18, pp. 291–306.
doi: 10.1007/s11629-020-6221-1
2. Montesano P., Frost M., Li J., Carroll M., Neigh C., Macander M., Sexton J., Frost G. A Shift in Transitional Forests of the North American Boreal Will Persist Through 2100. *Communications Earth & Environment.* 2024, vol. 5, no. 1, art. no. 290.
doi: 10.1038/s43247-024-01454-z
3. Gorchakovskiy P. L., Shiyatov S. G. *Fitoindikatsiya usloviy sredy i prirodnykh protsessov v vysokogor'yakh* [Phytoindication of Environmental Conditions and Natural Processes in the Highlands]. Moscow, Nauka, 1985, 208 p. (In Russ.)
4. Harsch M. A., Hulme P. E., McGlone M. S., Duncan R. P. Are Treelines Advancing? A Global Meta-Analysis of Treeline Response to Climate Warming. *Ecology Lett.* 2009, vol. 12, no. 10, pp. 1040–1049.
doi: 10.1111/j.1461-0248.2009.01355.x
5. Banskota A., Kayastha N., Falkowski M. J., Wulder M. A., Froese R. E., White J. C. Forest Monitoring Using Landsat Time Series Data: A Review. *Canadian J. of Remote Sensing.* 2014, vol. 40, no. 5, pp. 362–384.
doi: 10.1080/07038992.2014.987376
6. Hemati M., Hasanolou M., Mahdianpari M., Mohammadi manesh F. A Systematic Review of Landsat Data for Change Detection Applications: 50 Years of Monitoring the Earth. *Remote Sensing.* 2021, vol. 13, no. 15, art. no. 2869.
doi: 10.3390/rs13152869
7. Kennedy R. E., Yang Z., Cohen W. B. Detecting Trends in Forest Disturbance and Recovery Using Yearly Landsat Time Series: 1. LandTrendr – Temporal segmentation algorithms. *Remote Sensing of Environment.* 2010, vol. 114, no. 12, pp. 2897–2910.
doi: 10.1016/j.rse.2010.07.008
8. Zhu Z., Woodcock C. E. Continuous Change Detection and Classification of Land Cover Using All
- Available Landsat Data. *Remote Sensing of Environment.* 2014, vol. 144, pp. 152–171.
doi: 10.1016/j.rse.2014.01.011
9. Huang C., Goward S. N., Masek J. G., Thomas N., Zhu Z., Vogelman J. E. An Automated Approach for Reconstructing Recent Forest Disturbance History Using Dense Landsat Time Series Stacks. *Remote Sensing of Environment.* 2010, vol. 114, no. 1, pp. 183–198.
doi: 10.1016/j.rse.2009.08.017
10. Crawford C. J., Roy D. P., Arab S., Barnes C., Vermote E., Hulley G., Gerace A., Choate M., Engebretson C., Micijevic E., Schmidt G., Anderson C., Anderson M., Bouchard M., Cook B., Dittmeier R., Howard D., Jenkerson C., Kim M., Kleyians T., Maiersperger T., Mueller C., Neigh C., Owen L., Page B., Pahlevan N., Rengarajan R., Roger J.-C., Sayler K., Scarlamuzza P., Skakun S., Yan L., Zhang H. K., Zhu Z., Zahn S. The 50-Year Landsat Collection 2 Archive. *Science of Remote Sensing.* 2023, vol. 8, art. no. 100103.
doi: 10.1016/j.srs.2023.100103
11. Young N., Anderson R., Chignell S., Vorster A., Lawrence R., Evangelista P. A survival Guide to Landsat Preprocessing. *Ecology.* 2017, vol. 98, pp. 920–932.
doi: 10.1002/ecy.1730
12. Gorelick N., Hancher M., Dixon M., Ilyushchenko S., Thau D., Moore R. Google Earth Engine: Planetary-Scale Geospatial Analysis for Everyone. *Remote Sensing of Environment.* 2017, vol. 202, pp. 18–27.
doi: 10.1016/j.rse.2017.06.031
13. Schroeder T., Cohen W., Song C., Carty M., Yang Z. Radiometric Correction of Multi-Temporal Landsat Data for Characterization of Early Successional Forest Patterns in Western Oregon. *Remote Sensing of Environment.* 2006, vol. 103, pp. 16–26.
doi: 10.1016/j.rse.2006.03.008
14. De Carvalho O. A., Guimarães R. F., Silva N. C., Gillespie A. R., Gomes R. A. T., Silva C. R., De Carvalho A. P. F. Radiometric Normalization of Temporal Images Combining Automatic Detection of Pseudo-Invariant Features. *Remote Sensing of Environment.* 2018, vol. 208, pp. 1–12.
doi: 10.1016/j.rse.2018.01.018

tures from the Distance and Similarity Spectral Measures, Density Scatterplot Analysis, and Robust Regression. *Remote Sensing*. 2013, vol. 5, no. 6, pp. 2763–2794.
doi: 10.3390/rs5062763

15. Huang C., Song K., Kim S., Townshend J. R. G., Davis P., Masek J. G., Goward S. N. Use of a Dark Object Concept and Support Vector Machines to Automate Forest Cover Change Analysis. *Remote Sensing of Environment*. 2008, vol. 112, no. 3, pp. 970–985.
doi: 10.1016/j.rse.2007.07.023

16. Reid P. C., Hari R. E., Beaugrand G., Livingstone D. M., Marty C., Straile D., Barichivich J., Goberville E., Adrian R., Aono Y., Brown R., Foster J., Groisman P., Hélaouët P., Hsu H.-H., Kirby R., Knight J., Kraberg A., Li J., Lo T.-T., Myneni R. B., North R. P., Pounds J. A., Sparks T., Stübi R., Tian Y., Wiltshire K. H., Xiao D., Zhu Z. Global Impacts of the 1980s Regime Shift. *Global Change Biology*. 2016, vol. 22, no. 2, pp. 682–703.
doi: 10.1111/gcb.13106

Information about the authors

Alexander A. Basmanov, Master's degree in Radio Engineering (2025, Saint Petersburg Electrotechnical University), Engineer of the Department of Radio Engineering Systems of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 2 scientific publications. Area of expertise: television and video systems; machine learning.
Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia
E-mail: alex.basmanov00@gmail.com
<https://orcid.org/0009-0009-8063-7987>

Mikhail I. Bogachev, Dr Sci. (Eng.) (2018), Associate Professor (2011) of the Department of Radio Engineering Systems, Chief Researcher of the Scientific and Educational Center "Digital Telecommunication Technologies" of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 257 scientific publications. Area of expertise: statistical data analysis; mathematical modeling.

Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia
E-mail: rogex@yandex.com
<https://orcid.org/0000-0002-0356-5651>

Andrey A. Grigoriev, Cand. Sci. (Agricultural) (2011), Senior Researcher at the Laboratory of Geoinformation Technologies of Institute of Plant and Animal Ecology of the Ural Branch of the Russian Academy of Sciences. The author of 30 scientific publications. Area of expertise: dendroecology; dynamics of high-altitude ecosystems; life of tree and shrub vegetation in extreme growing conditions.

Address: Institute of Plant and Animal Ecology of the Ural Branch of the Russian Academy of Sciences, 202, 8th March St., Ekaterinburg 620144, Russia
E-mail: grigoriev.a.a@ipae.uran.ru
<https://orcid.org/0000-0002-7446-0654>

Yulia V. Shalaumova, Cand. Sci. (Eng.) (2013), Senior Researcher at the Laboratory of Geoinformation Technologies of Institute of Plant and Animal Ecology of the Ural Branch of the Russian Academy of Sciences. The author of 53 scientific publications. Area of expertise: geoinformation systems; dynamics of high-altitude ecosystems.
Address: Institute of Plant and Animal Ecology of the Ural Branch of the Russian Academy of Sciences, 202, 8th March St., Ekaterinburg 620144, Russia

E-mail: jvshalaumova@gmail.com
<https://orcid.org/0000-0002-0173-6293>

Natalia A. Obukhova, Dr Sci. (Eng.) (2009), Professor (2024), Dean of Faculty of Radio Engineering and Telecommunications, Head of Television and Video Equipment Department of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 150 scientific publications. Area of expertise: digital image processing; machine learning; video analytics and computer vision.

Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia
E-mail: naobukhova@etu.ru
<https://orcid.org/0000-0003-1953-2085>

Grigory I. Lozhkin, Postgraduate student in ecology (2022, Kazan (Volga Region) Federal University), assistant of the Department of Ecosystem Modeling of the Institute of Ecology, Biotechnology and Nature Management of Kazan (Volga region) Federal University. Research engineer of the dendrochronology laboratory of the Institute of Geography of the Russian Academy of Sciences. The author of 2 scientific publications. Area of expertise: dendroecology; mathematical modeling.
Address: Kazan (Volga region) Federal University, 18, Kremlevskaya St., Kazan 420008, Russia

E-mail: lozhkin.grig@gmail.com
<https://orcid.org/0009-0004-0962-3658>

Denis V. Tishin, Cand. Sci. (Eng.) (2006), Associate Professor (2011) of the Department of General Ecology of the Institute of Ecology, Biotechnology and Nature Management of Kazan (Volga region) Federal University. The author of 32 scientific publications. Area of expertise: dendroclimatology; phenology; dendroecology.

Address: Kazan (Volga region) Federal University, 18, Kremlevskaya St., Kazan 420008, Russia
E-mail: denroeology@gmail.com
<http://orcid.org/0000-0002-4790-2840>

Пространственная фильтрация при определении положения источников радиоизлучения

А. В. Горовой^{1,2}, М. Е. Шевченко¹✉, В. Н. Малышев¹

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

²ООО «НПП "Новые Технологии Телекоммуникаций"», Санкт-Петербург, Россия

✉ m_e_shevchenko@mail.ru

Аннотация

Введение. Угломерный метод определения положения перекрывающихся по спектру источников радиоизлучения (ИРИ) дополнен пространственной фильтрацией (ПФ) их многолучевых сигналов и вычислением взаимных корреляционных функций (ВКФ) между оценками сигналов, принятых в одном и в разных пунктах приема (ПП). При таком подходе не формируются ложные точки и области определения положения.

Цель работы. Разработка и исследование метода сопоставления линий положения, базирующегося на оценках сигналов ИРИ, полученных ПФ в разных ПП.

Материалы и методы. Оценки направлений прихода перекрывающихся по спектру сигналов ИРИ в разных ПП формируются на основе метода MUSIC. Коэффициенты пространственного фильтра для выделения сигналов ИРИ рассчитываются по критерию наименьших квадратов с помощью полученных оценок. Вычисление ВКФ оценок сигналов в фиксированном ПП позволяет исключить из анализа переотраженные сигналы. Сопоставление оценок направлений прихода сигналов в разные ПП выполнено на основе вычисления их ВКФ. Режекция неподавленных мешающих сигналов из-за неточно заданного амплитудно-фазового распределения (АФР) антенной решетки (АР) улучшает результаты ПФ. Исследование разработанного метода проведено имитационным моделированием в MATLAB.

Результаты. При точном задании АФР АР определение положения обнаруженных ИРИ, излучающих сигнал любой интенсивности, происходит с вероятностью, достигающей 100 %. Наихудшими условиями является доминирование одного сильного сигнала ИРИ во всех ПП при неточном задании АФР АР. Применение дополнительной режекции повышает вероятность правильного определения положения ИРИ, излучающих слабый сигнал, с 40 до 90 %.

Заключение. В зависимости от условий распространения, уровней сигналов и точности калибровки АР вероятность правильного определения положения источников слабых сигналов превышает 90 %.

Ключевые слова: угломерный метод определения положения, пространственная фильтрация сигналов, оценки направлений прихода сигналов, азимут, угол места, перекрытие спектров сигналов, MUSIC, антенная решетка, амплитудно-фазовое распределение, режекция

Для цитирования: Горовой А. В., Шевченко М. Е., Малышев В. Н. Пространственная фильтрация при определении положения источников радиоизлучения // Изв. вузов. России. Радиоэлектроника. 2025. Т. 28, № 5. С. 28–42.

doi: [10.32603/1993-8985-2025-28-5-28-42](https://doi.org/10.32603/1993-8985-2025-28-5-28-42)

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Источник финансирования. Работа выполнена при финансовой поддержке Минобрнауки России в рамках реализации комплексного проекта "Мультимодальный комплекс контроля воздушного пространства аэропорта" (Соглашение о предоставлении субсидии федерального бюджета на развитие кооперации государственного научного учреждения и организации реального сектора экономики в целях реализации комплексного проекта по созданию высокотехнологичного производства № 075-11-2025-023 от 27.02.2025 г.) и в рамках Постановления Правительства РФ от 9 апреля 2010 г. № 218. Работа выполнена на базе Федерального государственного автономного образовательного учреждения высшего образования "Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)" (СПбГЭТУ "ЛЭТИ").

Статья поступила в редакцию 31.05.2025; принята к публикации после рецензирования 19.09.2025; опубликована онлайн 28.11.2025



Spatial Filtering when Determining the Position of Radio Sources

Andrei V. Gorovoy^{1,2}, Maya E. Shevchenko¹✉, Victor N. Malyshev¹

¹Saint Petersburg Electrotechnical University, Saint Petersburg, Russia

²Limited Liability Company "New Telecommunications Technologies",
Saint Petersburg, Russia

✉ m_e_shevchenko@mail.ru

Abstract

Introduction. The angular method of locating overlapping spectrum radio sources (RS) is supplemented by spatial filtering (SPF) of their multipath signals. The cross-correlation function (CCF) between the estimates of signals at the reception point (RP) allows extraction of RS signals with a minimum delay corresponding to the true position of RS under a certain configuration of the multi-position receiving system. The CCF between the estimates of signals in different points allows matching the position lines defined by the estimates of azimuth and elevation angle corresponding to the same RS thus avoiding the formation of false points and areas of location.

Aim. Development and investigation of a method for matching position lines based on RS signal estimates obtained by spatial filtering in different receiving points.

Materials and methods. The MUSIC method was used to estimate the direction of arrival of overlapping spectrum signals in different RPs. Based on these estimates, the coefficients of the spatial filter for RS signal selection were calculated using the least squares criterion. Calculating the CCF estimates of signals at a fixed RP eliminates the reflected signals from further analysis. The quality of SPF is improved with an inaccurately specified amplitude-phase distribution (APD) of the antenna array (AA) by rejecting non-suppressed interfering signals. The study was carried out by statistical simulation in the MATLAB environment.

Results. Under an accurate APD definition of the AA the probability of locating RS with signals of any intensity reaches 100 %. The worst results are achieved when one strong RS signal dominates in all reception points under inaccurate definition of the APD of AA. In such a case, the application of additional rejection increases the probability of correct location of weak RS from 40 to 90 %.

Conclusion. Depending on different propagation conditions and signal levels, the accuracy of AA calibration and the probability of location of weak signal sources exceeds 90 %.

Keywords: angular location method, spatial filtering of signals, estimations of signal arrival directions, azimuth, elevation, overlap of signal spectra, MUSIC, antenna array, amplitude-phase distribution, rejection

For citation: Gorovoy A. V., Shevchenko M. E., Malyshev V. N. Spatial Filtering when Determining the Position of Radio Sources. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2025, vol. 28, no. 5, pp. 28–42.

doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-5-28-42

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

Source of funding. The work has been carried out with the financial support of the Ministry of Education and Science of Russia within the framework of the implementation of the complex project "Multimodal complex of airport airspace control" (Agreement on granting a subsidy of the federal budget for the development of cooperation between a state scientific institution and an organization of the real sector of the economy for the implementation of a complex project to create high-tech production № 075-11-2025-023 from 27.02.2025) and within the framework of the Resolution of the Government of the Russian Federation. The work has been performed on the basis of the Federal State Autonomous Educational Institution of Higher Education "St Petersburg State Electrotechnical University "LETI" n. a. V. I. Ulyanov (Lenin)" (SPbGETU "LETI").

Submitted 31.05.2025; accepted 19.09.2025; published online 28.11.2025

Введение. Пространственная фильтрация (ПФ) перекрывающихся по спектру сигналов применяется в системах связи для выделения полезного сигнала, в системах специального назначения для защиты от преднамеренных и непреднамеренных помех, при радиомонито-

ринге и радиоконтроле с целью последующей идентификации источников радиоизлучения (ИРИ) и демодуляции их сигналов.

Описанное далее исследование, проведенное авторами настоящей статьи, показывает, что применение ПФ в многопозиционных си-

стемах определения положения ИРИ угломерным методом позволяет устраниить ложные точки и области положения при наличии нескольких перекрывающихся по спектру ИРИ и многолучевом распространении их сигналов.

Методы ПФ с использованием фазированной антенной решетки (ФАР) и многолучевой (адаптивной) цифровой антенной решетки (ЦАР) базируются на разделении перекрывающихся по спектру сигналов ИРИ на основе пространственных параметров – направлений прихода их сигналов, которые оцениваются косвенно или непосредственно до ПФ [1, 2].

В ФАР [3, 4] формируется узкая диаграмма направленности (ДН), которая последовательно сканирует пространство в азимутальной и угловой плоскостях. Принятый с определенного направления сигнал ассоциируется с ИРИ, а направление – с его угловыми координатами (УК).

В ЦАР [3, 4] одновременно формируются многолучевые или адаптивные виртуальные ДН для всех ИРИ. В многолучевых ЦАР УК ИРИ оцениваются так же, как в ФАР – обнаружением сигнала с заданного направления луча, а оценкой сигнала является принятый процесс. В адаптивных ЦАР весовые коэффициенты диаграммообразующего устройства формируются на основе всех оценок УК ИРИ для выделения полезного и зануления всех мешающих сигналов [3].

Любой метод ПФ совместим с угломерным

методом определения положения ИРИ, использующим оценки их УК в разнесенных пунктах приема (ПП) для построения линий положений и поиска областей их пересечений.

Угломерный метод определения положения ИРИ универсален. Его точность определяется параметрами антенной решетки (АР) в заданной полосе частот и взаимным расположением ПП и ИРИ [4–8], а не шириной спектра сигнала.

Угломерный метод подходит для определения положения перекрывающихся по спектру ИРИ, а применение ПФ позволяет устраниить ложные точки их фиксации, возникающие из-за пересечения линий положения разных ИРИ. Метод нечувствителен к частотным и времененным расстройкам между ПП, но требует высоко размещеннной, качественно откалиброванной АР.

Классический угломерный метод основан на поиске точек или областей пересечения линий положения, задаваемых оценками УК ИРИ, сформированных в разных ПП. При наличии сигнала одного ИРИ его положение определяется однозначно. Однако при поступлении на ПП сигналов нескольких ИРИ, которые невозможно разделить частотной фильтрацией, в точках пересечения или близкого прохода линий положения различных ИРИ фиксируются ложные точки и области положения ИРИ (рис. 1, а).

Возможно появление ложных точек и областей фиксации положения ИРИ и при наличии

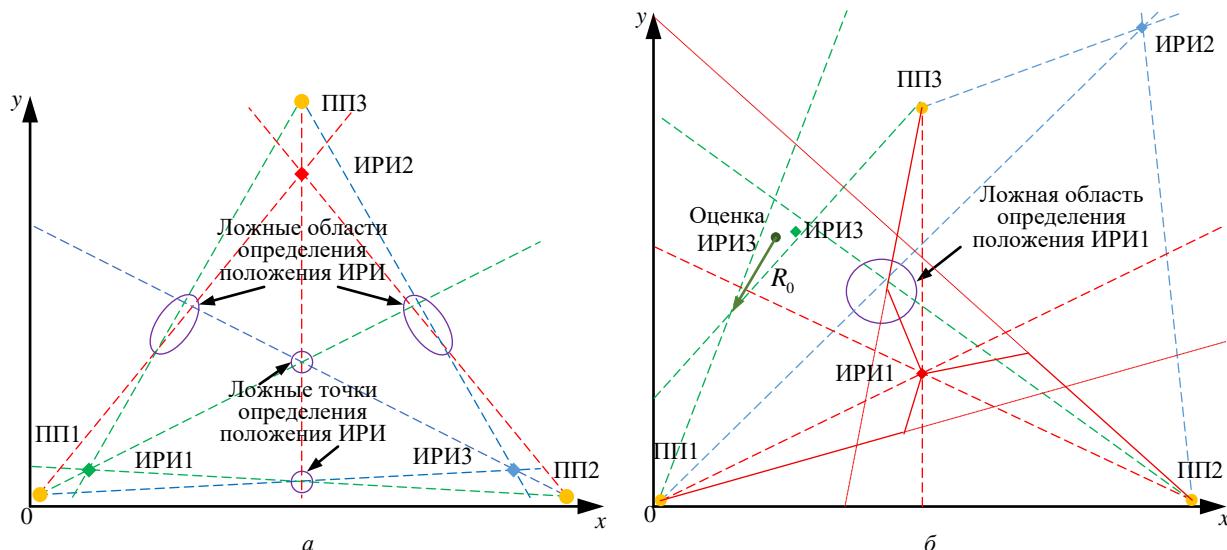


Рис. 1. Определение положения ИРИ угломерным методом: а – без переотражения сигналов; б – с переотражением сигналов.
 Штриховые линии – положения ИРИ без переотражения сигналов; пунктирные линии – положения ИРИ при переотражении сигналов

Fig. 1. Angular method of RS location: а – without signal reflection; б – with signal reflection.

Dashed lines – RS position line without signal re-reflection; dotted lines – RS position line with signal re-reflection.

переотражений их сигналов на пути распространения от ИРИ к ПП (рис. 1, б), а также вследствие возникающего при этом многолучевого распространения сигналов ИРИ.

Области пересечения линий положения формируются из-за неточных оценок УК ИРИ в разных ПП. Чем сильнее отличаются оценки УК ИРИ от истинных значений, тем больше площадь образованного пересечениями многоугольника. Достоверность сформированной области местоположения оценивается максимальным расстоянием R_0 от центра тяжести многоугольника до его вершин (рис. 1, б) [6].

Для исключения ложных точек и областей требуется идентификация линий положения разных ИРИ. В [9] предложено решение рассматриваемой задачи на основе построения многомерной функции правдоподобия и поиска ее максимумов по всем эталонным координатам. Однако задание самой этой функции в условиях неопределенности и при перекрытии спектров ИРИ – сложная задача.

В настоящей статье представлен разработанный авторами метод определения положения ИРИ, обеспечивающий идентификацию линий положения, полученных в разнесенных ПП, на основе оценок сигналов ИРИ, найденных ПФ.

Постановка задачи. Система определения положения ИРИ состоит из K разнесенных ПП, оборудованных M -элементными АР, каждая из которых подключена к M -канальному приемнику с когерентными и синхронными каналами.

В k -м ПП наблюдаемыми данными являются выборки принятых процессов

$$\mathbf{x}_{km} = (x_{km1}, \dots, x_{kmN})$$

от M -элементной АР:

$$\mathbf{x}_{km} = \sum_{i=1}^{d_k} \sum_{l=1}^{L_{ik}} \mathbf{s}_{ilk} \tilde{a}_m(\theta_{ilk}, \beta_{ilk}) + \xi_{km}, \quad (1)$$

$$m = \overline{1, M}, \quad k = \overline{1, K},$$

где d_k – количество перекрывающихся по спектру сигналов ИРИ в k -м ПП; L_{ik} – количество лучей распространения сигнала i -го ИРИ, зафиксированных в k -м ПП; \mathbf{s}_{ilk} – выборка из отсчетов сигнала l -го луча i -го ИРИ в k -м ПП; $\theta_{ilk}, \beta_{ilk}$ – азимут и угол места соответственно сигнала i -го ИРИ по l -му лучу в k -м ПП;

$\tilde{a}_m(\theta_{ilk}, \beta_{ilk})$ – амплитудно-фазовый отклик m -й антенны на сигнал с направления $(\theta_{ilk}, \beta_{ilk})$; ξ_{km} – шумовая выборка.

Требуется на основе данных (1), полученных в K пунктах приема, определить положение перекрывающихся по спектру ИРИ.

Оценка УК и сигналов ИРИ в разнесенных пунктах приема. Оценка УК выполняется согласно мере MUSIC [10]:

$$P_{\text{MUSIC}}(\theta, \beta) = \frac{\mathbf{a}^H(\theta, \beta)\mathbf{a}(\theta, \beta)}{\mathbf{a}^H(\theta, \beta)E_\xi E_\xi^H \mathbf{a}(\theta, \beta)},$$

где $\mathbf{a}(\theta, \beta) = [a_1(\theta, \beta), \dots, a_M(\theta, \beta)]^T$ – ожидаемое амплитудно-фазовое распределение (АФР) АР с направления (θ, β) , оцененное калибровкой АР; E_ξ – векторы шумового подпространства; H – символ преобразования Гильберта; T – символ транспонирования.

Векторы шумового подпространства E_ξ выделяются из собственных векторов E разложения корреляционной матрицы

$$X_k X_k^H = E \text{diag}(\Lambda) E^H,$$

где $X_k = [\mathbf{x}_{k1}, \dots, \mathbf{x}_{kM}]^T$, $\Lambda = (\lambda_1, \dots, \lambda_{\hat{Q}})$; $\lambda_1 > \lambda_2 > \dots > \lambda_{\hat{Q}} > \lambda_{\hat{Q}+1} > \dots > \lambda_M$ – собственные числа (СЧ) корреляционной матрицы в порядке убывания.

Собственные векторы

$$E = \left[\underbrace{\mathbf{E}_1, \dots, \mathbf{E}_{\hat{Q}}}_{E_s}, \underbrace{\mathbf{E}_{\hat{Q}+1}, \dots, \mathbf{E}_M}_{E_\xi} \right]$$

содержат векторы сигнального подпространства E_s и шумового подпространства E_ξ . Количество СЧ \hat{Q} , превысивших установленный порог C_α , определяемый уровнем вероятности ложной тревоги α ($\lambda_{\hat{Q}} > C_\alpha$), указывает количество принятых сигналов.

При произвольной конфигурации АР оценки УК \hat{Q}_k ИРИ в k -м ПП

$$(\hat{\theta}_{qk}, \hat{\beta}_{qk}) = (\hat{\theta}_{ilk}, \hat{\beta}_{ilk}); \quad q = \overline{1, \hat{Q}_k};$$

$$\hat{Q}_k = \sum_{i=1}^{d_k} L_{ik} < M$$

находятся численным поиском координат экстремумов на всей области значений искомых параметров:

$$\left(\hat{\theta}_{qk}, \hat{\beta}_{qk}\right)_{q=1}^{\overline{Q_i}} = \arg \max_{\begin{array}{l} \theta \in 0 \dots 360^\circ, \\ \beta \in -90 \dots 90^\circ \end{array}} P_{\text{MUSIC}}(\theta, \beta).$$

Коэффициенты пространственного фильтра определяются по критерию наименьших квадратов [11, 12]:

$$W_k = \left[W_{1k}, \dots, W_{qk}, \dots, W_{\hat{Q}_k k} \right] = A^H \left(\hat{\theta}_k, \hat{\beta}_k \right) \left[A^H \left(\hat{\theta}_k, \hat{\beta}_k \right) \times A \left(\hat{\theta}_k, \hat{\beta}_k \right) \right]^{-1}, \quad (2)$$

где $\mathbf{W}_{qk} = \left(W_{qk1}, \dots, W_{qkM} \right)^T$; W_{qkm} – коэффициент m -го элемента k -го ПП для выделения q -го сигнала;

$$\mathbf{A} \left(\hat{\theta}_k, \hat{\beta}_k \right) = \left[a \left(\hat{\theta}_{1k}, \hat{\beta}_{1k} \right), \dots, a \left(\hat{\theta}_{\hat{Q}_k k}, \hat{\beta}_{\hat{Q}_k k} \right) \right]$$

– ожидаемое АФР для направлений прихода $\hat{\theta}_k, \hat{\beta}_k$, оцененных по мере MUSIC.

Оценки присутствующих в наблюдаемых данных сигналов $\hat{s}_{qk} \left(q = 1, \overline{\hat{Q}_k} \right)$ с учетом многолучевости

$$\left(\hat{s}_{1k}, \dots, \hat{s}_{qk}, \dots, \hat{s}_{\hat{Q}_k k} \right)^T = W_k X_k. \quad (3)$$

Несоответствие фактического АФР АР ожидаемому $\tilde{A}(\theta_k, \beta_k) \neq A(\hat{\theta}_k, \hat{\beta}_k)$ мало сказывается на точности оценивания УК ИРИ, но сильно влияет на качество ПФ сигналов, поскольку весовые коэффициенты пространственного фильтра (2) рассчитываются на основе ожидаемого АФР.

При неточном ожидаемом АФР рассчитанные коэффициенты пространственного фильтра (2) не формируют нулевого значения на его выходе в направлении мешающих сигналов. Поэтому сильные мешающие сигналы ИРИ и их многолучевые компоненты могут присутствовать в оценках сигналов.

В [13] применительно к задаче демодуляции показано, что задание АФР АР с погрешностью 5° при ПФ равнouровневых сигналов ИРИ незначительно ухудшает показатели помехоустойчивости. Однако ПФ сигналов при доминировании одного

сильного мешающего сигнала не позволяет демодулировать оценки слабого сигнала.

Неточность задания ожидаемого АФР в рассматриваемой задаче приводит к проникновению сильных мешающих сигналов в оценку слабого полезного сигнала. В результате возможно появление ложного пика взаимной корреляционной функции (ВКФ) между оценками сигналов разных ИРИ, а пик ВКФ между оценками сигнала одного ИРИ существенно уменьшается.

Поскольку точно измерить, а следовательно, задать ожидаемое АФР АР невозможно, а уровни фильтруемых сигналов неизвестны, ПФ необходимо дополнить режекцией проникающих мешающих сигналов. Режекция, выполненная по [13], продемонстрировала свою эффективность при демодуляции в широком диапазоне отношений сигнал/помеха и сигнал/шум.

Режекция мешающих сигналов из оценок полезных сигналов ИРИ, полученных ПФ в каждом пункте приема, выполняется следующим образом:

1. Оценки сигналов $\hat{s}_{1k}, \dots, \hat{s}_{qk}, \dots, \hat{s}_{\hat{Q}_k k}$ переупорядочиваются в порядке возрастания их норм $\|\hat{s}_{qk}\| < \|\hat{s}_{(q+1)k}\|$, $q = 1, \overline{\hat{Q}_k}$ так, что первым будет сигнал с минимальной нормой:

$$\|\hat{s}_{1k}\| = \min \left(\{\|\hat{s}_{qk}\|\}, q = 1, \overline{\hat{Q}_k} \right).$$

2. Для каждого сигнала, начиная с самого слабого \hat{s}_{1k} , формируется исходный базис $g_q = (\hat{s}_{(q+1)k}, \dots, \hat{s}_{\hat{Q}_k k})$, из которого ортогонализацией Грамма–Шмидта получают ортонормированный базис: $e_{qv} = \frac{b_{qv}}{\|b_{qv}\|}$, $v = 1, \overline{\hat{Q} - q}$,

$$\text{где } b_{qv} = g_{qv} - \sum_{j=1}^{v-1} \frac{g_{qv} b_{qj}^H}{\|b_{qj}\|^2} b_{qj}, \quad b_{q1} = g_{q1}.$$

Оценка сигнала ИРИ после режекции

$$\tilde{s}_{qk} = \hat{s}_{qk} - \sum_{v=1}^{\hat{Q}-q} \hat{s}_{qk} e_{qv}^H e_{qv}. \quad (4)$$

Определение положения ИРИ с перекрывающимися по спектру сигналами. Исходными данными для определения положения таких ИРИ являются совместные оценки их УК и сигналов, принятых в K пунктах приема:

$$\left\{ \left(\hat{\theta}_{qk}, \hat{\beta}_{qk}, \hat{s}_{qk} \right) \right\}, q = \overline{1, \tilde{Q}_k}, k = \overline{1, K}.$$

Для определения положения ИРИ на основе этих данных требуется сопоставить оценки УК, соответствующих одному ИРИ.

Среди \tilde{Q}_k сформированных оценок сигналов могут присутствовать оценки многолучевых компонент сигналов одного и того же ИРИ. Для однозначности определения положения ИРИ их требуется выделить. Если ПП расположен выше ИРИ, то из всех многолучевых компонент именно сигнал с минимальной задержкой с наибольшей вероятностью соответствует УК реального ИРИ, даже если не является сигналом прямой видимости [14].

В каждом ПП среди сформированных оценок сигналов требуется выделить многолучевые компоненты, соответствующие одному и тому же ИРИ. Для этого необходимо вычислить ВКФ всех выделенных ПФ сигналов в каждом ПП и определить коррелированные между собой оценки сигналов, соответствующие одному ИРИ.

1. Алгоритм поиска коррелированных оценок сигналов в каждом ПП следующий:

1.1. Вычислить нормированные ВКФ:

$$R_{qp}^k(n) = \frac{r_{qp}^k(n)}{\sqrt{r_{qq}^k(0)r_{pp}^k(0)}},$$

где

$$r_{qp}^k(n) = \sum_{v=1}^N \hat{s}_{vqk} \hat{s}_{(v+n)pk},$$

$$r_{qp}^k(-n) = \sum_{v=1}^N \hat{s}_{(v+n)qk} \hat{s}_{vpk}, 0 \leq n \leq N-1.$$

1.2. Найти пары (q, p) , $q \neq p$, для которых $\max R_{qp}^k = R_{qp}^k(N_{0qp})$ превышает заданный порог C_R^k , причем $N_{0qp} \in [-(N-1), N-1]$, $q = \overline{1, \tilde{Q}_k}$, $p = \overline{1, \tilde{Q}_k}$.

1.3. Сформировать новый набор совместных оценок УК и сигналов ИРИ $(\tilde{\Theta}^k, \tilde{S}^k)$ из оценок $\tilde{\Theta}^k = (\tilde{\Theta}_1, \dots, \tilde{\Theta}_{\tilde{Q}_k})$, $\tilde{\Theta}_{\tilde{q}k} = (\tilde{\theta}_{\tilde{q}k}^i, \tilde{\beta}_{\tilde{q}k}^i)$, $\tilde{Q}_k \leq \tilde{Q}_k$, $\tilde{S}_k = [\tilde{S}_{1k}, \dots, \tilde{S}_{\tilde{Q}_k k}]$. Из сформированного набора исключены оценки, соответствую-

щие запаздывающим многолучевым компонентам сигнала одного ИРИ, для которых $N_{0qp} > 0$.

2. Алгоритм поиска коррелированных оценок сигналов между разными ПП следующий:

2.1. Вычислить нормированные ВКФ между k -м и κ -м ПП:

$$\mathbf{R}_{qp}^{k\kappa} = \left(R_{qp_1}^{k\kappa}, \dots, R_{qp_N}^{k\kappa} \right),$$

где

$$R_{qp_n}^{k\kappa} = \frac{r_{qp}^{k\kappa}(n)}{\sqrt{r_{qq}^{k\kappa}(0)r_{pp}^{k\kappa}(0)}};$$

$$r_{qp}^{k\kappa}(n) = \sum_{v=1}^N \tilde{S}_{qv\kappa} \tilde{S}_{p(v+n)\kappa}, q = \overline{1, \tilde{Q}_k},$$

$$p = \overline{1, \tilde{Q}_k}.$$

2.2. Сформировать ВКФ сигналов, выделенных в различных ПП (см. п. 1.3). Сигналы, ВКФ которых характеризуются явно выраженным максимумом, рассматриваются далее как принадлежащие одному и тому же ИРИ. К дальнейшей обработке принимаются линии положения ИРИ, максимум ВКФ сигналов которых превосходит порог $C_R^{k\kappa} = 0.4$:

$$p_\kappa, q_k, n_{p_\kappa q_k} = \arg \left[\max \left(\mathbf{R}_{pq}^{k\kappa} \right) > C_R^{k\kappa} \right],$$

$$q = \overline{1, \tilde{Q}_k}, p = \overline{1, \tilde{Q}_k}.$$

2.3. Сопоставить найденным парам (p_κ, q_k) оценки $(\hat{\theta}_{p_\kappa}, \hat{\beta}_{p_\kappa})$ и $(\hat{\theta}_{qk}, \hat{\beta}_{qk})$, $k, \kappa = \overline{1, K}$ со всеми ПП.

2.4. Построить линии положения, соответствующие каждому ИРИ. Найти точки пересечений линий положения и образованный ими многоугольник. Определить максимальное расстояние R_0 (см. рис. 1, б) от центра тяжести многоугольника до его вершин. Если $R_0 \leq R_{0\text{пор}}$, то центр тяжести многоугольника является оценкой местоположения ИРИ. Значение $R_{0\text{пор}}$ задается равным 5 % от максимального предполагаемого расстояния от ИРИ до точки приема [6].

Исследование. Исследование представленного алгоритма определения положения ИРИ с перекрывающимися по спектру сигналами проведено статистическим имитационным моделированием

ем. В модели имитируется прием в трех ПП с семиэлементными круговыми АР, расположенными в вершинах равностороннего треугольника с длиной стороны 10 км (см. рис. 1, б). Координаты ПП и ИРИ заданы в декартовой системе.

ИРИ1 находится в равноудаленной точке от всех ПП, ИРИ2 – вне треугольника вдали от ПП для имитации слабого сигнала. ИРИ3 размещен вне треугольника вблизи от двух ПП для имитации пересечения линий местоположения. Во втором ПП разница азимутов прихода сигналов ИРИ1 и ИРИ3 составляет примерно 5°.

Уровень сигналов в ПП задавался моделью Окамуры–Хата для частот до 1500 МГц и высоты размещения приемника не менее 30 м [15]. В ближайшем для каждого ИРИ ПП задавался "начальный" уровень сигнала ИРИ, рассчитывались разности хода прямых и отраженных сигналов ИРИ до всех ПП и по модели Окамуры–Хата рассчитывались потери и уровни сигналов ИРИ в ПП в смеси (1).

В аддитивной смеси (1) в каждом ПП присутствуют 3 прямых сигнала ИРИ и отраженные сигналы ИРИ.

В исследовании рассмотрена одна из наихудших ситуаций: равноудаленное расположение ИРИ1 относительно всех ПП (см. рис. 1, б), прямые и отраженные сигналы которого доминируют во всех ПП.

ВКФ между оценками отраженного сигнала одного и того же ИРИ, сформированными в разных ПП, имеет выраженный корреляционный пик, и поэтому пересечение линий положения приведет к появлению ложной точки. ВКФ

между оценками отраженных сигналов разных ИРИ такого пика не имеет, и поэтому пересечение линий положения не приведет к появлению ложной точки определения положения ИРИ. Задержка отраженных сигналов задавалась случайно в диапазоне от 3 до 10 отсчетов, амплитудный коэффициент затухания – в диапазоне от 0 до 0.5.

В реальных условиях линии положения от разных ПП не пересекаются в одной точке и образуют многоугольник. При трех ПП пересечения образуют треугольник, центр тяжести которого находится в точке пересечения медиан. Значение порогового расстояния $R_{0\text{пор}}$ определялось предварительным моделированием, при котором измерялось среднее значение и среднеквадратическое отклонение.

Исследование проведено при точно заданном АФР и при погрешности его задания в пределах 5° с формированием оценок сигналов без режекции (3) и с дополнительной режекцией (4). При точном задании АФР расстояние $R_{0\text{пор}} = 100$ м, при указанной погрешности задания АФР расстояние $R_{0\text{пор}} = 1000$ м выбрано с запасом.

Статистическое моделирование проводилось по 1000 испытаний. Оценивались вероятность правильного обнаружения ИРИ $P_{\text{ИРИ}}$, погрешность определения его положения в виде среднего $\bar{\delta}$ и среднеквадратического отклонения $(\delta - \bar{\delta})^2$. Размер выборки $N = 10\,000$ отсчетов.

Результаты имитационного моделирования при точном задании АФР АР без переотражений с режекцией и без нее приведены в табл. 1,

Табл. 1. Характеристики определения положения ИРИ при распространении сигнала без переотражений и точном задании АФР АР

Tab. 1. Characteristics of RS location under signal propagation without re-reflections and correct amplitude-phase distribution of antenna array

Эксперимент	ИРИ	ОСШ, дБ	Без режекции			С режекцией		
			$P_{\text{ИРИ}}, \%$	$\bar{\delta}, \text{м}$	$(\delta - \bar{\delta})^2, \text{м}$	$P_{\text{ИРИ}}, \%$	$\bar{\delta}, \text{м}$	$(\delta - \bar{\delta})^2, \text{м}$
1	1	40	100	0.09	0.05	100	0.09	0.05
	2	40	100	6.18	1.21	100	6.22	1.29
	3	40	100	1.90	0.74	100	2.01	0.79
2	1	15	100	2.28	1.27	100	2.30	1.27
	2	15	100	21.75	10.22	100	21.62	10.59
	3	15	100	27.72	20.54	100	27.76	0.59
3	1	40	100	0.09	0.05	100	0.09	0.05
	2	15	100	22.39	10.19	100	22.51	10.67
	3	15	100	28.59	20.74	100	27.05	19.57

Табл. 2. Характеристики определения положения ИРИ при распространении сигнала с переотражениями при точном задании АФР АР

Tab. 2. Characteristics of RS location under signal propagation with re-reflections and correct amplitude-phase distribution of antenna array

Эксперимент	ИРИ	ОСШ, дБ	Без режекции			С режекцией		
			$P_{\text{ИРИ}}, \%$	$\bar{\delta}, \text{ м}$	$\overline{(\delta - \bar{\delta})^2}, \text{ м}$	$P_{\text{ИРИ}}, \%$	$\bar{\delta}, \text{ м}$	$\overline{(\delta - \bar{\delta})^2}, \text{ м}$
1	1	40	100	0.17	0.21	100	0.17	0.22
	2	40	100	13.92	14.26	100	12.86	13.51
	3	40	100	2.23	1.58	100	2.12	1.45
2	1	15	100	3.47	2.61	100	3.88	3.41
	2	15	99.7	56.12	41.39	99.7	56.63	43.78
	3	15	100	62.16	64.09	99.7	57.49	62.37
3	1	40	100	0.14	0.17	100	0.16	0.19
	2	15	100	49.07	39.01	99.6	53.84	45.34
	3	15	100	52.09	54.69	99.6	51.86	54.52

Табл. 3. Характеристики определения положения ИРИ при распространении сигнала без переотражений и погрешности задания АФР АР 5°

Tab. 3. Characteristics of RS location under signal propagation without re-reflections and 5° error in the assignment amplitude-phase distribution of antenna array

Эксперимент	ИРИ	ОСШ, дБ	Без режекции			С режекцией		
			$P_{\text{ИРИ}}, \%$	$\bar{\delta}, \text{ м}$	$\overline{(\delta - \bar{\delta})^2}, \text{ м}$	$P_{\text{ИРИ}}, \%$	$\bar{\delta}, \text{ м}$	$\overline{(\delta - \bar{\delta})^2}, \text{ м}$
1	1	40	100	14.35	7.08	100	14.05	7.44
	2	40	100	29.29	15.44	100	29.0	14.76
	3	40	100	29.92	18.72	100	29.47	17.94
2	1	15	100	14.38	7.13	100	14.08	7.09
	2	15	100	34.36	17.95	100	34.94	17.30
	3	15	100	39.39	28.27	100	40.55	28.87
3	1	40	100	14.03	7.21	99.9	0.16	0.21
	2	15	61.7	33.85	18.01	99.6	51.88	39.06
	3	15	63.0	41.88	26.99	99.5	55.51	59.22

Табл. 4. Характеристики определения положения ИРИ при распространении сигнала с переотражениями и погрешности задания АФР АР 5°

Tab. 4. Characteristics of RS location under signal propagation with re-reflections and 5° error in the assignment amplitude-phase distribution of antenna array

Эксперимент	ИРИ	ОСШ, дБ	Без режекции			С режекцией		
			$P_{\text{ИРИ}}, \%$	$\bar{\delta}, \text{ м}$	$\overline{(\delta - \bar{\delta})^2}, \text{ м}$	$P_{\text{ИРИ}}, \%$	$\bar{\delta}, \text{ м}$	$\overline{(\delta - \bar{\delta})^2}, \text{ м}$
1	1	40	99.4	22.84	17.82	99	24.32	37.68
	2	40	99.9	34.9	18.07	97.3	35.72	19.29
	3	40	99	48.85	55.01	99.6	48.61	56.47
2	1	15	99.8	20.2	21.58	99	23.35	47.49
	2	15	98.8	67.27	42.19	98.6	63.36	42.48
	3	15	98.5	67.93	64.72	97.2	73.19	69.98
3	1	40	99.9	23.03	42.02	99.8	19.39	13.36
	2	15	36.3	92.54	122.96	88.7	61.31	40.82
	3	15	40.7	63.71	58.21	91.1	64.58	63.76

с переотражениями – в табл. 2; при погрешности задания АФР, равной 5°, без переотражений – в табл. 3, с переотражениями – в табл. 4.

Из табл. 1 и 2 следует, что точное задание АФР АР обеспечивает правильное определение положения всех ИРИ в широком диапазоне вза-

имных изменений уровней полезного и мешающих сигналов (от 15 до 40 дБ) как при наличии, так и при отсутствии отражений. ПФ принятых сигналов в каждом ПП выполняется точно, и в сформированных оценках отсутствуют мешающие сигналы от других ИРИ. Сравнение табл. 1 и 2 показывает, что наличие отражений при точном АФР несущественно снижает точность определения положения ИРИ.

На рис. 2 в качестве примера представлены ВКФ между оценками сигналов ИРИ в первом ПП при сильном сигнале ИРИ1, превосходящем по уровню сигналы ИРИ2 и ИРИ3 на 25 дБ и распространяющемся по лучам прямой видимости и с одним отражением (см. рис. 1, б) при точном задании АФР с применением режекции (без режекции ВКФ выглядит аналогично). Здесь и далее номера 1, 2, 3 сигналов ИРИ соответствуют номеру ИРИ, сигналом 4 является отраженный сигнал 1 сильного ИРИ.

Рис. 2 и 3 иллюстрируют, что ПФ при точном ожидаемом АФР выполняется идеально, просачивание сильного мешающего сигнала в оценки слабого не наблюдается, поэтому (а) оценка запаздывающего сильного сигнала ИРИ1 в ПП определяется однозначно, наблюдается только один значимый пик ВКФ между оценками сигналов внутри пункта приема (рис. 2); (б) сопоставление оценок сигналов

ИРИ между ПП также выполняется однозначно, для каждого ИРИ образованы пары оценок в разных пунктах и однозначно определены линии положения разных ИРИ по единственному максимуму ВКФ (рис. 3).

При задании АФР АР с погрешностью эффективность ПФ снижается из-за неточности вычисленных коэффициентов ПФ. Неточные коэффициенты ПФ не позволяют полностью выделить только полезный сигнал ИРИ вследствие неполного подавления мешающих сигналов. При равноценных по уровню сигналах ИРИ неточность ПФ слабо влияет на результаты определения их положения, но при наличии сильного сигнала ИРИ, доминирующего в принятой смеси во всех пунктах приема, вероятность правильного определения положения существенно падает (табл. 3 и 4).

Сильный сигнал и его переотражения частично присутствуют в сформированных оценках сигналов ИРИ и создают неоднозначность при удалении переотражений (рис. 5) и сопоставлении линий положения, при вычислении ВКФ между оценками сигналов внутри и между пунктами приема (рис. 6).

Все ВКФ оценок сигналов разных ИРИ на рис. 5 имеют выраженные пики, которые свидетельствуют о плохой ПФ вследствие проникновения сильных прямого и переотраженного сигналов

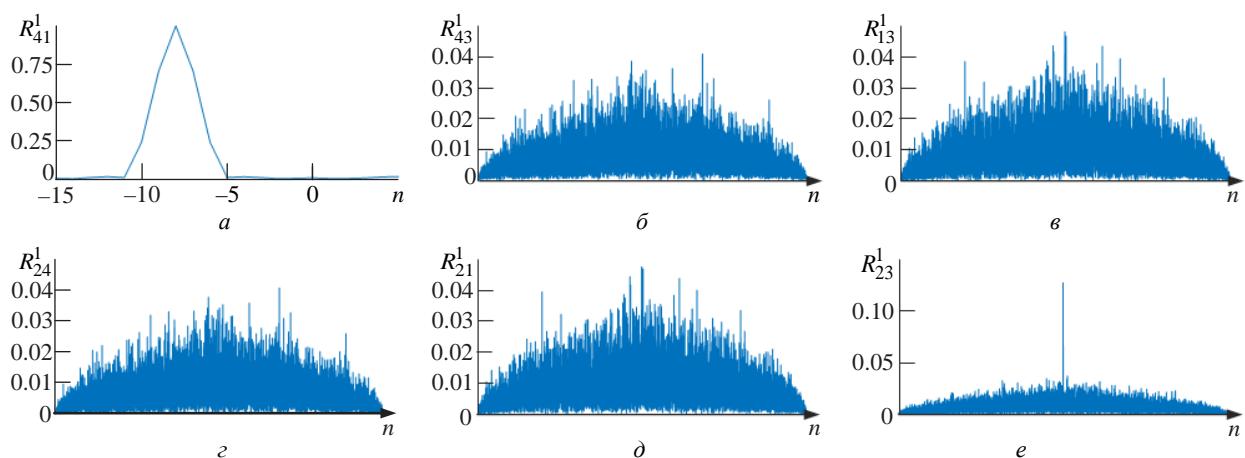


Рис. 2. ВКФ между разными оценками сигналов в ПП1 при точном АФР сигнала АР:

а – между отраженным и прямым сигналами ИРИ1; б – между отраженным сигналом ИРИ1 и прямым сигналом ИРИ3; в – между прямыми сигналами ИРИ1 и ИРИ3; г – между прямым сигналом ИРИ2 и отраженным сигналом ИРИ1; д – между прямыми сигналами ИРИ2 и ИРИ1; е – между прямыми сигналами ИРИ2 и ИРИ3

Fig. 2. Cross-correlation function (CCF) between different signal estimates at reception point1 (RP1) with an exact amplitude-phase distribution (AFD) of the antenna array signal:

а – between the radio source number 1 (RS1) reflected and direct signals; б – between RS1 reflected signal and RS3 direct signal; в – between the direct signals from RS1 and RS3; г – between RS2 direct signal and RS1 reflected signal; д – between the direct signals from RS2 and RS1; е – between the direct signals from RS2 and RS3

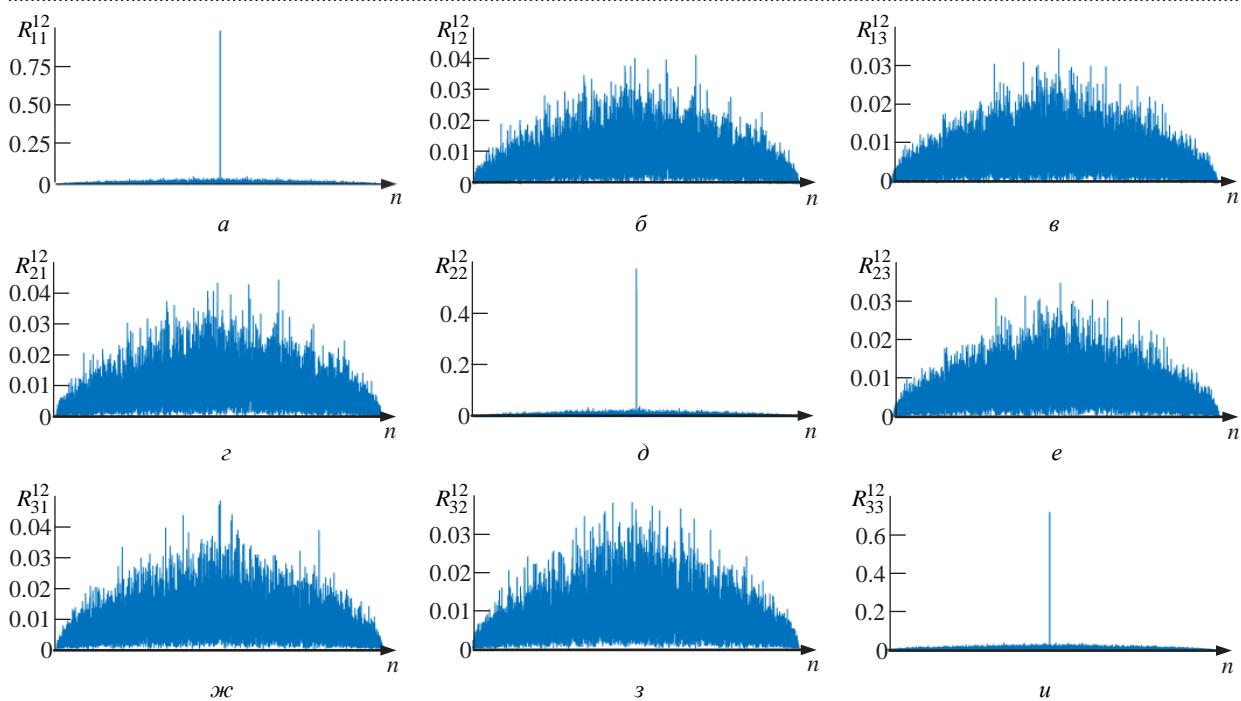


Рис. 3. ВКФ оценок сигналов, принятых в ПП1, с оценками сигналов, принятых в ПП2, при точном АФР антенны:
 а – между оценками сигнала ИРИ1; б – между оценками сигнала ИРИ1 в ПП1 и ИРИ2 в ПП2; в – между оценками сигнала ИРИ1 в ПП1 и ИРИ3 в ПП2; г – между оценками сигнала ИРИ2 в ПП1 и ИРИ1 в ПП2; д – между оценками сигнала ИРИ2; е – между оценками сигнала ИРИ2 в ПП1 и ИРИ3 в ПП2; ж – между оценками сигнала ИРИ3 в ПП1 и ИРИ1 в ПП2; з – между оценками сигнала ИРИ3 в ПП1 и ИРИ2 в ПП2; у – между оценками сигнала ИРИ3

Fig. 3. CCF between of the estimates of signals received at RP1 with those received at RP2,
 with an exact AFD of the antenna array:

а – between the estimates of RS1 signal; б – between the estimates of RS1 signal in the RP1 and RS2 signal in RP2;
 в – between the estimates of the signals RS1 in RP1 and RS3 in RP2; г – between the estimates of the signals RS2 in RP1 and
 RS1 in RP2; д – between the estimates of RS2 signals; е – between the estimates of the signals RS2 in RP1 and RS3
 in RP2; ж – between the estimates of the signals RS3 in RP1 and RS1 in RP2; з – between the estimates of the signals
 RS3 in RP1 and RS2 in RP2; у – between the estimates of RS3

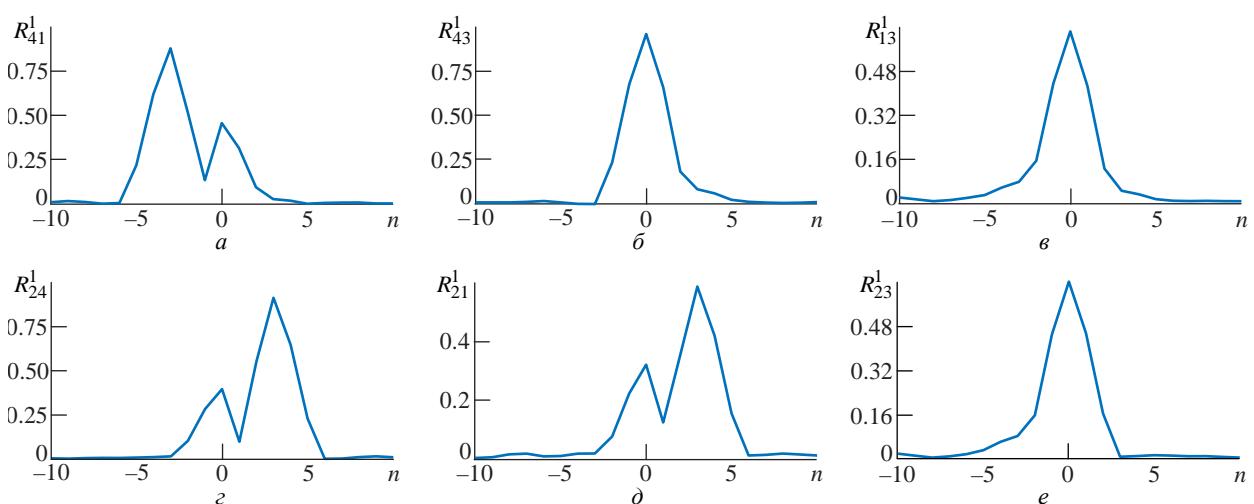


Рис. 4. ВКФ между оценками сигналов в ПП1 при погрешности задания АФР, равной 5°, без резекции:
 а – между отраженным и прямым сигналами ИРИ1; б – между отраженным сигналом ИРИ1 и прямым сигналом ИРИ3;
 в – между прямыми сигналами ИРИ1 и ИРИ3; г – между прямым сигналом ИРИ2 и отраженным сигналом ИРИ1;
 д – между прямыми сигналами ИРИ2 и ИРИ1; е – между прямыми сигналами ИРИ2 и ИРИ3

Fig. 4. CCF between signal estimates at RP1 with an AFD assignment error of 5° without rejection:
 а – between RS1 reflected and direct signals; б – between RS1 reflected signal and RS3 direct signal;
 в – between the direct signals RS1 and RS3; г – between RS2 direct signal and RS1 reflected signal;
 д – between RS2 and RS1 direct signals; е – between RS2 and RS3 direct signals

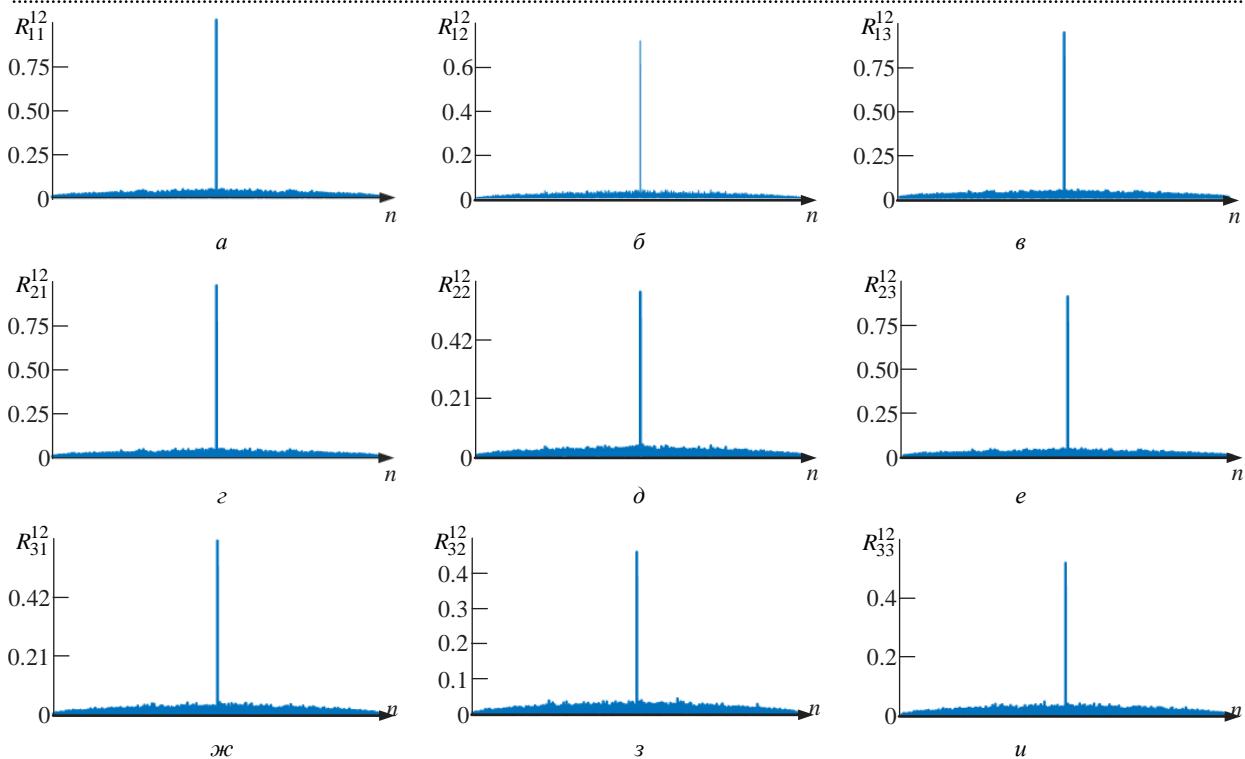


Рис. 5. ВКФ оценок сигналов, принятых в ПП1, с оценками сигналов, принятых в ПП2, при неточном задании АФР:
 а – между оценками сигнала ИРИ1; б – между оценками сигнала ИРИ1 в ПП1 и ИРИ2 в ПП2; в – между оценками сигнала ИРИ1 в ПП1 и ИРИ3 в ПП2; г – между оценками сигнала ИРИ2 в ПП1 и ИРИ1 в ПП2; д – между оценками сигнала ИРИ2; е – между оценками сигнала ИРИ2 в ПП1 и ИРИ3 в ПП2; ж – между оценками сигнала ИРИ3 в ПП1 и ИРИ1 в ПП2; з – между оценками сигнала ИРИ3 в ПП1 и ИРИ2 в ПП2; и – между оценками сигнала ИРИ3

Fig. 5. CCF of the estimates of signals received at PP1 with the estimates of signals received at PP2
 with an inaccurate assignment of the AFD:

а – between the estimates of RS1 signal; б – between the estimates of RS1 signal in RP1 and RS2 signal in RP2;

в – between the estimates of RS1 signal in RP1 and RS3 signal in RP2; г – between the estimates of RS2 signal in RP1 and RS1 in RP2; д – between the estimates of RS2 signal; е – between the estimates of RS2 signal in RP1 and RS3 signal in RP2;
 ж – between the estimates of RS3 signal in RP1 and RS1 signal in RP2; з – between the estimates of RS3 signal in RP1 and RS2 signal in RP2; и – between the estimates of RS3 signal

ИРИ1 в оценки сигналов ИРИ2 и ИРИ3.

Аналогичная картина возникает при сопоставлении сигналов ИРИ между ПП. Оценки сигналов всех ИРИ между ПП коррелированы между собой, однозначного соответствия по ВКФ не наблюдается (рис. 6).

Применение режекции позволяет частично подавить мешающие сигналы, проникшие в оценки слабых ИРИ из-за неточного ожидаемого АФР.

На рис. 7 изображены ВКФ четырех оценок сигналов ИРИ, показывающие, что оценки сигналов 4 и 1 строго коррелированы (коэффициент корреляции равен 1), причем максимум сдвинут относительно центра на 4 отсчета (сигнал 4 пришел позже и является сдвинутой копией сигнала 1). Также наблюдается корреляция в парах (4, 2) и (1, 3). В паре (1, 3) корреляционный пик, равный 0.5, расположен точно посередине (оценки сигналов 1 и 3 не сдвинуты

друг относительно друга), т. е. сильный прямой сигнал 1 ИРИ1 недостаточно подавлен в оценке слабого сигнала 3. В паре (4, 2) сигнал 4 сдвинут относительно сигнала 2.

Режекция в условиях априорной неопределенности не позволяет полностью удалить из оценки полезного сигнала ИРИ мешающие сигналы других ИРИ, поскольку базисные векторы из оценок сигналов содержат шум и линейную комбинацию мешающих сигналов. Поэтому ВКФ сигналов в некоторых парах разных ИРИ между пунктами приема имеет пики (рис. 7). Однако благодаря режекции растет максимум ВКФ, соответствующий истинной паре, а сами пики ВКФ возникают не во всех парах (сравн. с рис. 6). Поэтому ложные пики ВКФ не мешают разработанному алгоритму сопоставления оценок сигнала в разных пунктах.

Результаты статистического имитацион-

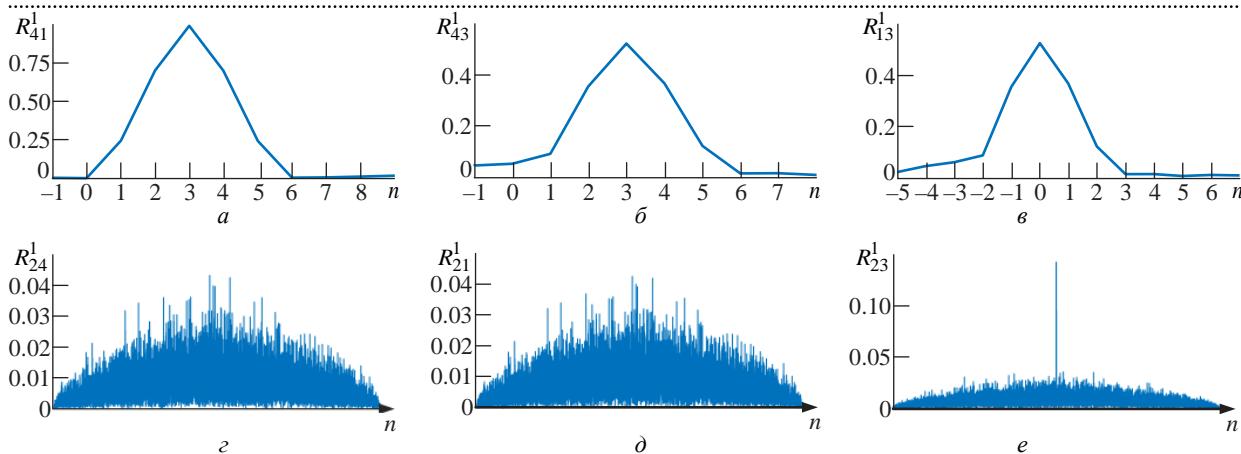


Рис. 6. ВКФ между оценками сигналов в ПП1 при погрешности задания АФР, составляющей 5° , с rejection неподавленных мешающих сигналов: *a* – между переотраженным и прямым сигналами ИРИ1; *b* – между переотраженным сигналом ИРИ1 и прямым сигналом ИРИ3; *c* – между прямыми сигналами ИРИ1 и ИРИ3; *d* – между прямым сигналом ИРИ2 и переотраженным сигналом ИРИ1; *e* – между прямыми сигналами ИРИ1 и ИРИ2; *f* – между прямыми сигналами ИРИ2 и ИРИ3

Fig. 6. CCF between the estimates of signal at RP1 with an assignment of AFD error of 5° and rejection of unsuppressed interfering signals:

- a* – between RS1 reflected and direct signals; *b* – between RS1 reflected signal and RS3 direct signal;
- c* – between RS1 and RS3 direct signals; *d* – between RS2 direct signal and RS1 reflected signal;
- e* – between RS1 and RS2 direct signals; *f* – between RS2 and RS3 direct signals

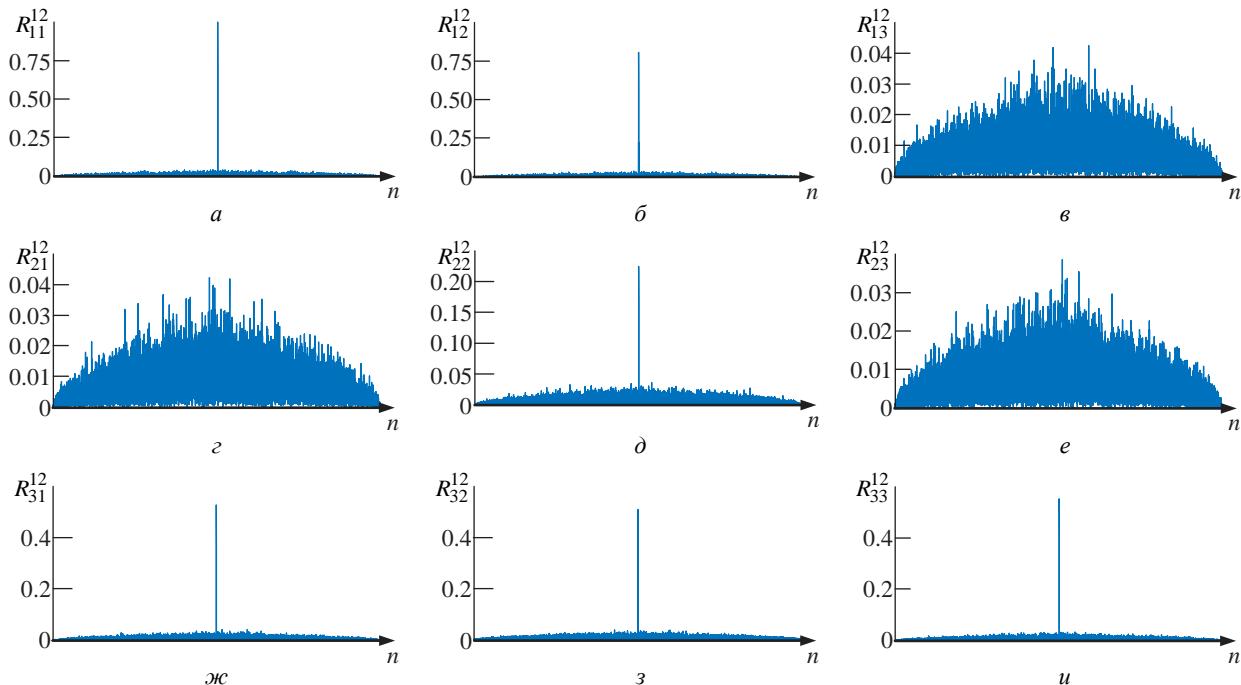


Рис. 7. ВКФ оценок сигналов ИРИ, принятых в ПП1, с оценками сигналов, принятых в ПП2, с применением rejection неподавленных мешающих сигналов:

- a* – между оценками сигнала ИРИ1; *b* – между оценками сигнала ИРИ1 в ПП1 и ИРИ2 в ПП2;
- c* – между оценками сигнала ИРИ1 в ПП1 и ИРИ3 в ПП2; *d* – между оценками сигнала ИРИ2 в ПП1 и ИРИ1 в ПП2;
- e* – между оценками сигнала ИРИ2 в ПП1 и ИРИ3 в ПП2; *f* – между оценками сигнала ИРИ3 в ПП1 и ИРИ1 в ПП2; *g* – между оценками сигнала ИРИ3 в ПП1 и ИРИ2 в ПП2; *h* – между оценками сигнала ИРИ3 в ПП1 и ИРИ3 в ПП2; *i* – между оценками сигнала ИРИ3 в ПП2

Fig. 7. The CCF of RS signals estimates received in RP1 with the estimates of the signals received in RP2, using rejection of unsuppressed interfering signals:

- a* – between the estimates of RS1 signals; *b* – between the estimates of RS1 signal in RP1 and RS2 signal in RP2;
- c* – between the estimates of RS1 signal in RP1 and RS3 signal in RP2; *d* – between the estimates of RS2 signal in RP1 and RS1 signal in RP2; *e* – between the estimates of RS2 signal in RP1 and RS3 signal in RP2; *f* – between the estimates of RS3 signal in RP1 and RS1 signal in RP2;
- g* – between the estimates of RS3 signal in RP1 and RS2 signal in RP2; *h* – between the estimates of RS3 signals

ного моделирования, приведенные в табл. 4, показывают, что применение режекции после ПФ при неточном задании ожидаемого АФР АР в условиях доминирования в принятых данных во всех пунктах приема прямого и переотраженного сильных сигналов одного и того же ИРИ повышает вероятность правильного определения положения с 40 до 90 %.

Эффективность разработанного метода определения положения ИРИ была подтверждена экспериментально в реальных условиях при двух ПП с круговой АР и имитацией двух разных ИРИ.

Заключение. Пространственная фильтрация сигналов в многопозиционных системах

угломерного определения положения ИРИ позволяет устраниить ложные точки и области определения при многолучевом распространении сигналов и при перекрытии спектров разных ИРИ. Для ПФ требуется максимально точное задание АФР АР. Даже при небольших погрешностях задания АФР и разноуровневых сигналах ИРИ ПФ следует дополнять режекцией мешающих сигналов ИРИ. В условиях априорной неопределенности это позволяет повысить вероятность правильного определения положения источников слабых сигналов до приемлемого уровня обнаружения 0.9.

Список литературы

1. Robust Adaptive Beamforming / ed. by J. Li, P. Stoica. Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons, 2006. 445 p.
2. Fernández-Prades C., Arribas J., Closas P. Robust GNSS receivers by array signal processing: Theory and implementation // Proc. of the IEEE. 2016. Vol. 104, iss. 6. P. 1207–1220.
doi: 10.1109/JPROC.2016.2532963
3. Balanis C. A., Ioannides P. I. Introduction to smart antennas // Synthesis Lectures on Antennas. Vol. 5. Berlin: Springer, 2007. 175 p.
doi: 10.1007/978-3-031-01533-5
4. Stevanović I., Skrivenik A., Mosig J. R. Smart Antenna Systems for Mobile Communications. Final Report. URL: https://www.academia.edu/24560455/Smart_Antenna_Systems_for_Mobile_Communications_FINAL_REPORT_ECOLE_POLYTECHNIQUE_FEDERAL_DE_LAUSANNE (дата обращения 22.06.2025).
5. Handbook of Position Location: Theory, Practice, and Advances / ed. by S. A. R. Zakavat, R. M. Buehrer. New Jersey: John Wiley & Sons, 2012. 1281 p.
doi: 10.1002/9781118104750
6. Липатников В. А., Царик О. В. Методы радиоконтроля: теория и практика. СПб.: Нацразвитие, 2018, 607 р.
7. Comparison of time-difference-of-arrival and angle-of-arrival methods of signal geolocation. URL: https://www.itu.int/dms_pub/itu-r/opb/rep/R-REP-SM.2211-2-2018-PDF-E.pdf (дата обращения 22.06.2025).
8. Еремеев И. Ю., Печурин В. В., Саниев Р. Р. Сравнение точностей углерной и разностно- дальнометрических систем определения местоположения с минимальным числом приемных станций // Электромагнитные волны и электронные системы. 2022. Т. 27, № 4. С. 19–26.
doi: 10.18127/j15604128-202204-03
9. Устинов К. В. Алгоритм оценки координат источников радиоизлучений, тождественных по частоте // IV Всерос. конф. "Радиолокация и радиосвязь" – ИРЭ РАН, Москва, 29 нояб.–3 дек. 2010. С. 30–32. URL: <http://jre.cplire.ru/alt/library/4conf/docs/pdffiles/r3.pdf> (дата обращения 22.06.2025).
10. Roy R., Kailath T. ESPRIT-Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques // IEEE Trans. Acoustics, Speech and Signal Processing. 1989. Vol. 37, iss. 7. P. 984–995.
doi: 10.1109/29.32276
11. Особенности применения методов MUSIC и ESPRIT в адаптивных смарт-антеннах / М. Е. Шевченко, В. Н. Малышев, А. В. Горовой, С. Н. Соловьев, А. Х. Кельян // Антенны и распространение радиоволн: Всерос. науч.-техн. конф., СПб., 24–26 нояб. 2021. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2021. С. 99–102.
12. Шевченко М. Е., Горовой А. В., Соловьев С. Н. Пространственная фильтрация перекрывающихся по спектру сигналов // Вопр. радиоэлектроники. 2019. Т. 48, № 12. С. 27–33.
doi: 10.21778/2218-5453-2019-12-27-33
13. Пространственная фильтрация сигналов при неточной калибровке антенной решетки / М. Е. Шевченко, В. Н. Малышев, А. В. Горовой, А. С. Черепанов // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2023. Т. 26, № 6. С. 27–40.
doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-6-27-40
14. Гавриленко В. Г., Яшинов В. А. Передача информации по беспроводным сетям в условиях пересеченной местности: учеб.-метод. пособие. Н. Новгород: Изд-во ННГУ, 2007. 112 с.
15. Мамченко М. В., Зорин В. А., Романова М. А. Эмпирическая модель расчета затухания сигнала с учетом коэффициента застройки местности для беспилотных транспортных средств // Изв. Кабардино-Балкарского науч. центра РАН. 2022. Т. 105, вып. 1. С. 59–73.
doi: 10.35330/1991-6639-2022-1-105-59-73

Информация об авторах

Горовой Андрей Вадимович – инженер научно-производственного предприятия "Новые Технологии Телекоммуникаций" (ООО НПП "НТТ"), аспирант кафедры радиоэлектронных средств Санкт-

Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 14 научных работ. Сфера научных интересов – обнаружение; оценивание; пространственная фильтрация и пеленгование сигналов; цифровая обработка сигналов.

Адрес: Научно-производственное предприятие "Новые Технологии Телекоммуникаций", ул. Софы Ковалевской, д. 20, корп. 1, лит. А, Санкт-Петербург, 195256, Россия

E-mail: andrew1295-09@mail.ru

Шевченко Майя Евгеньевна – кандидат технических наук (1997), доцент (2002) кафедры радиоэлектронных средств Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 82 научных работ. Сфера научных интересов – прием и обработка радиосигналов; обнаружение, оценивание и пеленгование сигналов, радиомониторинг; цифровая обработка сигналов.

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

E-mail: M_E_Shevchenko@mail.ru, meshevchenko@etu.ru

<https://orcid.org/0000-0001-6873-6354>

Малышев Виктор Николаевич – доктор технических наук (2000), профессор (2004), заведующий кафедрой радиоэлектронных средств Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 120 научных работ. Сфера научных интересов – численные методы; СВЧ-техника; антенны; информационные сети; информационная безопасность.

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

E-mail: vnmalyshев@etu.ru

<https://orcid.org/0000-0001-5011-0337>

References

1. Robust Adaptive Beamforming. Ed. by J. Li, P. Stoica. Hoboken, New Jersey, John Wiley & Sons, 2006, 445 p.
2. Fernández-Prades C., Arribas J., Closas P. Robust GNSS Receivers by Array Signal Processing: Theory and Implementation. Proc. of the IEEE. 2016, vol. 104, iss. 6, pp. 1207–1220.
doi: 10.1109/JPROC.2016.2532963
3. Balanis C. A., Ioannides P. I. Introduction to smart Antennas. In Synthesis Lectures on Antennas. Vol. 5. Berlin, Springer, 2007, 175 p.
doi: 10.1007/978-3-031-01533-5
4. Stevanović I., Skrjervik A., Mosig J. R. Smart Antenna Systems for Mobile Communications. Final Report. Available at: https://www.academia.edu/24560455/Smart_Antenna_Systems_for_Mobile_Communications_FINAL_REPORT_ECOLE_POLYTECHNIQUE_FEDERALE_DE_LAUSANNE (accessed 22.06.2025).
5. Handbook of Position Location: Theory, Practice, and Advances. Ed. by S. A. R. Zakavat, R. M. Buehrer. New Jersey, John Wiley & Sons, 2012, 1281 p.
doi: 10.1002/9781118104750
6. Lipatnikov V. A., Tsarik O. V. Radio Control Methods: Theory and Practice. St Petersburg, Natsravzitie, 2018, 607 c. (In Russ.)
7. Comparison of Time-Difference-of-Arrival and Angle-of-Arrival Methods of Signal Geolocation. Available at: https://www.itu.int/dms_pub/itu-r/opb/rep/R-REP-SM.2211-2-2018-PDF-E.pdf (accessed 22.06.2025).
8. Eremeyev I. Yu., Pechurin V. V., Saniev R. R. Accuracy Comparison of Angle of Arrival and Time Difference of Arrival Positioning Systems with the Minimum Number of Receiving Stations. J. Electromagnetic Waves and Electronic Systems. 2022, vol. 27, no. 4, pp. 19–26. (In Russ.).
9. Ustinov K. V. Algoritm otsenki koordinat istochnikov radioizlucheniij, tozhdestvennyh po chastote [Algorithm for Estimating Coordinates of Radio Emission Sources Identical in Frequency]. IV All-Russ. Conf. "Radar and Radio Communication" IRE RAS, Moscow, 29 Nov.–3 Dec. 2010, pp. 30–32. (In Russ.) Available at: <http://jre.cplire.ru/alt/library/4conf/docs/pdffiles/r3.pdf> (accessed 22.06.2025).
10. Roy R., Kailath T. ESPRIT-Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques. IEEE Trans. Acoustics, Speech and Signal Processing. 1989, vol. 37, iss. 7, pp. 984–995.
doi: 10.1109/29.32276
11. Shevchenko M. E., Malyshev V. N., Gorovoi A. V., Solov'ev S. N., Kel'yan A. Kh. Features of the Application of MUSIC and ESPRIT Methods in Adaptive Smart Antennas. Antennas and Radio Wave Propagation: All-Russ. scientific and technical conf., St Petersburg, 24–26 Nov. 2021. St Petersburg, Izd-vo SPbGETU "LETI", 2021, pp. 99–102. (In Russ.)
12. Shevchenko M. E., Gorovoy A.V., Solovyov S. N. Spatial Filtering of Signals with Spectrum Overlapping. Questions of Radio Electronics. 2019, vol. 48, no. 12, pp. 27–33. (In Russ.)
doi: 10.21778/2218-5453-2019-12-27-33
13. Shevchenko M. E., Malyshev V. N., Gorovoy A. V., Cherepanov A. S. Spatial Filtering of Signals under Imprecise Calibration of Antenna Arrays. J. of the Russian Universities. Radioelectronics. 2023, vol. 26, no. 6, pp. 27–40. (In Russ.)
doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-6-27-40
14. Gavrilenko V. G., Yashnov V. A. Peredacha informatsii po besprovodnym setyam v usloviyah pereschennoi mestnosti [Transmitting Information

Over Wireless Networks in Rugged Terrain]. Educational and methodological manual. Nizhny Novgorod, Izd-vo NNGU, 2007, 112 p. (In Russ.)

15. Mamchenko M. V., Zorin V. A., Romanova M. A. Empirical Model for Propagation Loss Using Floor

Space Index for Unmanned Vehicles. News of the Kardino-Balkarian Scientific Center of RAS. 2022, vol. 105, no. 1, pp. 59–73. (In Russ.)

doi: 10.35330/1991-6639-2022-1-105-59-73

Information about the authors

Andrei V. Gorovoy, Engineer of the Scientific and Production Enterprise "New Telecommunication Technologies", Postgraduate student of the Department of Radio Electronics Equipment of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 14 scientific publications. Area of expertise: signal detection; estimation; spatial filtering and direction finding; digital signal processing.

Address: Limited Liability Company "New Technologies of Telecommunications", 20, Sofya Kovalevskaya St., build. 1, lit. A, Saint Petersburg 195256, Russia

E-mail: andrew1295-09@mail.ru

Maya E. Shevchenko, Cand. Sci (Eng.) (1997), Associate Professor (2002) of the Department of Radio Electronic Equipment of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 82 scientific publications. Area of expertise: radio signals receiving and processing; signals detection; evaluation and direction finding; radio monitoring; digital signal processing.

Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia

E-mail: M_E_Shevchenko@mail.ru, meshevchenko@etu.ru

<https://orcid.org/0000-0001-6873-6354>

Victor N. Malyshev, Dr Sci. (Eng.) (2000), Professor (2004), Chief of the Department of Radio Electronic Equipment of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of more than 120 scientific publications. Area of expertise: numerical methods; microwave technology; antennas; information networks; information security.

Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia

E-mail: vnmalyshev@etu.ru

<https://orcid.org/0000-0001-5011-0337>

Радиолокация и радионавигация

УДК 621.396.96

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2025-28-5-43-53>

Научная статья

Способ компенсации сигнала несущего винта вертолета во временной области перед построением радиолокационного изображения рулевого винта

С. Р. Гейстер[✉], В. В. Кириченко

ОАО "АЛЕВКУРП", Королев Стан, Республика Беларусь

[✉] hsr_1960@yahoo.ru

Аннотация

Введение. Наиболее распространены одновинтовые вертолеты, имеющие несущий и рулевой винты. Радиолокационные изображения винтов вертолета в сочетании с частотами их вращения содержат информацию, позволяющую определить тип вертолета. Закон амплитудной модуляции сигналов, отраженных от лопастей несущего винта, имеет импульсный характер. Импульсы этой модуляции существенно превышают по амплитуде сигнал, отраженный от корпуса. Поэтому построение изображения несущего винта не имеет принципиальных трудностей. Однако амплитуды сигналов, отраженных от лопастей рулевого винта, существенно меньше сигналов несущего винта. Поэтому задача измерения частоты следования лопастей рулевого винта на фоне сигнала несущего винта не решается. В итоге не решается задача построения изображения рулевого винта. Это является проблемой, которая осложняется тем, что спектры сигналов, отраженных от несущего и рулевого винтов, перекрываются.

Цель работы. Разработка способа компенсации сигнала несущего винта вертолета во временной области.

Материалы и методы. Компенсация сигналов, отраженных от лопастей несущего винта, может быть выполнена разными способами. В работе рассматривается способ, который основывается на использовании модулей комплексных амплитуд опорных сигналов (эталонов) канала построения изображения несущего винта. На основе этих модулей во временной области формируется функция взвешивания сигналов, отраженных от лопастей несущего винта. Эта функция в ходе взвешивания принятого сигнала обеспечивает компенсацию отражений от лопастей несущего винта.

Результаты. Разработан способ компенсации сигнала несущего винта вертолета во временной области в приложении к построению радиолокационного изображения рулевого винта вертолета. Способ не требует больших вычислительных ресурсов. Работоспособность способа иллюстрируется на примере сигнала, отраженного от вертолета Ми-8.

Заключение. Разработанный способ обеспечивает компенсацию сигналов, отраженных от лопастей несущего винта вертолета, и создает условия для измерения частоты вращения и построения изображения рулевого винта вертолета.

Ключевые слова: радиолокационное изображение, несущий винт вертолета, рулевой винт вертолета, компенсация сигнала, измерение частоты вращения винта

Для цитирования: Гейстер С. Р., Кириченко В. В. Способ компенсации сигнала несущего винта вертолета во временной области перед построением радиолокационного изображения рулевого винта // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2025. Т. 28, № 5. С. 43–53.

doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-5-43-53

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 26.03.2025; принята к публикации после рецензирования 15.09.2025; опубликована онлайн 28.11.2025



Method for Compensating Helicopter Main Rotor Signal in the Time Domain Before Constructing a Tail Rotor Radar Image

Sergey R. Heister[✉], Valery V. Kirichenko

JSC "ALEVKURP", Korolev Stan, Republic of Belarus

[✉] hsr_1960@yahoo.ru

Abstract

Introduction. The most common helicopters are those based on a single rotor design, each with a main rotor and a tail rotor. Radar images of helicopter rotors, combined with their rotational speeds, contain information that allows the helicopter type to be determined. The amplitude modulation law for signals reflected from the main rotor blades is of a pulse nature. These modulation pulses significantly exceed the amplitude of the signal reflected from the airframe. Therefore, constructing an image of the main rotor presents no fundamental difficulties. However, the amplitudes of signals reflected from the tail rotor blades are significantly smaller than those of the main rotor. Therefore, the problem of measuring the rotational speed of the tail rotor blades against the background signal of the tail rotor is not solved. Consequently, the problem of constructing an image of the tail rotor is not solved. This problem is additionally complicated by the overlapping spectra of the signals reflected from the main and tail rotors.

Aim. Development of a method for compensating the helicopter rotor signal in the time domain.

Materials and methods. Compensation for signals reflected from main rotor blades can be accomplished through various approaches. This paper discusses a method based on the use of complex amplitude moduli of reference signals in the main rotor imaging channel. These moduli are used to generate a time-domain weighting function for signals reflected from the main rotor blades. This function, by weighting the received signal, ensures compensation for reflections from the main rotor blades.

Results. A method for compensating for the helicopter main rotor signal in the time domain has been developed for constructing a radar image of the helicopter tail rotor. The method does not require extensive computational resources. Its effectiveness is illustrated using a signal reflected from an Mi-8 helicopter as an example.

Conclusion. The developed method enables compensation for signals reflected from the blades of the helicopter main rotor and creates conditions for measuring the rotation frequency and constructing an image of the helicopter tail rotor.

Keywords: radar image, helicopter main rotor, helicopter tail rotor, signal compensation, rotor speed measurement

For citation: Heister S. R., Kirichenko V. V. Method for Compensating Helicopter Main Rotor Signal in the Time Domain Before Constructing a Tail Rotor Radar Image. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2025, vol. 28, no. 5, pp. 43–53.

doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-5-43-53

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

Submitted 26.03.2025; accepted 15.09.2025; published online 28.11.2025

Введение. Обработка слабого сигнала на фоне сильного сигнала, если оба сигнала близки по своим спектральным параметрам, как правило, приводит к неудовлетворительному результату. При этом сильный сигнал представляет собой помеху, которую необходимо максимально уменьшить путем компенсации с минимальным влиянием на свойства полезного слабого сигнала.

Пример компенсации сильного сигнала, мешающего построению радиолокационного изображения (РЛИ) движущейся системы отражате-

лей, изложен в [1, 2]. В этих работах описан подход компенсации сильного мешающего сигнала, спектр которого пересекается со спектром слабого полезного сигнала. Автором предложен способ компенсации [1], основанный на использовании сигнала, полученного обратным преобразованием от радиолокационного изображения корпуса автомобиля [3].

Вертолет, построенный по одновинтовой схеме, имеет в своем составе несущий и рулевой винты. Частота вращения рулевого винта (РВ) является ключевым параметром для по-

строения изображения этого винта и важной информацией для распознавания типа вертолета. Однако сигналы, отраженные от несущего винта (НВ), по мощности на порядок и более превышают сигналы, отраженные от РВ. Это практически исключает применение типовых подходов для правильного измерения частоты вращения РВ и построения его радиолокационного изображения. Для разрешения этой проблемы необходимо выполнить компенсацию сигналов, отраженных от лопастей НВ.

Постановка задачи. Компенсации помех посвящено большое количество работ, из которых в приложении к радиолокации можно выделить [4–12]. В основе компенсации помехового сигнала лежат его корреляционные свойства в области представления. В общем случае компенсация может выполняться во временной, спектральной и пространственной областях.

Сигнал, отраженный от лопасти НВ, имеет широкий спектр из-за амплитудной и фазовой модуляции, а также перекрывается [13] со спектром сигнала, отраженного от лопасти РВ. С учетом этого компенсацию сигнала, отраженного от лопастей НВ, целесообразно выполнять во временной области. При этом возможны следующие варианты:

- формирование компенсационного сигнала (прообраза сигнала, отраженного от лопастей НВ) на основе обратного преобразования РЛИ НВ, полученного на основе технологии обращенного синтеза апертуры антенны;

- формирование временных бланков для сигналов лопастей НВ, положение которых во времени определяется на основе измеренного значения частоты следования лопастей НВ и положения этих лопастей в РЛИ на момент начала бланкирования. В данной статье рассматривается именно этот вариант, так как он эффективен, а его реализация по сравнению с первым вариантом не требует объемных вычислительных процедур в связи с отсутствием необходимости выполнять обратное преобразование РЛИ НВ.

В иллюстративном примере для определенности полагаем, что радиолокационная станция (РЛС) непрерывно сопровождает приближающийся вертолет Ми-8, выполненный

по одновинтовой схеме. РЛС находится в центре декартовой системы координат, а вертолет движется со скоростью 62.5 м/с на приближение параллельно оси OX из точки с координатами $x_0 = 29\,840$ м, $y_0 = 1470$ м, $z_0 = 20$ м. Существенными для исследований являются такие параметры РЛС, как частота повторения зондирующих сигналов $F_{\Pi} = 50$ кГц и длина волны $\lambda = 0.03$ м. Принятый сигнал обозначим как $u_{\text{пр}}(n)$, где

$n = \overline{0, N - 1}$ – номер периода зондирования. Сигнал получен на выходе устройства внутрипериодной обработки в элементе дальности, содержащем вертолет. Таким образом, временные отсчеты принятого сигнала $u_{\text{пр}}(n)$, $n = \overline{0, N - 1}$ следуют с интервалом, равным периоду повторения $T_{\Pi} = 1 / F_{\Pi}$ зондирующего сигнала. Длительность выборки принятого сигнала составляет $T_H = T_{\Pi}N$.

Особенности преобразований принятого сигнала при построении изображений. Полагаем, что построение РЛИ винтов (как несущего, так и рулевого) осуществляется по сигналам, отраженным от приближающихся кромок (ПК) лопастей [14, 15]. С учетом этого принятый сигнал $u_{\text{пр}}(n)$, $n = \overline{0, N - 1}$ перед адаптацией к априорно неизвестным параметрам и построением РЛИ проходит следующие преобразования [15]:

- преобразование Фурье;
- удаление сигнала, отраженного от корпуса вертолета, на основе информации о радиальной скорости;
- удаление сигналов, отраженных от удаляющихся кромок лопастей НВ и РВ.

Рис. 1–4 характеризуют эти преобразования:

- на рис. 1 представлена временная диаграмма реальной части принятого сигнала $u_{\text{пр}}(n)$, $n = \overline{0, N - 1}$. Сигнал представлен в относительных единицах (в выходных отсчетах аналого-цифрового преобразователя, формируемых относительно опорного напряжения);

- на рис. 2 представлен междуperiодный амплитудно-частотный спектр (АЧС) $|G_{\text{пр}}(k)|$,

$k = \overline{0, N - 1}$ принятого сигнала $u_{\text{пр}}(n)$,

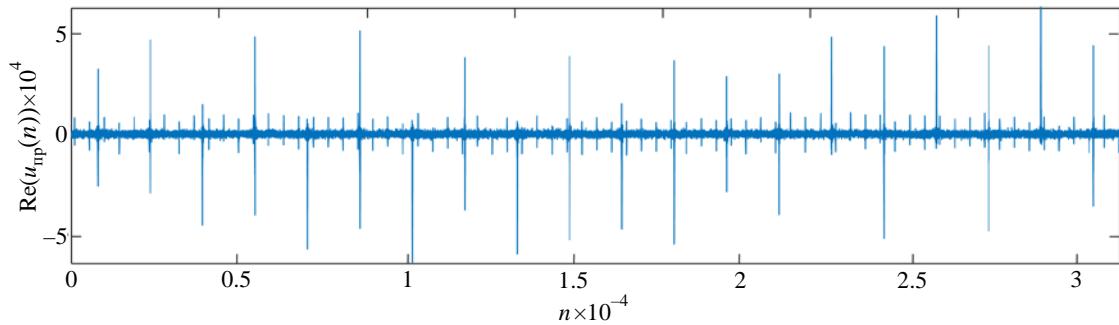


Рис. 1. Реальная часть принятого сигнала
 Fig. 1. Real component of the received signal

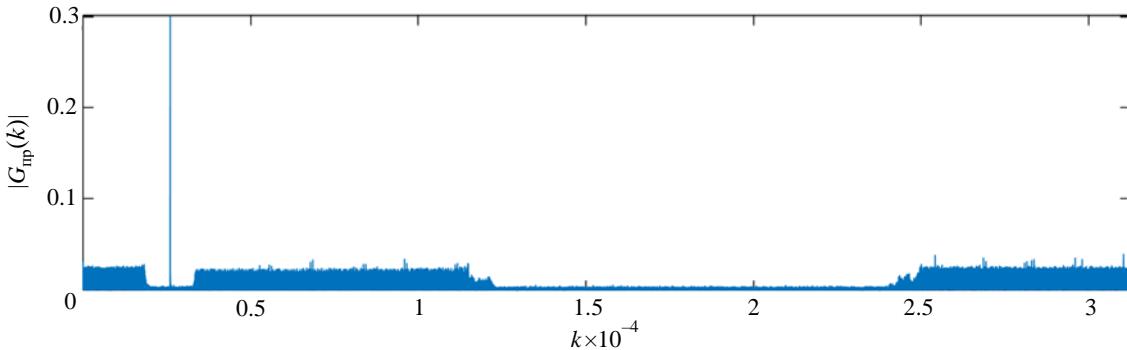


Рис. 2. Модуль спектра принятого сигнала
 Fig. 2. Received signal spectrum module

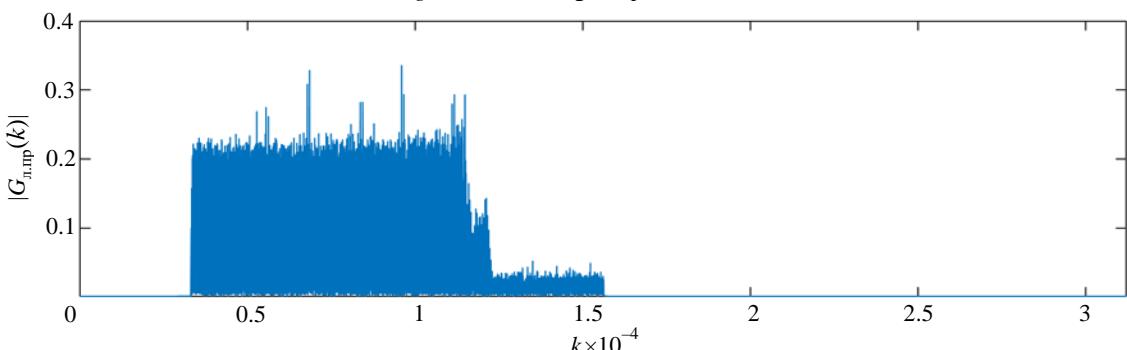


Рис. 3. Модуль спектра сигнала от приближающихся кромок
 Fig. 3. Module of the signal spectrum from the approaching edges

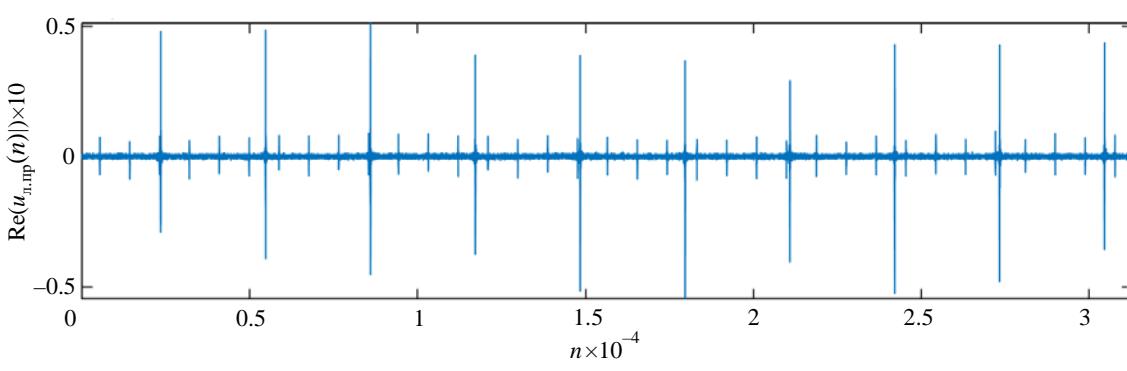


Рис. 4. Реальная часть сигнала с отражениями от приближающихся кромок лопастей
 Fig. 4. Real component of the signal with reflections from approaching blade edges

$n = \overline{0, N - 1}$, полученный путем дискретного прямого преобразования Фурье с числом точек $N = 31\,250$. Интервал $T_{\text{H}} = T_{\Pi}N$ для удобства

выбран равным двум периодам вращения НВ, т. е. $T_{\text{H}} \cong \frac{2}{F_{\text{в}} \text{НВ}}$, где $F_{\text{в}} \text{НВ} = 3.2 \text{ Гц}$ – частота

вращения НВ вертолета Ми-8. По обе стороны от корпусной составляющей расположены составляющие, соответствующие приближающимся и удаляющимся кромкам лопастей;

- на рис. 3 представлен АЧС $|G_{\text{л.пр}}(k)|$, $k = \overline{0, N-1}$, полученный из АЧС $|G_{\text{пр}}(k)|$, $k = \overline{0, N-1}$ и содержащий только составляющие от ПК;
- на рис. 4 представлена реальная часть сигнала $u_{\text{л.пр}}(n)$, $n = \overline{0, N-1}$, полученного обратным преобразованием Фурье от спектра $G_{\text{л.пр}}(k)$, $k = \overline{0, N-1}$.

Для эффективного построения РЛИ ПК лопастей РВ [13] необходимо получить:

- частоту вращения РВ $F_{\text{в РВ}}$, которая определяется на основе измерения частоты следования лопастей $F_{\text{л.в РВ}} = F_{\text{в РВ}} N_{\text{л РВ}}$, где $N_{\text{л РВ}}$ – число лопастей РВ;
- временную реализацию сигнала, содержащего только отражения от ПК лопастей РВ. Для этого из сигнала $u_{\text{л.пр}}(n)$, $n = \overline{0, N-1}$ необходимо удалить отражения от НВ.

Способ компенсации сигналов от лопастей несущего винта во временной области. Для компенсации сигналов НВ во временной области необходимо определить текущее положение этих сигналов в выборке принятого сигнала с использованием РЛИ НВ. Важно отметить, что отражения от РВ существенно меньше отражений от НВ [13]. Поэтому их влияние на процессы измерения частоты вращения и построения РЛИ НВ несущественны.

Для измерения частоты следования лопастей можно использовать свертку [14] вида

$$Z_0(k) = \sum_{n=0}^{N-1} u_{\text{л.пр}}(n) u_{\text{л.пр}}^*(n) \times \exp\left(i\left(2\pi k \frac{\Delta F}{F_{\text{п}}} n\right)\right), \quad k = \overline{K_{\min}, K_{\max}}, \quad (1)$$

где ΔF – шаг изменения частоты, определяющий точность измерений; $K_{\max} = \frac{F_{\max}}{\Delta F}$ – число, соответствующее максимальному значению диапазона измерения частоты следования лопа-

стей F_{\max} ; $K_{\min} = \frac{F_{\min}}{\Delta F}$ – число, соответствующее минимальному значению диапазона измерения частоты следования лопастей F_{\min} .

Частоты максимумов свертки (1) кратны целому значению частоты следования лопастей винта. Частота первого максимума соответствует искомому значению частоты следования лопастей. Уровни максимальных значений свертки определяются максимальными значениями амплитуд периодических сигналов во временной реализации.

На рис. 5 представлены результаты вычисления $Z_0(k)$, $k = \overline{100, 2000}$ для $u_{\text{л.пр}}(n)$, $n = \overline{0, N-1}$ в диапазоне 10...200 Гц с шагом "грубого" [14] измерения $\Delta F = 0.1$ Гц. В свертке $Z_0(k)$, $k = \overline{K_{\min}, K_{\max}}$:

- максимальные значения соответствуют отражениям от НВ;
- максимальные значения для РВ в данном случае на два порядка меньше максимумов для НВ и практически не видны.

На рис. 5, *a* первый максимум в свертке соответствует номеру $k_{\max} = 160$. Следовательно, "грубо" измеренное значение частоты следования лопастей НВ $\hat{F}_{\text{л.в НВ гр}} = k_{\max} \Delta F = 16$ Гц. Точное измерение частоты следования лопастей, выполненное аналогичным образом [14], дало результат $\hat{F}_{\text{л.в НВ т.ч}} = 15.999$ Гц. Для числа лопастей $N_{\text{л НВ}} = 5$ точно измеренное значение частоты вращения НВ $\hat{F}_{\text{в НВ}} = \frac{\hat{F}_{\text{л.в НВ т.ч}}}{N_{\text{л НВ}}} = 3.1998$ Гц.

В [15] рассмотрены алгоритмы построения РЛИ винтов летательных аппаратов. Изображение НВ вертолета представляет собой набор модулей комплексных амплитуд $|\xi_{\text{НВ}}(k_{\theta})|$, $k_{\theta} = \overline{1, N_{\theta}}$, относящихся к N_{θ} угловым направлениям относительно предполагаемого центра винта (измеренные в РЛС значения координат объекта) в горизонтальной плоскости. Эти угловые направления следуют с интервалом $\delta\theta = \frac{360^\circ}{N_{\theta}}$.

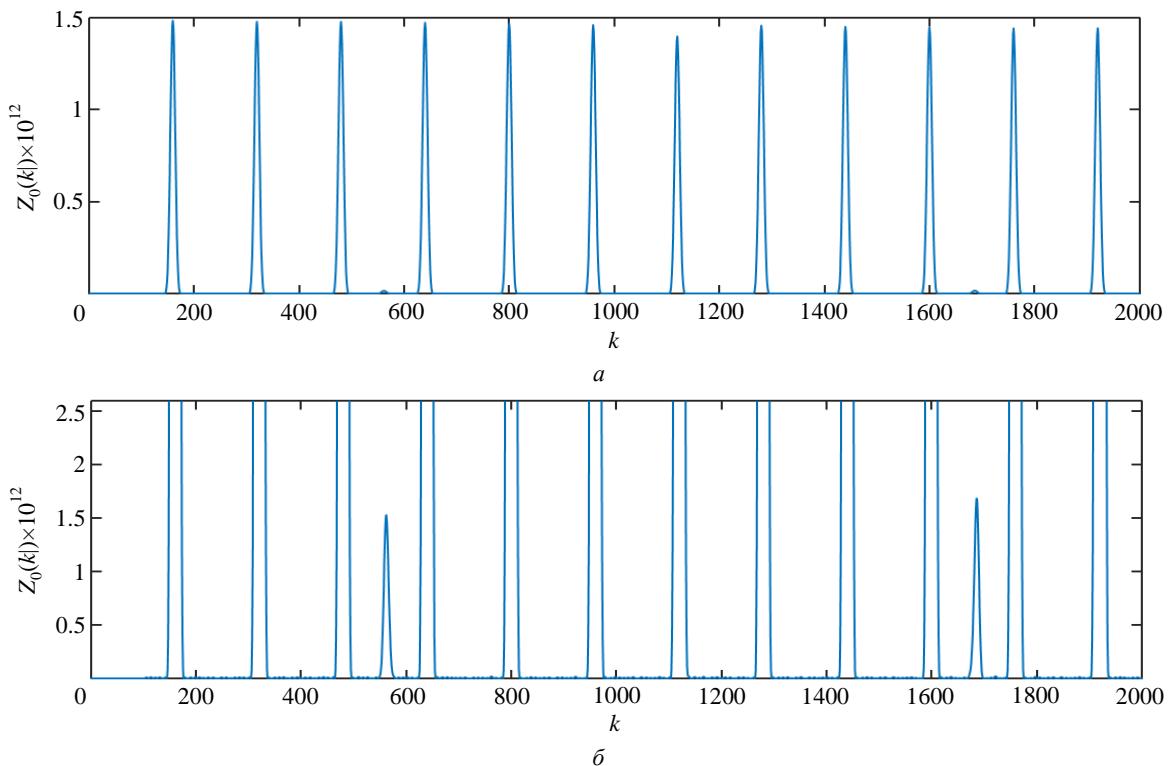


Рис. 5. Свертка $Z_0(k)$, $k = \overline{100, 2000}$: а – в масштабе для НВ; б – в масштабе для РВ

Fig. 5. Convolution $Z_0(k)$, $k = \overline{100, 2000}$: а – to scale for the main rotor; б – to scale for the tail rotor

Изображение ПК лопастей НВ формируется на выходах N_0 каналов обработки, в каждом k_0 -м из которых формируется сумма результатов перемножения N отсчетов принятого сигнала $u_{\text{л.пр}}(n)$, $n = \overline{0, N-1}$ для ПК лопастей на соответствующие временные отсчеты k_0 -й опорной функции $K_{\text{оп.пр}}(k_0, n)$, то есть

$$\xi_{\text{НВ}}(k_0) = \sum_{n=0}^{N-1} u_{\text{л.пр}}(n) K_{\text{оп.пр}}(k_0, n),$$

$$k_0 = \overline{1, N_0}.$$

Текущий n -й отсчет опорной функции k_0 -го канала $K_{\text{оп.пр}}(k_0, n)$ представляет собой отсчет сигнала, соответствующего нормированному по амплитуде и комплексно-сопряженному сигналу, отраженному от ПК виртуальной лопасти [15]. Виртуальная лопасть имеет определенные размеры и вращается в горизонтальной плоскости относительно предполагаемого центра винта, движущегося с измеренными параметрами летательного аппарата. Частота вращения виртуальной лопасти в рассматриваемом

мом иллюстративном примере соответствует измеренному значению $\hat{F}_{\text{в НВ}} = 3.1998$ Гц, а направление вращения виртуальной лопасти соответствует направлению вращения реальной лопасти. В обобщенном виде опорная функция k_0 -го канала для ПК лопасти описывается выражением

$$K_{\text{оп.пр}}(k_0, n) = \sum_{l=0}^{L_{\text{в НВ}}-1} \exp(-i2k_{\lambda}r(k_0, l, n)),$$

$$n = \overline{0, N-1},$$

где $k_{\lambda} = 2\pi/\lambda$ – волновое число, соответствующее длине волны λ в РЛС; $r(k_0, l, n)$ – радиальное расстояние от фазового центра антенны РЛС до l -го отражателя на ПК k_0 -й виртуальной лопасти в n -й момент времени; $L_{\text{в НВ}}$ – количество отражателей на ПК виртуальной лопасти. Отражатели на ПК виртуальной лопасти располагаются равномерно (например, с интервалом $\lambda/4$), начиная с определенного удаления [15] от центра виртуальной лопасти.

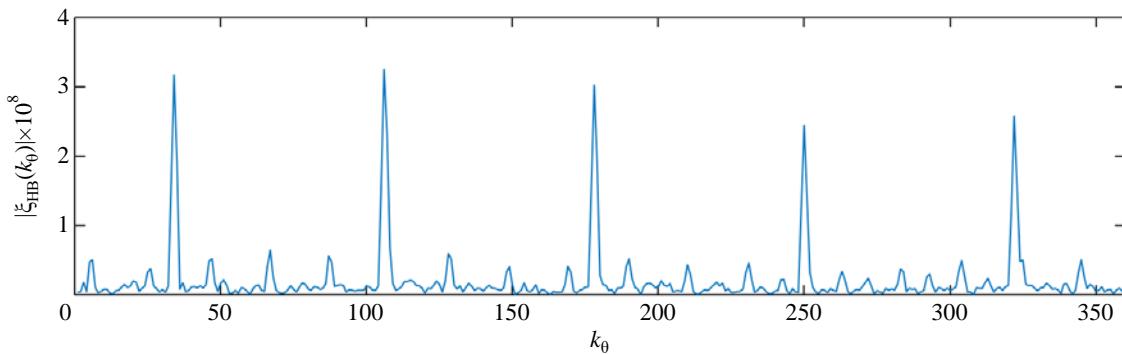


Рис. 6. Изображение приближающихся кромок лопастей несущего винта

Fig. 6. Image of approaching rotor blade edges

На рис. 6 для текущего примера представлено РЛИ ПК лопастей НВ вертолета Ми-8 при $N_\theta = 360$.

В РЛИ НВ первая лопасть находится в элементе с номером $q_{HB}(1)$. Для текущего примера в соответствии с рис. 6 значение $q_{HB}(1) = 34$.

С учетом известного числа лопастей $N_{л HB}$ в РЛИ НВ и измеренного значения $q_{HB}(1)$ можно определить номера элементов РЛИ с ПК всех лопастей НВ:

$$q_{HB}(g) = q_{HB}(1) + \frac{360}{N_{л HB}}(g - 1), \quad g = \overline{1, N_{л HB}} \quad (2)$$

В соответствии с выражением (2) для текущего примера $q_{HB}(1) = 34$, $q_{HB}(2) = 106$, $q_{HB}(3) = 178$, $q_{HB}(4) = 250$, $q_{HB}(5) = 322$.

Компенсация сигналов, отраженных от ПК лопастей НВ, выполняется с использованием модулей сигналов опорных функций для каналов с

номерами $q_{HB}(g)$, $g = \overline{1, N_{л HB}}$, т. е. с использованием $|K_{оп.пр}(q_{HB}(g), n)|$, $g = \overline{1, N_{л HB}}$, $n = \overline{0, N - 1}$. В качестве примера на рис. 7 представлены:

- временная реализация модуля принятого сигнала $|u_{л.пр}(n)|$, $n = \overline{0, N - 1}$ (оранжевый цвет), содержащего только сигналы, отраженные от ПК лопастей НВ (составляющие с наибольшим уровнем) и лопастей РВ (составляющие, амплитуда которых почти в 7 раз меньше);
- временная реализация модуля опорной функции $|K_{оп.пр}(q_{HB}(1), n)|$, $n = \overline{0, N - 1}$ (синий цвет) для ПК первой лопасти НВ вертолета Ми-8.

Предлагаемый способ компенсации сигналов от приближающихся кромок лопастей несущего винта состоит в следующем:

- так как спектры сигналов, отраженных от лопастей НВ и РВ, перекрываются, а мощности составляющих НВ на порядки выше, то компенсацию сигналов НВ наиболее эффективно мож-

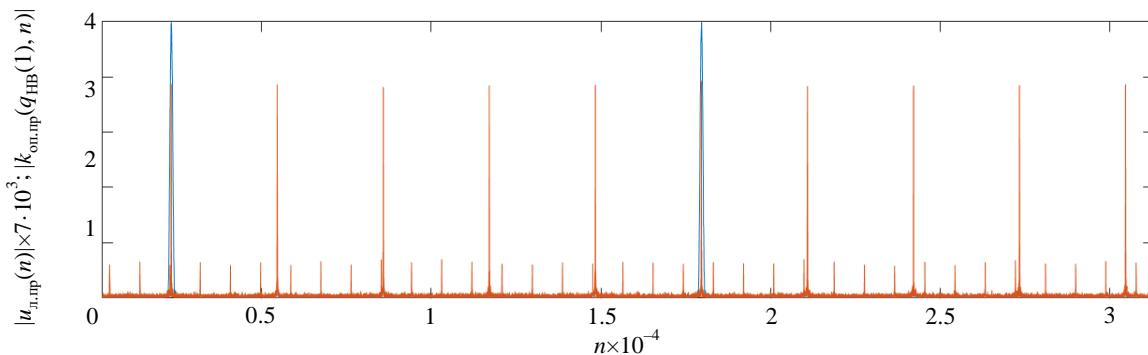


Рис. 7. Временные реализации модуля принятого сигнала и опорной функции для приближающейся кромки первой лопасти

Fig. 7. Temporary implementation of the received signal module and the support function for the approaching edge of the first blade

но осуществить во временной области с использованием опорных функций каналов построения РЛИ ПК лопастей НВ $|K_{\text{оп.пр}}(q_{\text{НВ}}(g), n)|$,
 $g = \overline{1, N_{\text{л НВ}}}, n = \overline{0, N - 1}$;

– для выполнения компенсации необходимо использовать весовую функцию в пространстве "время", формируемую на основе опорных функций $|K_{\text{оп.пр}}(q_{\text{НВ}}(g), n)|$, $g = \overline{1, N_{\text{л НВ}}}$,
 $n = \overline{0, N - 1}$;

– для повышения качества компенсации целесообразно расширить зоны компенсации во временной области путем использования в весовой функции дополнительно опорных функций $|K_{\text{оп.пр}}(q_{\text{НВ}}(g) - 1, n)|$, $g = \overline{1, N_{\text{л НВ}}}$,
 $n = \overline{0, N - 1}$ и $|K_{\text{оп.пр}}(q_{\text{НВ}}(g) + 1, n)|$, $g = \overline{1, N_{\text{л НВ}}}$,
 $n = \overline{0, N - 1}$, которые являются ближайшими справа и слева для основных опорных функций $|K_{\text{оп.пр}}(q_{\text{НВ}}(g), n)|$, $g = \overline{1, N_{\text{л НВ}}}$, $n = \overline{0, N - 1}$.

Алгоритм компенсации сигналов, отраженных от приближающихся кромок несущего винта. Компенсация сигналов НВ осуществляется с помощью весовой функции. Эта функция $K_{\text{комп НВ}}(n)$, $n = \overline{0, N - 1}$ представляется произведением функций $K_{\text{комп}}(g, n)$,
 $g = \overline{1, N_{\text{л НВ}}}$, $n = \overline{0, N - 1}$ для сигналов ПК от всех $N_{\text{л НВ}}$ лопастей НВ:

$$K_{\text{комп НВ}}(n) = \prod_{g=1}^{N_{\text{л НВ}}} K_{\text{комп}}(g, n), n = \overline{0, N - 1}. \quad (3)$$

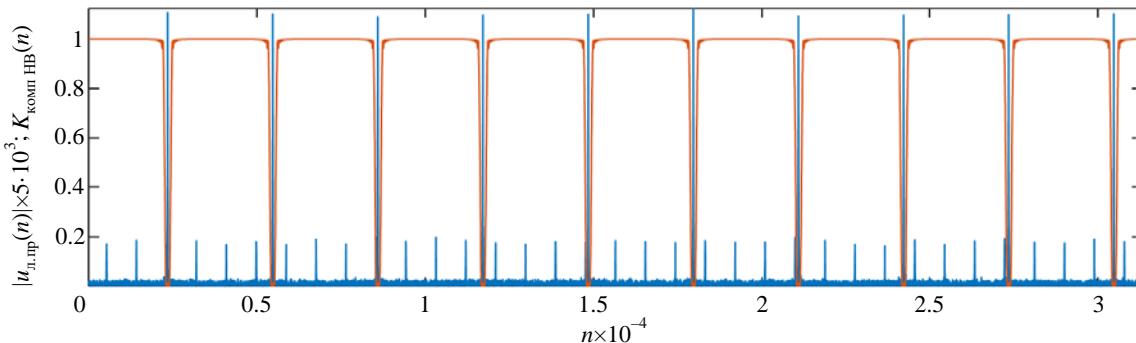


Рис. 8. Весовая функция компенсации сигнала несущего винта $K_{\text{комп НВ}}(n)$

и модуль временных отсчетов сигналов передних кромок НВ и РВ $|u_{\text{l.pr}}(n)|$

Fig. 8. Weighting function of signal compensation of the main rotor $K_{\text{комп НВ}}(n)$

and the module of time counts of the signals of the leading edges of the main and tail rotors $|u_{\text{l.pr}}(n)|$ blade

В (3) весовая функция для g -й лопасти представляется произведением из трех сомножителей (центральный и два боковых) и описывается выражением

$$K_{\text{комп}}(g, n) = \left(1 - |K_{\text{оп.пр}}(q_{\text{НВ}}(g), n)|\right) \times \\ \times \left(1 - |K_{\text{оп.пр}}(q_{\text{НВ}}(g) - 1, n)|\right) \times \\ \times \left(1 - |K_{\text{оп.пр}}(q_{\text{НВ}}(g) + 1, n)|\right), n = \overline{0; N - 1}.$$

Алгоритм компенсации сигналов от ПК лопастей НВ с формированием сигналов, отраженных от ПК лопастей РВ, имеет вид

$$u_{\text{пр.комп НВ}}(n) = u_{\text{l.pr}}(n) K_{\text{комп НВ}}(n), \quad (4) \\ n = \overline{0; N - 1}.$$

В сигнале, который описывается выражением (4), содержатся:

- сигналы, отраженные от ПК лопастей РВ;
- остатки компенсации сигналов, отраженных от ПК лопастей НВ;
- шумовая составляющая.

На рис. 8 оранжевым цветом показана весовая функция $K_{\text{комп НВ}}(n)$, $n = \overline{0, N - 1}$, обеспечивающая в соответствии с (4) компенсацию сигналов ПК лопастей НВ.

На рис. 9 изображена реальная часть принятого сигнала $u_{\text{пр.комп НВ}}(n) = u_{\text{l.pr}}(n) \times K_{\text{комп НВ}}(n)$ после компенсации сигнала ПК лопастей НВ. В этой временной реализации отчетливо наблюдаются сигналы $u_{\text{РВ пр}}(n)$, отраженные от ПК лопастей РВ.

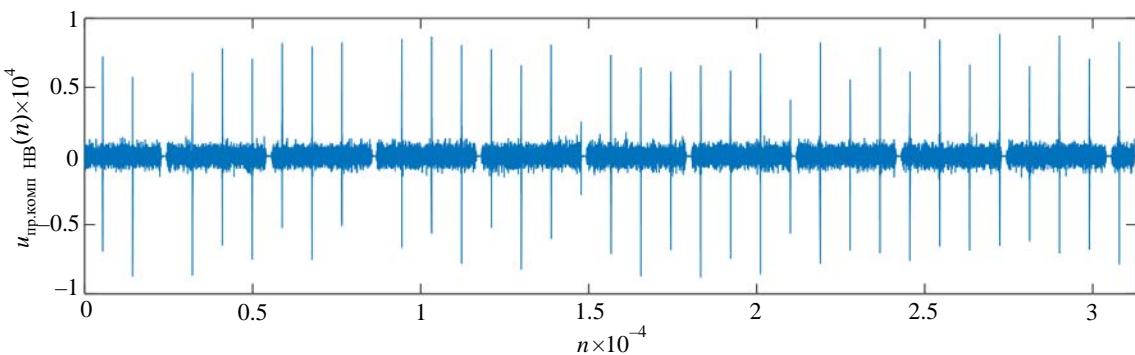


Рис. 9. Реальная часть сигнала, отраженного от приближающихся кромок лопастей вертолета Ми-8, после компенсации сигнала передних кромок НВ

Rис. 9. Real component of the signal reflected from the approaching edges of the Mi-8 helicopter blades, after compensation for the signal of the leading edges of the main rotor

При компенсации возможно подавление отдельных сигналов ПК лопастей РВ из-за их совмещения с сигналами ПК лопастей НВ. Для снижения влияния этого явления на качество формирования РЛИ ПК лопастей РВ используется сигнал длительностью в три и более периодов вращения РВ.

Заключение. НВ и РВ вертолета создают в отраженном сигнале составляющие с амплитудно-фазовой модуляцией, несущей информацию о конструктивных особенностях вертолета. Для извлечения этой информации требуется раздельная обработка сигналов от разных винтов.

Спектры сигналов, отраженных от НВ и РВ, имеют существенные различия в мощности и перекрываются. Частота вращения НВ вертолета составляет всего лишь единицы герц, а импульсы амплитудной модуляции имеют длительность, близкую к десятой доли миллисекунды. Следовательно, на коротком интервале времени, сопоставимом с десятыми долями секунды, отмеченные особенности исключают эффективное разделение сигналов НВ и РВ с использованием спектра принятого сигнала.

Анализ процедур, используемых при построении РЛИ лопастей винтов путем обращенного синтеза апертуры антенны, показал следующее. Во-первых, отражения от НВ существенно превалируют над отражениями от РВ. Это позволяет успешно выполнить адаптивное оценивание априорно неизвестного значения частоты вращения НВ и построить РЛИ передних кромок его лопастей. Необходимо отметить, что использование сигналов, отраженных только от передних или только от

задних кромок лопастей винтов, не имеет принципиального значения, а связано лишь с необходимостью установления определенности в принадлежности наблюдаемых импульсов амплитудной модуляции к приближающимся или удаляющимся кромкам лопастей. Во-вторых, РЛИ НВ, построенное по текущему временному фрагменту принятого сигнала, однозначно показывает положение всех лопастей НВ в этом фрагменте, который запоминается. Это позволяет на основе построенного РЛИ НВ сформировать во временной области весовую функцию, использование которой для обработки запомненного временного фрагмента принятого сигнала позволяет скомпенсировать сигналы ПК лопастей НВ в областях максимумов амплитудной модуляции. В данной статье представлен способ компенсации сигналов НВ во временной области, основанный на использовании модулей комплексных амплитуд опорных сигналов, формируемых в процессе построения РЛИ кромок лопастей НВ. Выражение (4) описывает алгоритм компенсации сигналов, отраженных от ПК лопастей НВ. После этапа компенсации во временной реализации принятого сигнала на фоне шума отчетливо наблюдаются только сигналы, отраженные от ПК лопастей РВ.

Предложенный способ несложен в реализации, так как использует сигналы виртуальных лопастей, сформированные при построении РЛИ НВ. Способ имеет высокую эффективность компенсации, что открывает новые возможности для адаптации к априорно неизвестным параметрам и построению РЛИ РВ.

Важно отметить, что разработанный способ компенсации сигналов, отраженных от кромок лопастей, может быть использован для обеспече-

ния раздельного анализа сигналов, отраженных от нескольких винтов любого летательного аппарата.

Список литературы

1. Гейстер А. С. Способ адаптивной когерентной компенсации сигнала, отраженного от корпуса автомобиля при обращенном синтезе апертуры антенны // Докл. БГУИР. 2013. № 4 (74). С. 56–60.
2. Гейстер А. С. Исследование способа адаптивной когерентной компенсации сигнала, отраженного от корпуса автомобиля при построении радиолокационного портрета колеса // Докл. БГУИР. 2013. № 8 (78). С. 71–75.
3. Гейстер С. Р., Пархоменко Н. Г., Гейстер А. С. Распознавание и измерение длины движущихся объектов в радиолокаторе с обращенным синтезом апертуры антенны // Электромагнитные волны и электронные системы. 2011. Т. 16, № 11. С. 66–70.
4. Уидроу Б., Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов / пер. с англ. Ю. К. Сальникова; под ред. В. В. Шахгильдяна. М.: Радио и связь, 1989. 440 с.
5. Бакулов П. А., Степин В. М. Методы и устройства селекции движущихся целей. М.: Радио и связь, 1986. 288 с.
6. Монзинго Р. А., Миллер Т. У. Адаптивные антенные решетки. Введение в теорию / пер. с англ. В. А. Ленсаченко. М.: Радио и связь, 1986. 448 с.
7. Адаптивная компенсация помех в каналах связи / Ю. И. Лосев, А. Г. Бердников, Э. Ш. Гойхман, Б. Д. Сизов; под ред. В. И. Лосева. М.: Радио и связь, 1988. 207 с.
8. Ширман Я. Д., Манжос В. Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. М.: Радио и связь, 1981. 416 с.
9. Адаптивные фильтры / П. М. Грант, К. Ф. Н. Коунэн, Ф. Н. Фрилендер, Д. Р. Ипейчлер, Д. М. Тернер, Э. Р. Феррара мл., П. Ф. Адамс; пер с англ. под ред. К. Ф. Коуэна, П. М. Гранта. М.: Мир, 1988. 392 с.
10. Skolnik M. I. Radar Handbook. 3rd ed. New York: McGraw-Hill Education, 2008. 1328 p.
11. Barton D. K., Leonov S. A. Radar Technology Encyclopedia (Electronic Edition). Boston, London: Artech House, 1998. 511 p.
12. Nathanson F. E. Radar design principles. 2nd ed. Raleigh: SciTech Publishing, 1999. 724 p.
13. Гейстер С. Р., Нгуен Т. Т. Экспериментальные исследования алгоритмов построения радиолокационных изображений винтов и способа измерения частоты следования лопастей // Докл. БГУИР. 2019. № 4 (122). С. 72–78.
14. Гейстер С. Р., Кириченко В. В. Способ двухэтапного радиолокационного измерения частоты следования лопастей винтовых летательных аппаратов // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2024. Т. 27, № 3. С. 68–80.
doi: 10.32603/1993-8985-2024-27-3-68-80
15. Гейстер С. Р., Нгуен Т. Т. Алгоритмы построения радиолокационного изображения винтов в горизонтальной и вертикальной плоскостях летательного аппарата в радиолокационном датчике с обращенным синтезом апертуры антенны // Докл. БГУИР. 2018. № 5 (115). С. 92–98.

Информация об авторах

Гейстер Сергей Романович – доктор технических наук (2004), профессор (2006), главный научный сотрудник ОАО "АЛЕВКУРП". Автор более 155 научных работ. Сфера научных интересов – построение радиотехнических систем различного назначения; радиолокационное распознавание; адаптивная обработка сигналов; радиоэлектронная защита.

Адрес: ОАО "АЛЕВКУРП", ул. Московская, д. 1а, Королев Стан, 223050, Республика Беларусь
E-mail: hsr_1960@yahoo.com, hsr_aero1960@mail.ru

Кириченко Валерий Викторович – старший научный сотрудник ОАО "АЛЕВКУРП". Автор 15 научных работ. Сфера научных интересов – формирование и обработка радиосигналов; моделирование реальных процессов и устройств.

Адрес: ОАО "АЛЕВКУРП", ул. Московская, д. 1а, Королев Стан, 223050, Республика Беларусь
E-mail: kirvv1964@yandex.ru

References

1. Heister A. S. Method for Adaptive Coherent Compensation of Signal Reflected from Car Body. *Doklady BGUR*. 2013, no. 4 (74), pp. 56–60. (In Russ.)
2. Heister A. S. The Results of Capability Studying of Method for Adaptive Coherent Compensation of Signal Reflected from Car Body in Application to Isar Imaging of Car Wheels. *Doklady BGUR*. 2013, no. 8 (78), pp. 71–75. (In Russ.)
3. Heister S. R., Parkhomenko N. G., Heister A. S. Recognition and Length Measurement of Moving Objects Using Inverse Synthetic Aperture Radars. Electromagnetic Waves and Electronic Systems. 2011, vol. 16, no. 11, pp. 66–70. (In Russ.)
4. Widrow B., Stearns S. Adaptive Signal Processing. New Jersey, Prentice-Hall, 1985, 474 p.

5. Bakulev P. A., Stepin V. M. *Metody i ustroistva selektsii dvizhushchikhsya tselei* [Methods and Devices for Selecting Moving Targets]. Moscow, *Radio i svyaz'*, 1986, 288 p. (In Russ.)
6. Monzingo R. A., Miller T. W. *Introduction to Adaptive Arrays*. New York, John Wiley & Sons, 1980, 543 p.
7. Losev Yu. I., Berdnikov A. G., Goikhman E. Sh., Sizov B. D. *Adaptive interference compensation in communication channels*. Ed. Losev V. I. Moscow, *Radio i svyaz'*, 1988, 208 p. (In Russ.)
8. Shirman Ya. D., Manzhos V. N. *Teoriya i tekhnika obrabotki radiolokatsionnoi informatsii na fone pomekh* [Theory and Technology of Processing Radar Information against a Background of Interference]. Moscow, *Radio i svyaz'*, 1981, 416 p. (In Russ.)
9. Adaptive filters. Ed by C. F. Cowan, P. M. Grant. New Jersey, Prentice-Hall, 1985, 308 p.
10. Skolnik M. I. *Radar Handbook*. 3rd ed. New York, McGraw-Hill Education, 2008, 1328 p.
11. Barton D. K., Leonov S. A. *Radar Technology Encyclopedia*. Boston, London, Artech House, 1998, 511 p.
12. Nathanson F. E. *Radar Design Principles*. 2nd ed. Raleigh, SciTech Publishing, 1999, 724 p.
13. Heister S. R., Nguyen T. T. *Experimental Studies of Radar Image Construction Algorithms for Propellers and Measurement Method for Repetition Frequencies of the Blades*. *Doklady BGUIR*. 2019, no. 4 (122), pp. 72–78. (In Russ.)
14. Heister S. R., Kirichenko V. V. *Method for Two-Stage Radar Measurement of the Blade Repetition Rate of a Propeller-Driven Aircraft*. 2024, vol. 27, no. 3, pp. 68–80. (In Russ.)
doi: 10.32603/1993-8985-2024-27-3-68-80
15. Heister S. R., Nguyen T. T. *Measurement Method for Repetition Frequencies of the Blades of an Aerial Vehicle on the Base of the Convolution of the "Secondary" Modulation Spectrum*. *Doklady BGUIR*. 2019, no. 1 (119), pp. 68–74. (In Russ.)

Information about the authors

Sergey R. Heister, Dr Sci. (Eng.) (2004), Professor (2006), Chief Researcher of the JSC "ALEVKURP". The author of more than 155 scientific. Area of expertise: construction of radio engineering systems for various purposes; radar recognition; adaptive signal processing; electronic defense.

Address: JSG "ALEVKURP", 1a, Moscow St., Korolev Stan 223050, Republic of Belarus
E-mail: hsr_1960@yahoo.com, hsr_aero1960@mail.ru

Valery V. Kirichenko, Senior Researcher at the JSC "ALEVKURP". The author of 15 scientific publications. Area of expertise: formation and processing of radio signals; simulation of real processes and devices.

Address: JSG "ALEVKURP", 1a, Moscow St., Korolev Stan 223050, Republic of Belarus
E-mail: kirvv1964@yandex.ru

Квантовая, твердотельная, плазменная и вакуумная электроника

УДК 621.382.323

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2025-28-5-54-65>

Научная статья

Электрическая характеристизация силовых карбидокремниевых MOSFET с линейным и гексагональным дизайном базовых ячеек

А. В. Афанасьев[✉], П. В. Афанасьев, В. А. Ильин, А. В. Серков,
В. В. Трушлякова, Д. А. Чигирев, С. А. Шевченко, А. Восколович, С. А. Пологов

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

[✉] avafanasev@etu.ru

Аннотация

Введение. Силовая электроника на основе 4Н-SiC активно развивается за счет достигнутого индустриальными странами высокого уровня промышленной технологии роста объемных кристаллов и эпитаксиальных структур карбида кремния и требует разработки новых конструкций МОП-транзисторов (MOSFET) и диодов Шоттки, совершенствования технологических процессов. Подобные исследования актуальны, востребованы и являются основой для широкого внедрения SiC-приборов в различные области силовой электроники и преобразовательной техники для достижения целевых показателей энергоэффективности.

Цель работы. Исследование и сопоставительный анализ характеристик энергоэффективности лабораторных образцов силовых 4Н-SiC-MOSFET с дизайном базовых ячеек линейного и гексагонального типов.

Материалы и методы. На начальном этапе объектами исследования были лабораторные образцы 4Н-SiC-MOSFET малой площади с двумя типами ячеек, рассчитанные на напряжение до 1200 В. Затем были изготовлены и исследованы лабораторные образцы 4Н-SiC-MOSFET с оптимизированными параметрами ячеек линейного типа с большой активной площадью. Транзисторы изготавливались в рамках лабораторного технологического маршрута без использования технологии формирования самосовмещенного канала. Характеризация образцов проводилась методами оптической и растровой электронной микроскопии, электрические параметры и характеристики измерялись на характеристографе Keysight B1505A.

Результаты. Сопоставительный анализ ВАХ показывает, что транзисторы с гексагональной топологией ячеек в отличие от структур с линейной топологией характеризуются более высокими значениями коммутируемых токов. При этом максимальная плотность тока $J_{DS} = 125 \text{ A/cm}^2$ не является критической для карбида кремния. Транзисторы с линейной топологией с уменьшенными размерами канала и увеличенной активной областью характеризуются более высокой плотностью тока и меньшим сопротивлением канала в открытом состоянии (R_{on}).

Заключение. Образцы транзисторов с гексагональной топологией ячеек при равных значениях R_{on} характеризуются более высокими по отношению к транзисторам с линейной топологией значениями коммутируемых токов, но худшей воспроизводимостью параметров. Лабораторные образцы с оптимизированной линейной топологией ячеек характеризуются в ~4 раза меньшим R_{on} в сравнении с образцами с малой площадью активной области. Тем не менее выход годных транзисторов составляет менее 10 % по пороговому напряжению (U_{th}), что требует применения в маршруте их изготовления технологий самосовмещенного канала и литографии высокого разрешения при переходе к серийному производству.

Ключевые слова: силовые полевые транзисторы (MOSFET), карбид кремния, топология ячеек, электрическая характеристизация

Для цитирования: Электрическая характеристизация силовых карбидокремниевых MOSFET с линейным и гексагональным дизайном базовых ячеек / А. В. Афанасьев, П. В. Афанасьев, В. А. Ильин, А. В. Серков, В. В. Трушлякова, Д. А. Чигирев, С. А. Шевченко, А. Восколович, С. А. Пологов // Изв. вузов. Радиоэлектроника. 2025. Т. 28, № 5. С. 54–65.

doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-5-54-65

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 11.06.2025; принята к публикации после рецензирования 15.07.2025; опубликована онлайн 28.11.2025



Electrical Characterization of Power Silicon Carbide MOSFETs with Linear and Hexagonal Base Cell Designs

Aleksei V. Afanasyev[✉], Petr V. Afanasyev, Vladimir A. Ilyin,
Anton V. Serkov, Valentina V. Trushlyakova, Dmitry A. Chigirev,
Sergey A. Shevchenko, Alexey Voskolovich, Semen A. Pologov

Saint Petersburg Electrotechnical University, Saint Petersburg, Russia

[✉] avafanasev@etu.ru

Abstract

Introduction. The current advancement of 4H-SiC-based power electronics is driven by rapid progress in bulk and epitaxial growth technology of silicon carbide (SiC) crystals. This determines the demand for improved designs and manufacturing technologies of MOS transistors (MOSFET) and Schottky diodes. Research in this field is highly relevant for a widespread implementation of SiC devices in various areas of power electronics and conversion technology for achieving the required levels of energy efficiency.

Aim. Research and comparative analysis of electrical characteristics of 4H-SiC power MOSFET laboratory samples with linear and hexagonal base cell designs.

Materials and methods. The initial objects of the study were laboratory samples of 4H-SiC-MOSFET with two types of cells and a small-size active area, designed for voltages up to 1200 V. At a later stage, 4H-SiC-MOSFET laboratory samples with optimized parameters of a linear-type cell and a larger active area were manufactured and investigated. The transistors were manufactured via a laboratory technological route without applying a self-aligned channel technology. The samples were characterized using optical and scanning electron microscopy (SEM). Electrical parameters were measured by a Keysight B1505A curve tracer.

Results. The comparative analysis of the output characteristics of the samples showed that transistors with a hexagonal cell topology outperform those with a linear topology in terms of higher values of switching currents. However, the maximum current density $J_{DS} = 125 \text{ A/cm}^2$ is not critical for silicon carbide. Improved transistors with a linear topology with reduced channel dimensions and an increased active area are characterized by a higher current density and a lower channel resistance in the open state (R_{on}).

Conclusion. Transistor samples with a hexagonal cell topology in comparison with those with a linear topology, under equal R_{on} , demonstrate higher values of switched currents but lower reproducibility of parameters. Laboratory samples with an improved linear cell topology are characterized by ~ 4 times lower R_{on} compared to those with a small active area. Nevertheless, the achieved transistor yield in terms of threshold voltage U_{th} was less than 10 %, which indicates the necessity of implementation of self-aligned channel technologies and high-resolution lithography in their manufacturing route when scaling up their production.

Keywords: power field-effect transistors (MOSFET), silicon carbide, cell topology, electrical characterization

For citation: Afanasyev A.V., Afanasyev P. V., Ilyin V. A., Serkov A.V., Trushlyakova V. V., Chigirev D. A., Shevchenko S. A., Voskolovich A., Pologov S. A. Electrical Characterization of Power Silicon Carbide MOSFETs with Linear and Hexagonal Base Cell Designs. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2025, vol. 28, no. 5, pp. 54–65.

doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-5-54–65

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

Submitted 11.06.2025; accepted 15.07.2025; published online 28.11.2025

Введение. Наиболее распространёнными приборами современной силовой электроники на основе SiC являются униполярные приборы: диоды с барьером Шоттки и МОП-транзисторы (MOSFET) планарного (DMOSFET) типа и в

настоящее время менее распространённого траншейного типа (Trench MOSFET) [1]. Из-за сложности конструкции и технологических процессов стоимость транзисторов значительно превышает цену диодов, что делает их объ-

ектом активного изучения ведущих производителей полупроводниковых приборов и международных исследовательских центров [2–4]. Силовые биполярные SiC-приборы распространены значительно меньше из-за проблем с деградацией $p-n$ -переходов при протекании больших прямых токов [5]. В этой группе приборов можно выделить мощные высоковольтные 4H-SiC-ключи наносекундного и субнаносекундного диапазонов (дрейфовые диоды с резким восстановлением – ДДРВ), которые имеют ряд преимуществ по сравнению с кремниевыми аналогами и позволяют создавать генераторы сверхкоротких импульсов напряжения для различных технических применений [6–10].

Известно [11], что силовые вертикальные транзисторы состоят из массива базовых ячеек (рис. 1, *a*), что позволяет эффективно использовать площадь полупроводникового кристалла и формировать транзистор с низким сопротивлением во включенном состоянии. При этом в настоящее время актуален вопрос оптимизации конструкции ячейки, целью которой является минимизация удельного сопротивления во включенном состоянии устройства при сохранении требуемого блокирующего напряжения [12]. В конструкции элементарной ячейки также

должен предусматриваться запас по надежности, в частности, должна быть ограничена напряженность электрического поля в подзатворном диэлектрике, минимизировано проявление эффекта инжеクции горячих электронов, исключено короткое замыкание в результате срабатывания паразитного $n-p-n$ -транзистора при высоких скоростях переключения прибора. Некорректная конструкция элементарной ячейки MOSFET может не только повлиять на сопротивление транзистора во включенном состоянии, но и ограничить его блокирующее напряжение, диапазон управляющих напряжений и надежность устройства в целом. В силовых транзисторах наиболее часто используют линейные (рис. 1, *б*), прямоугольные (квадратные) и гексагональные (рис. 1, *в*) ячейки [11].

В отличие от линейной прямоугольной и гексагональной топологии ячейки обеспечивают более высокую плотность упаковки ячеек на единицу площади, что позволяет достичь более низкого сопротивления транзистора во включенном состоянии [13]. Однако в силовых 4H-SiC-MOSFET с прямоугольной и гексагональной топологиями ячеек возможно превышение максимально допустимой напряженности электрического поля на границе раздела

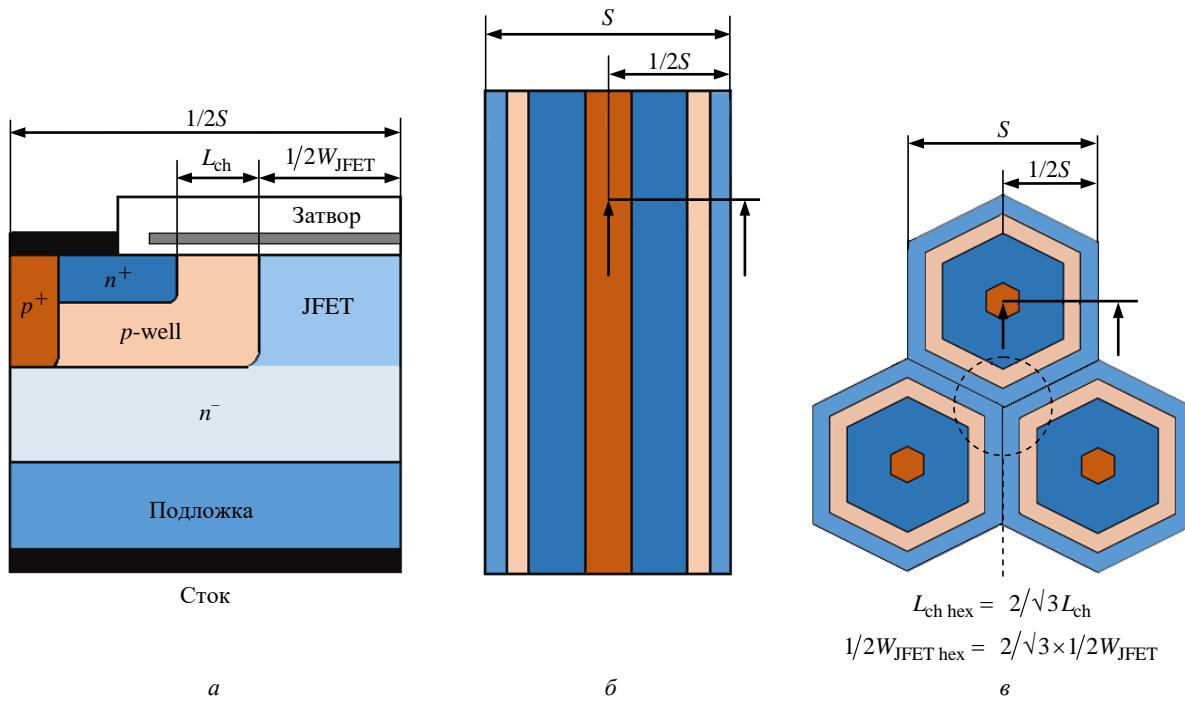


Рис. 1. SiC-MOSFET: *а* – разрез 1/2 ячейки; *б* – линейная топология ячейки; *в* – гексагональная топология ячейки

Fig. 1. SiC-MOSFET: *a* – half-cell cross-section; *b* – linear cell topology; *c* – hexagonal cell topology

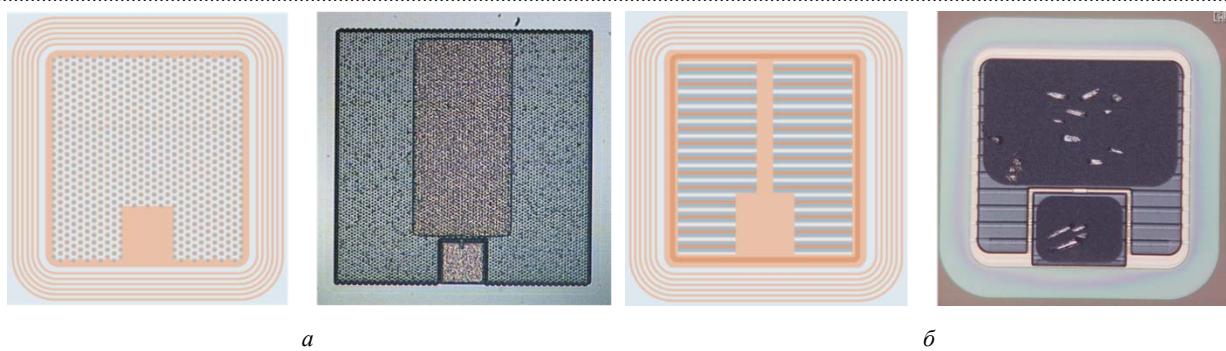


Рис. 2. Топологии (ионно-легированные области) и фотографии чипов 4H-SiC-MOSFET с $S_{\text{акт}} = 0.96 \text{ мм}^2$ с ячейками: *a* – гексагональными; *б* – линейными

Fig. 2. Topologies (ion-doped regions) and photos of 4H-SiC-MOSFET chips with $S_{\text{акт}} = 0.96 \text{ mm}^2$ with cells: *a* – hexagonal; *b* – linear

SiO_2/SiC . Этот эффект снижает надежность подзатворного диэлектрика. Он обусловлен неравномерностью ширины JFET-области, которая заключена между соседними *p*-well-областями транзистора (рис. 1, *в*). Кроме того, в прямоугольных и гексагональных ячейках наблюдается пространственная анизотропия проводимости и порогового напряжения [1]. Совокупность вышеуказанных эффектов нивелирует геометрическое преимущество прямоугольных и гексагональных ячеек относительно ячеек с линейной топологией.

Настоящая статья посвящена анализу характеристик лабораторных образцов силовых 4H-SiC-MOSFET с базовыми ячейками гексагонального и линейного типов с максимальным рабочим напряжением 1000 В при идентичных конструктивно-технологических параметрах ячеек. Проводится характеристизация разработанных и изготовленных полевых транзисторов по напряжению пробоя и распределению основных параметров.

Материалы и методы исследований. Объектами исследований являлись лабораторные образцы 4H-SiC-MOSFET с ячейками гексагонального и линейного типов, спроектированные на напряжение до 1200 В. На рис. 1, *а* представлена активная часть (1/2 ячейки) силового SiC-MOSFET, состоящая из *n*[–]-слоя (дрейфовая область, толщиной 11 мкм и уровнем легирования $7 \cdot 10^{15} \text{ см}^{-3}$) с имплантированными в него *p*-well- (ретроградный профиль легирования [2]), *n*⁺- и *p*⁺-областями. Сильнолегированная *p*⁺-область выполняет роль контакта к области *p*-well и формируется для выравнивания потенциала между *p*-well и истоком для нейтрализации паразитного *n*–*p*–*n*-транзистора. Транзисторы обоих типов имели длину канала

$L_{\text{ch}} = 1 \text{ мкм}$, ширину JFET-области $W_{\text{JFET}} = 3.0 \text{ мкм}$ и идентичную краевую защиту. Площадь активной области 4H-SiC-MOSFET составляла $S_{\text{акт}} = 0.96 \text{ мм}^2$. На рис. 2 представлены эскизы топологий ионно-имплантированных областей транзисторов и их фотографии. Транзисторы были изготовлены по технологическому маршруту, который был описан в [14–16].

С целью увеличения тока, отбираемого с каждого кристалла, был предложен дизайн ячеек с увеличенной площадью активной области $S_{\text{акт}} = 5.4 \text{ мм}^2$ в линейной топологии с уменьшенными размерами канала $L_{\text{ch}} = 0.7 \text{ мкм}$ и шириной JFET-области $W_{\text{JFET}} = 1.8 \text{ мкм}$. Данный тип транзисторов изготавливается на основе 4H-SiC-эпиструктур диаметром 100 мм с аналогичными описанным ранее параметрами. Оптическое изображение чипа (*a*) и РЭМ-изображение сечения ячейки (*б*) приведены на рис. 3.

Исследование топологии образцов транзисторов с площадью активной области $S_{\text{акт}} = 0.96 \text{ мм}^2$ (линейный и гексагональный дизайн ячеек) и площадью 5.4 мм^2 (линейный дизайн ячеек) проводилось на оптическом микроскопе КН-7700 (Hirox), поперечные сечения структур транзисторов – на растровом электронном микроскопе FEI Quanta INSPECT. Электрические параметры и характеристики всех образцов измерялись на характеристографе Keysight B1505A.

Результаты исследования. На рис. 4 представлены выходные вольт-амперные характеристики (BAX) лабораторных образцов 4H-SiC-MOSFET малой площади, измеренные на характеристографе Keysight B1505A. Из рисунка видно, что транзисторы с гексагональной топологией

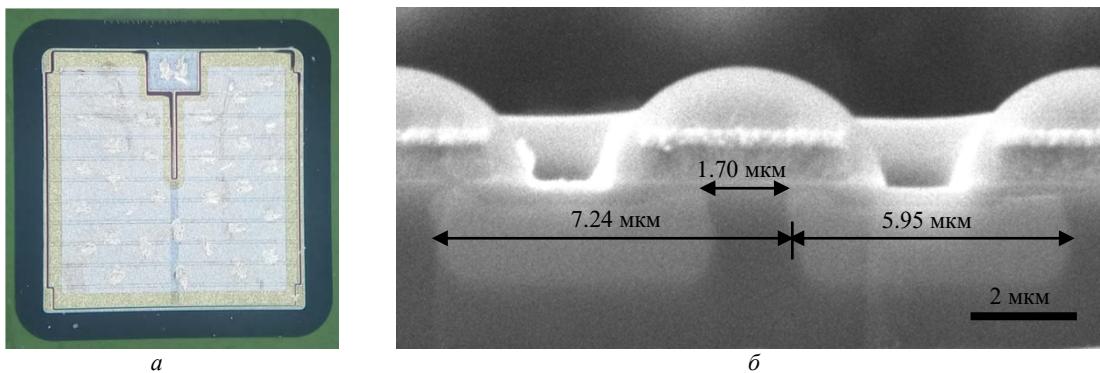


Рис. 3. Фотография чипа (а) и РЭМ-изображение сечения ячейки (б) 4H-SiC-MOSFET с $S_{акт} = 5.4 \text{ mm}^2$

Fig. 3. Top view (a) and SEM cell cross-section (b) of the 4H-SiC-MOSFET with $S_{акт} = 5.4 \text{ mm}^2$

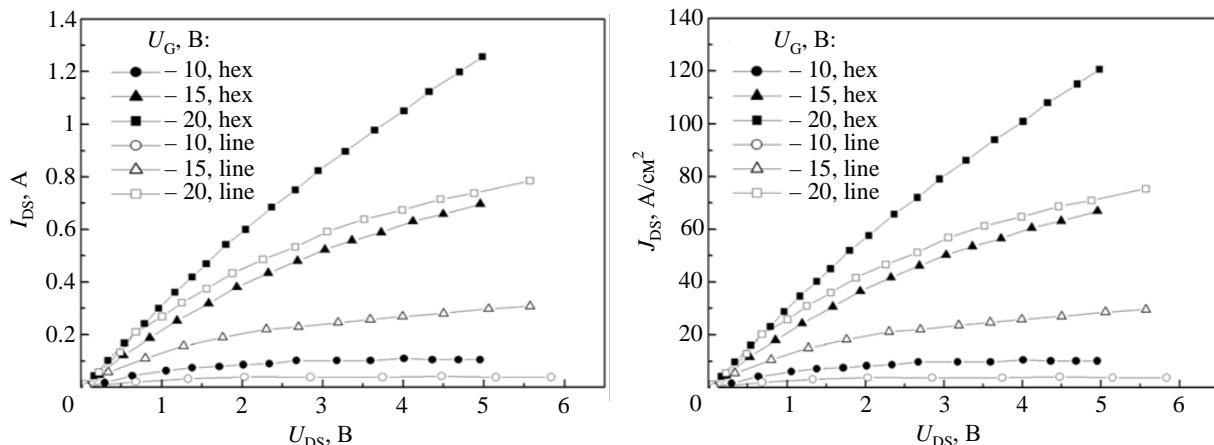


Рис. 4. Выходные ВАХ 4H-SiC-MOSFET ($S_{акт} = 0.96 \text{ mm}^2$) с линейной и гексагональной топологиями ячеек

Fig. 4. Output characteristics of 4H-SiC-MOSFET ($S_{акт} = 0.96 \text{ mm}^2$) with linear and hexagonal cell topology

ячеек ввиду более высокой плотности их размещения, в отличие от структур с линейной топологией, характеризуются более высокими значениями коммутируемых токов. При этом максимальная плотность тока $J_{DS} = 125 \text{ A/cm}^2$ не является критической для карбида кремния [14]. Значения удельного сопротивления обоих транзисторов в открытом состоянии (при $U_G = 20 \text{ В}$) были практически равными и составляли $R_{on,sp} = 32 \text{ мОм}\cdot\text{см}^2$. Насыщение ВАХ (при

$U_G = 20 \text{ В}$) 4H-SiC-MOSFET с линейной топологией обусловлено меньшей шириной JFET-области в отличие от транзисторов с гексагональной топологией, где в месте стыка соседних ячеек W_{JFET} в 1.15 раза больше (рис. 1, б).

4H-SiC-MOSFET были изготовлены в рамках лабораторного технологического маршрута без использования технологии формирования самосовмещенного канала [17, 18]. Для созда-

ния области канала применялась операция прямой фотолитографии, что, вероятно, вызвало большой разброс значений параметров транзисторов обоих типов. При этом в 4H-SiC-MOSFET с гексагональными ячейками, в отличие от структур с линейной топологией, наблюдался больший разброс по значениям порогового напряжения (U_{th}) и сопротивления транзистора во включенном состоянии (R_{on}). Поэтому дальнейшие исследования были направлены на проектирование и изготовление лабораторных образцов 4H-SiC-MOSFET с оптимизированными параметрами ячейки линейного типа, как более надежной и простой в технической реализации.

Выходные ВАХ транзисторов с линейной топологией ячеек ($S_{акт} = 5.4 \text{ mm}^2$) представлены на рис. 5. Из рисунка видно, что плотность коммутируемого тока при $U_G = 20 \text{ В}$ составляет $J_{DS} = 350 \text{ A/cm}^2$. Достигнутое удельное сопротивление

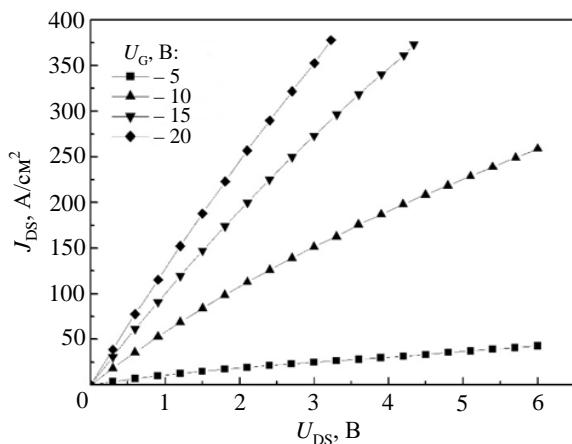


Рис. 5. Выходные ВАХ 4H-SiC-MOSFET с $S_{акт} = 5.4 \text{ мм}^2$

Fig. 5. Output characteristics of 4H-SiC-MOSFET with $S_{act} = 5.4 \text{ mm}^2$

для транзисторов данного типа в открытом состоянии (при $U_G = 20$ В) составляло $7\ldots8 \text{ мОм}\cdot\text{см}^2$, которое как минимум в 4 раза ниже $R_{on,sp}$ рассмотренных 4H-SiC-MOSFET. Следует отметить, что в настоящее время последнее поколение коммерческих 4H-SiC-MOSFET характеризуется величиной $R_{on,sp} < 4 \text{ мОм}\cdot\text{см}^2$ [19], что обеспечивается применением технологий самосовмещенного канала и литографии высокого разрешения.

Транзисторы всех типов характеризовались напряжениями пробоя $800\ldots1000$ В (рис. 6, а, б). На ряде образцов наблюдалось характерное свечение периферийных участков (рис. 7, а) с последующим их выгоранием (рис. 7, б). Данный факт связан с пробоем транзистора по краевой защите, который наступает ранее объемного пробоя активных областей. При этом дрейфовый n^- -SiC эпитаксиальный слой (рис. 1, а) по своим

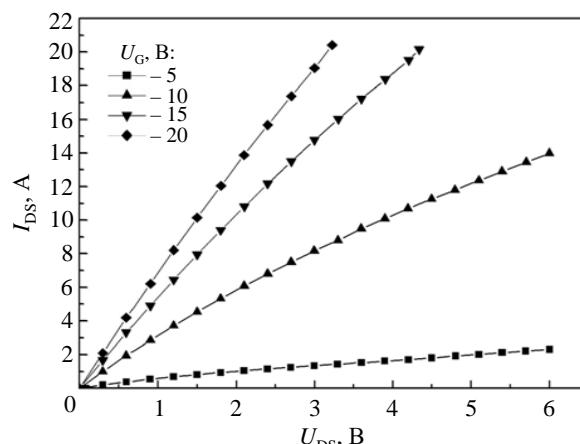


Рис. 5. Выходные ВАХ 4H-SiC-MOSFET с $S_{акт} = 5.4 \text{ мм}^2$

Fig. 5. Output characteristics of 4H-SiC-MOSFET with $S_{act} = 5.4 \text{ mm}^2$

параметрам обеспечивает возможность работы транзистора до напряжения 1200 В.

На рис. 8 приведены распределения основных параметров лабораторных образцов 4H-SiC-MOSFET с $S_{акт} = 5.4 \text{ мм}^2$ по пластине диаметром 100 мм. Транзисторы характеризовались максимальными напряжениями $U_{max} = 800\ldots1000$ В (рис. 8, б). Однако значения пороговых напряжений для большинства транзисторов были более 6 В (рис. 8, в). Для незначительной части образцов U_{th} составляло 4...5 В и соответствовало расчетным параметрам при $R_{on} = 100\ldots150 \text{ мОм}$ (рис. 8, г). Таким образом, выход годных транзисторов по U_{max} составил более 70 %, в то время как по параметру U_{th} – менее 10 %. Полученные результаты указывают на необходимость дальнейшей оптимизации технологического маршрута изготовления транзисторов в части улучшения процента выхода годных транзисторов, особенно по параметру U_{th} .

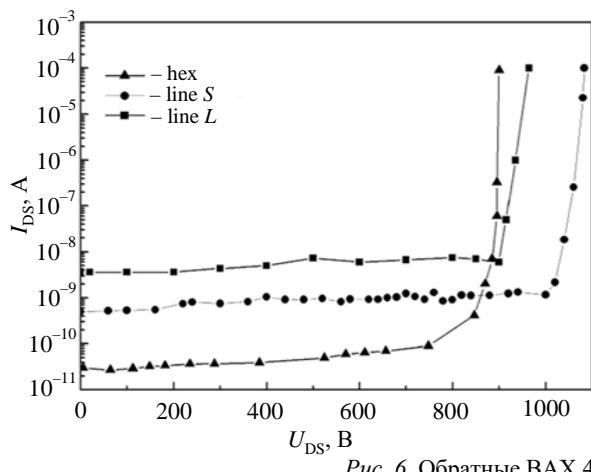


Рис. 6. Обратные ВАХ 4H-SiC-MOSFET при $U_G = 0$ В

Fig. 6. Reverse characteristics of 4H-SiC-MOSFET at $U_G = 0$ В

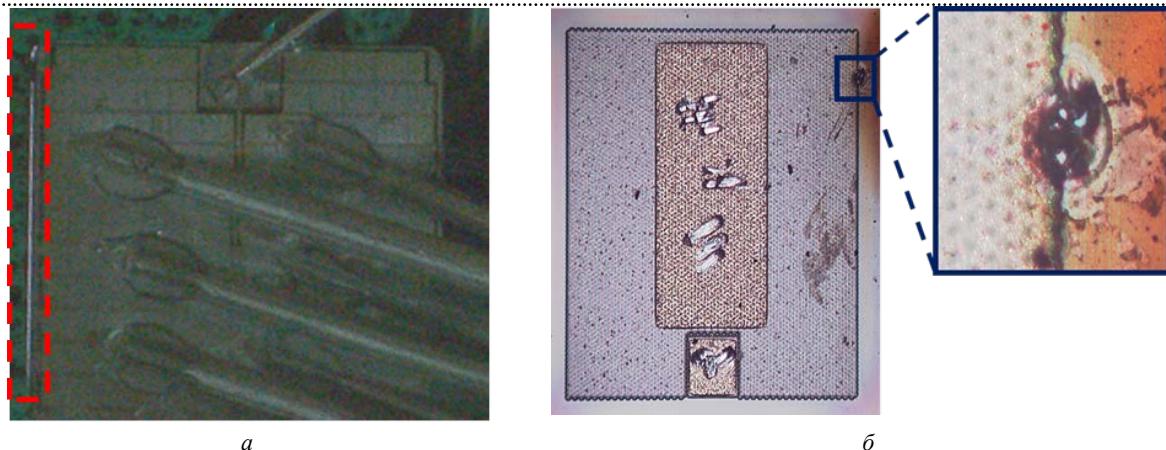


Рис. 7. Пробой периферийных областей 4H-SiC-MOSFET: *а* – транзистор большой площади (область пробойного свечения выделена); *б* – транзистор малой площади с гексагональными ячейками (область выгорания выделена)

Fig. 7. Breakdown at edge regions of the 4H-SiC-MOSFET: *a* – a large-area transistor (the area of the breakdown glow is highlighted); *b* – a small-area transistor with hexagonal cells (the burnout area is shown in the inset)

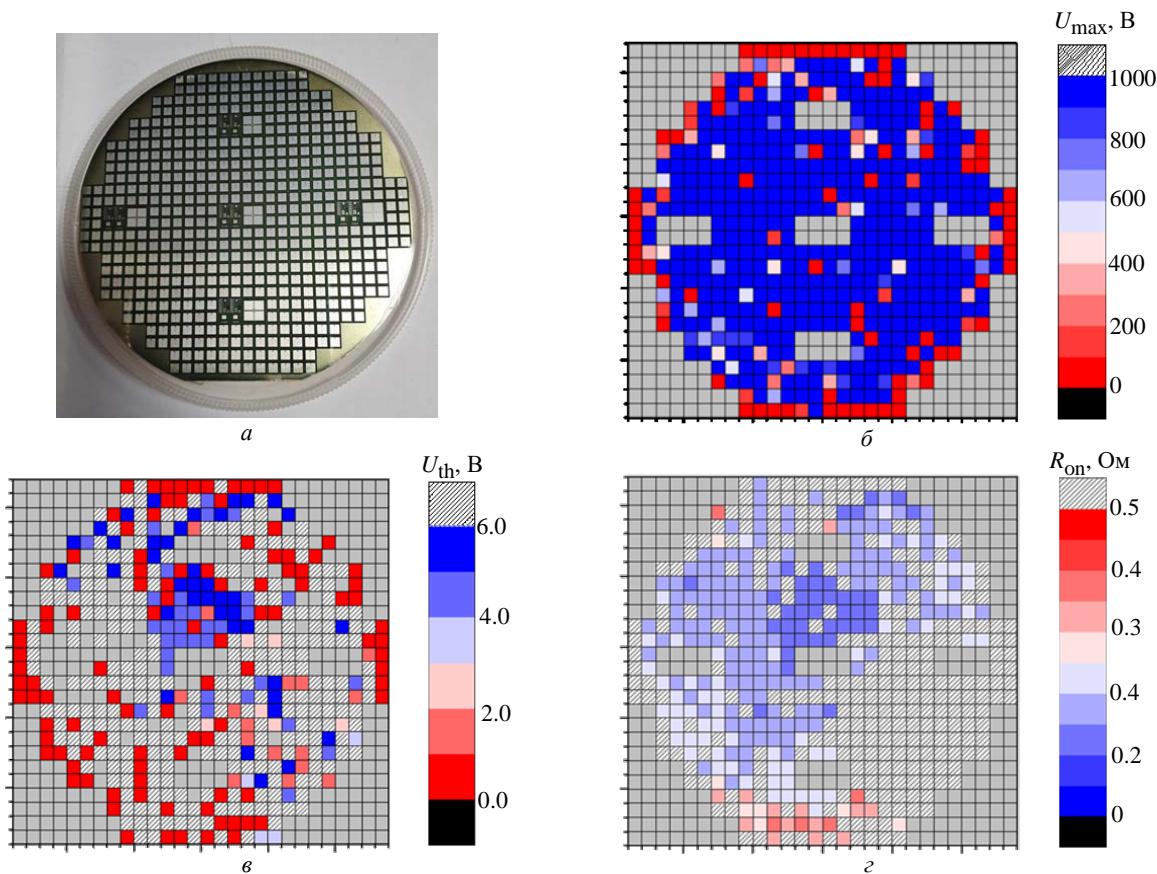


Рис. 8. Пластина диаметром 100 мм с чипами 4H-SiC-MOSFET ($S_{\text{акт}} = 5.4 \text{ мм}^2$):

а – фотография пластины с транзисторами; *б* – карта распределения U_{max} :

в – карта распределения U_{th} (при $U_G = U_{\text{DS}}$; $I_{\text{DS}} = 5 \text{ мА}$); *г* – карта распределения R_{on} (при $U_G = 20 \text{ В}$)

Fig. 8. Processed 100 mm wafers with 4H-SiC-MOSFET chips ($S_{\text{act}} = 5.4 \text{ mm}^2$): *a* – photo of the wafer with transistors; *b* – U_{max} distribution map; *c* – U_{th} distribution map (at $U_G = U_{\text{DS}}$; $I_{\text{DS}} = 5 \text{ mA}$); *d* – R_{on} distribution map (at $U_G = 20 \text{ V}$)

Заключение. Проведен сопоставительный анализ характеристик лабораторных образцов силовых 4H-SiC-MOSFET с базовыми ячейками гексагонального и линейного типов с мак-

симальным рабочим напряжением 1000 В при идентичных конструктивно-технологических параметрах ячеек. Показано, что образцы транзисторов с гексагональной топологией ячеек

при равных значениях R_{on} характеризуются более высокими по отношению к транзисторам с линейной топологией значениями коммутируемых токов, но худшей воспроизводимостью параметров. По результатам измерений ВАХ показано, что напряжения начала пробоя транзисторов составляли 900...1000 В. При этом на ряде образцов происходило выгорание периферии, что связано с краевым, а не с объемным

пробоем. Лабораторные образцы с оптимизированной линейной топологией ячеек характеризовались в ~4 раза меньшим R_{on} в сравнении с образцами малой площади. Тем не менее выход годных транзисторов составил менее 10 % по параметру U_{th} , что требует при переходе к серийному производству применения в маршруте их изготовления технологий самосовмещенного канала и литографии высокого разрешения.

Авторский вклад

Афанасьев Алексей Валентинович – определение областей исследования и постановка задачи; руководство научными исследованиями; подготовка статьи.

Афанасьев Петр Валентинович – моделирование технологических процессов изготовления 4H-SiC-DMOSFET.

Ильин Владимир Алексеевич – обсуждение и анализ результатов исследований.

Серков Антон Валерьевич – разработка базовых операций создания 4H-SiC-DMOSFET.

Трушлякова Валентина Владимировна – исследования параметров 4H-SiC-DMOSFET методами оптической и электронной микроскопии.

Чигирев Дмитрий Алексеевич – разработка технологического маршрута изготовления 4H-SiC-DMOSFET.

Шевченко Сергей Александрович – моделирование транзисторов с линейной топологией ячеек.

Восколович Алексей – электрические измерения параметров 4H-SiC-DMOSFET, обработка экспериментальных результатов.

Пологов Семен Александрович – моделирование 4H-SiC-DMOSFET с гексагональной топологией ячеек.

Author's contribution

Aleksei V. Afanasev, defining research areas and setting the task; managing scientific research; preparing the article.

Petr V. Afanasev, modeling of technological processes for manufacturing 4H-SiC-DMOSFET.

Vladimir A. Ilyin, discussion and analysis of research results.

Anton V. Serkov, development of basic operations for creating 4H-SiC-DMOSFET.

Valentina V. Trushlyakova, studies of 4H-SiC-DMOSFET parameters using optical and electron microscopy methods.

Dmitry A. Chigirev, development of a technological route for the fabrication of 4H-SiC-DMOSFET.

Sergey A. Shevchenko, modeling of 4H-SiC-DMOSFET with linear cell topology.

Alexey Voskолович, electrical measurements of 4H-SiC-DMOSFET parameters, processing of experimental results.

Semyon A. Pologov, modeling of 4H-SiC-DMOSFET with hexagonal cell topology.

Список литературы

1. Kimoto T., Cooper J. A. Fundamentals of silicon carbide technology: growth, characterization, devices and applications. Singapore: John Wiley & Sons, 2014. 538 p.
doi: 10.1002/9781118313534

2. Афанасьев А. В., Ильин В. А., Лучинин В. В. Ионное легирование карбида кремния в технологии приборов силовой электроники. Обзор // Изв. вузов. Электроника. 2022. Т. 27, № 4. С. 439–462.
doi: 10.24151/1561-5405-2022-27-4-439-462

3. Östling M. Silicon Carbide Power Devices: Evolution, Applications, and Future Opportunities // IEEE Electron Devices Magazine. 2024. Vol. 2, № 4. P. 30–35.
doi: 10.1109/MED.2024.3476162

4. Review and Outlook on GaN and SiC Power Devices: Industrial State-of-the-Art, Applications, and Perspectives / M. Buffolo, D. Favero, A. Marcuzzi, C. De Santi, G. Meneghesso, E. Zanoni, M. Meneghini // IEEE Trans. on Electron Devices. 2024. Vol. 71, № 3. P. 1344–1355.
doi: 10.1109/TED.2023.3346369

5. Konrath J. P. Review on Modeling and Mitigation of Bipolar Degradation in 4H-SiC // Power Electronic Devices and Components. 2024. Vol. 7. P. 100062-1–100062-8.
doi: 10.1016/j.pedc.2024.100062

6. Sub-nanosecond semiconductor opening switches based on 4H-SiC $p^+p_{on}^+$ -diodes / I. V. Grekhov, P. A. Ivanov, D. V. Khristyuk, S. V. Korotkov, T. P. Samsonova, A. O. Konstantinov // Solid-State Electronics. 2003. Vol. 47, № 10. P. 1769–1774.
doi: 10.1016/S0038-1101(03)00157-6

7. Superfast drift step recovery diodes (DSRDS) and vacuum field emission diodes based on 4H-SiC / A. V. Afanasyev, B. V. Ivanov, V. A. Ilyin, A. F. Kardo-Sysoev, M. A. Kuznetsova, V. V. Luchinin // Materials Science Forum. 2013. Vol. 740–742. P. 1010–1013.
doi: 10.4028/www.scientific.net/MSF.740-742.1010

8. 30 kV pulse diode stack based on 4H-SiC / V. A. Ilyin, A. V. Afanasyev, Yu. A. Demin, B. V. Ivanov,

A. F. Kardo-Sysoev, V. V. Luchinin, S. A. Reshanov, A. Schöner, K. A. Sergushichev, A. A. Smirnov // Materials Science Forum. 2018. Vol. 924. P. 841–844.
doi: 10.4028/www.scientific.net/MSF.924.841

9. Мегаваттный генератор наносекундных импульсов на основе карбидокремниевых дрейфовых диодов с резким восстановлением / А. В. Афанасьев, Ю. А. Демин, Б. В. Иванов, В. А. Ильин, В. В. Лучинин, К. А. Сергушичев, А. А. Смирнов, А. Ф. Кардо-Сысоев // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2015. № 3. С. 21–24.

10. Пат. 2836475 С1 РФ МПК Н10Д 8/00. Дрейфовый диод с резким восстановлением обратного сопротивления на основе карбида кремния политипа 4Н / А. В. Афанасьев, О. В. Афанасьева, П. В. Афанасьев, В. В. Вересоий, В. А. Ильин, Б. В. Иванов, А. В. Серков, Д. А. Чигирев, С. А. Шевченко. Опубл. 17.03.2025. 11 с.

11. Baliga B. J. Fundamentals of Power Semiconductor Devices. Cham: Springer, 2019. 1086 p.
doi: 10.1007/978-3-319-93988-9

12. Müting J., Grossner U. Simulation-Based Sensitivity Analysis of Conduction and Switching Losses for Silicon Carbide Power MOSFETs // Materials Science Forum. 2018. Vol. 924. P. 693–696.
doi: 10.4028/www.scientific.net/MSF.924.693

13. Agarwal A., Han K., Baliga B. J. Assessment of Linear, Hexagonal, and Octagonal Cell Topologies for 650 V 4H-SiC Inversion-Channel Planar-Gate Power JBSFETs Fabricated With 27 nm Gate Oxide Thickness // IEEE J. of the Electron Devices Society. 2021. Vol. 9. P. 79–88.

doi: 10.1109/JEDS.2020.3040353

14. Отечественная карбидокремниевая электронная компонентная база – силовой SiC МДП-транзистор / А. В. Афанасьев, В. А. Ильин, В. В. Лучинин, А. И. Михайлов, С. А. Решанов, А. Schöner // Нано- и микросистемная техника. 2016. Т. 18, № 5. С. 308–316.

15. Газофазная эпитаксия – ключевая технология силовых МДП-транзисторов на карбиде кремния / А. В. Афанасьев, В. А. Ильин, В. В. Лучинин, А. И. Михайлов // Наноиндустрия. 2018. № 7–8. С. 488–497.

16. О формировании низкоомных контактов для биполярных приборов на основе 4Н-SiC / А. В. Афанасьев, В. А. Ильин, В. В. Лучинин, А. В. Серков, Д. А. Чигирев // Физика и техника полупроводников. 2022. Т. 56, вып. 6. С. 607–610.
doi: 10.21883/FTP.2022.06.52598.9827

17. Matin M., Saha A., Cooper J. A. A self-aligned process for high-voltage, short-channel vertical DMOSFETs in 4H-SiC // IEEE Transactions on Electron Devices. 2004. Vol. 51, № 10. P. 1721–1725.
doi: 10.1109/TED.2004.835622

18. A Channel Self-Alignment process for High-Voltage VDMOSFETs in 4H-SiC / H. Ge, T. Zhu, S. Chang, W. Zhao, X. Bai // J. of Physics: Conf. Series. 2021. Vol. 2083, № 2. P. 022092-1–022092-7.
doi: 10.1088/1742-6596/2083/2/022092

19. Stpower Gen3 SiC MOSFETs Ideal for EV. URL: <https://www.st.com/resource/en/flyer/flgen3sicev.pdf> (дата обращения: 25.05.2025).

Информация об авторах

Афанасьев Алексей Валентинович – кандидат технических наук (1999), директор Института силовой электроники и фотоники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), доцент кафедры микро- и наноэлектроники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 70 научных работ. Сфера научных интересов – физика полупроводниковых приборов; микро- и наноэлектроника; фотоника; компоненты силовой электроники; широкозонные полупроводники; технологии материалов и приборов микро- и наноэлектроники.
Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5 Ф, Санкт-Петербург, 197022, Россия
E-mail: avafanasev@etu.ru

Афанасьев Петр Валентинович – кандидат технических наук (2006), старший научный сотрудник Института силовой электроники и фотоники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 30 научных работ. Сфера научных интересов – компоненты силовой электроники; широкозонные полупроводники; технологии материалов и приборов микро- и наноэлектроники.
Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5 Ф, Санкт-Петербург, 197022, Россия
E-mail: pvafanasev@etu.ru

Ильин Владимир Алексеевич – кандидат физико-математических наук (1981), ведущий научный сотрудник Института силовой электроники и фотоники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 100 научных работ. Сфера научных интересов – физика полупроводниковых приборов; микро- и наноэлектроника; методы анализа материалов и структур микро- и наноэлектроники; широкозонные полупроводники.
Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5 Ф, Санкт-Петербург, 197022, Россия
E-mail: ilyincmid@gmail.com

Серков Антон Валерьевич – магистр техники и технологии по направлению "Электроника и микроэлектроника" (2011, Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова

(Ленина)) научный сотрудник Института силовой электроники и фотоники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 20 научных работ. Сфера научных интересов – широкозонные полупроводники; технологии материалов и приборов микро- и наноэлектроники; технологические процессы миро- и наноэлектроники и оборудование.

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

E-mail: av.serkov@yandex.ru

Трушлякова Валентина Владимировна – кандидат технических наук (2008), научный сотрудник Института силовой электроники и фотоники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), доцент кафедры микро- и наноэлектроники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 30 научных работ. Сфера научных интересов – полупроводниковая электроника; микро- и наноэлектроника; методы анализа материалов и структур микро- и наноэлектроники; технологии материалов и приборов микро- и наноэлектроники.

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

E-mail: vvtrushliakova@etu.ru

<https://orcid.org/0000-0001-5812-1890>

Чигирев Дмитрий Алексеевич – кандидат технических наук (2012), научный сотрудник Института силовой электроники и фотоники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 30 научных работ. Сфера научных интересов – технологии материалов и приборов микро- и наноэлектроники; технологические процессы микро- и наноэлектроники и оборудование; электрическая характеристика приборов силовой электроники.

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

E-mail: dachigirev@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0002-6657-0992>

Шевченко Сергей Александрович – кандидат технических наук (2021), доцент кафедры микроволновой электроники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 20 научных работ. Сфера научных интересов – физика полупроводниковых приборов; компоненты силовой электроники; широкозонные полупроводники; СВЧ-электроника; моделирование полупроводниковых приборов силовой электроники.

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

E-mail: sashevchenko@etu.ru

Восковович Алексей – магистр по направлению "Электроника и наноэлектроника" (2025, Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)), аспирант кафедры микро- и наноэлектроники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор четырех научных публикаций. Сфера научных интересов – компоненты силовой электроники; технологии материалов и приборов микро- и наноэлектроники; электрическая характеристика приборов силовой электроники.

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

E-mail: aleksey.voskovovich@mail.ru

Пологов Семен Александрович – магистр по направлению "Электроника и наноэлектроника" (2022, Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)), аспирант кафедры микро- и наноэлектроники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 5 научных работ. Сфера научных интересов – компоненты силовой электроники, широкозонные полупроводники, моделирование приборов силовой электроники и технологических 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: pologov_semen@mail.ru

References

1. Kimoto T., Cooper J. A. Fundamentals of Silicon Carbide Technology: Growth, Characterization, Devices and Applications. Singapore, John Wiley & Sons, 2014, 538 p.
doi: 10.1002/9781118313534.
2. Afanasyev A. V., Ilyin V. A., Luchinin V. V. Ion Doping of Silicon Carbide in the Technology of Power Electronics Devices. Review. Electronics. 2022, vol. 27, no. 4, pp. 439–462. (In Russ.)

doi: 10.24151/1561-5405-2022-27-4-439-462

3. Östling M. Silicon Carbide Power Devices: Evolution, Applications, and Future Opportunities. *IEEE Electron Devices Magazine.* 2024, vol. 2, no. 4, pp. 30–35.
doi: 10.1109/MED.2024.3476162

4. Buffolo M., Favero D., Marcuzzi A., De Santi C., Meneghesso G., Zanoni E., Meneghini M. Review and Out-look on GaN and SiC Power Devices: Industrial State-of-the-Art, Applications, and Perspectives. *IEEE Transactions on Electron Devices.* 2024, vol. 71, no. 3, pp. 1344–1355.
doi: 10.1109/TED.2023.3346369

5. Konrath J. P. Review on Modeling and Mitigation of Bipolar Degradation in 4H-SiC. *Power Electronic Devices and Components.* 2024, vol. 7, pp. 100062-1–100062-8.
doi: 10.1016/j.pedc.2024.100062

6. Grekhov I. V., Ivanov P. A., Khristyuk D. V., Korotkov S. V., Samsonova T. P., Konstantinov A. O. Sub-Nanosecond Semiconductor Opening Switches Based on 4H-SiC $p^+p_0n^+$ -Diodes. *Solid-State Electronics.* 2003, vol. 47, no. 10, pp. 1769–1774.
doi: 10.1016/S0038-1101(03)00157-6

7. Afanasyev A. V., Ivanov B. V., Ilyin V. A., Kardo-Sysoev A. F., Kuznetsova M. A., Luchinin V. V. Super-fast Drift Step Recovery Diodes (DSRDS) and Vacuum Field Emission Diodes Based on 4H-SiC. *Materials Science Forum.* 2013, vol. 740–742, pp. 1010–1013.
doi: 10.4028/www.scientific.net/MSF.740-742.1010

8. Ilyin V. A., Afanasyev A. V., Demin Yu. A., Ivanov B. V., Kardo-Sysoev A. F., Luchinin V. V., Reshanov S. A., Schöner A., Sergushichev K. A., Smirnov A. A. 30 kV Pulse Diode Stack Based on 4H-SiC. *Materials Science Forum.* 2018, vol. 924, pp. 841–844.
doi: 10.4028/www.scientific.net/MSF.924.841

9. Afanasyev A. V., Demin Yu. A., Ivanov B. V., Ilyin V. A., Luchinin V. V., Serguibchev K. A., Smirnov A. A., Kardo-Sysoev A. F. Megawatt Generator of Nanosecond Pulses Based on Silicon Carbide Drift Diodes with Sharp Recovery. *J. of the Russian Universities. Radioelectronics.* 2015, no. 3, pp. 21–24. (In Russ.)

10. Afanasyev A. V., Afanasyeva O. V., Afanasyev P. V., Veresooi V. V., Ilyin V. A., Ivanov B. V., Serkov A. V., Chigirev D. A., Shevchenko S. A. *Dreyfovyy diod s rezkim vosstanovleniyem obratnogo soprotivleniya na osnove karbida kremniya politipa 4H* [Drift Diode with

Sharp Recovery of Reverse Resistance Based on Silicon Carbide Polytype 4H]. Patent no. 2836475 C1, 2024. (In Russ.)

11. Baliga B. J. *Fundamentals of Power Semiconductor Devices.* Cham, Springer, 2019, 1086 p.
doi: 10.1007/978-3-319-93988-9

12. Müting J., Grossner U. Simulation-Based Sensitivity Analysis of Conduction and Switching Losses for Silicon Carbide Power MOSFETs. *Materials Science Forum.* 2018, vol. 924, pp. 693–696.
doi: 10.4028/www.scientific.net/MSF.924.693

13. Agarwal A., Han K., Baliga B. J. Assessment of Linear, Hexagonal and Octagonal Cell Topologies for 650 V 4H-SiC Inversion-Channel Planar-Gate Power JBSFETs Fabricated With 27 nm Gate Oxide Thickness. *IEEE J. of the Electron Devices Society.* 2021, vol. 9, pp. 79–88.
doi: 10.1109/JEDS.2020.3040353

14. Afanasyev A. V., Ilyin V. A., Luchinin V. V., Mikhailov A. I., Reshanov S. A., Schöner A. National Silicon Carbide Electronic Component Base – Power SiC MOSFET Transistor. *Nano- and Microsystems Technology.* 2016, vol. 18, no. 5, pp. 308–316. (In Russ.)

15. Afanasyev A. V., Ilyin V. A., Luchinin V. V., Mikhailov A. I. Gas-Phase Epitaxy Is A Key Technology for Power MOSFET on Silicon Carbide. *Nanoindustry.* 2018, no. 7–8, pp. 488–497. (In Russ.)

16. Afanasyev A. V., Ilyin V. A., Luchinin V. V., Serkov A. V., Chigirev D. A. On the Formation of Low-Resistance Contacts for Bipolar Devices Based on 4H-SiC. *Physics and Technology Of Semiconductors.* 2022, vol. 56, no. 6, pp. 607–610. (In Russ.)

17. Matin M., Saha A., Cooper J. A. A Self-Aligned Process for High-Voltage, Short-Channel Vertical DMOSFETs in 4H-SiC. *IEEE Transactions on Electron Devices.* 2004, vol. 51, no. 10, pp. 1721–1725.
doi: 10.1109/TED.2004.835622

18. Ge H., Zhu T., Chang S., Zhao W., Bai X. A Channel Self-Alignment process for High-Voltage VDMOSFETs in 4H-SiC. *J. of Physics: Conference Series.* 2021, no. 2083, pp. 022092-1–022092-7.
doi: 10.1088/1742-6596/2083/2/022092

19. Stpower Gen3 SiC MOSFETs Ideal for EV. Available at: <https://www.st.com/resource/en/flyer/flgen3sicv.pdf> (accessed 25.05.2025).

Information about the authors

Aleksei V. Afanasev, Cand. Sci. (Eng.) (1999), Director of the Power Electronics and Photonics Institute of Saint Petersburg Electrotechnical University, Associated Professor of the Micro- and Nanoelectronics Department of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of more than 80 scientific publications. Area of expertise: physics of semiconductor devices; micro-nanoelectronics; power electronics components; wide-bandgap semiconductors; technologies of materials and devices of micro-nanoelectronics.

Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia
E-mail: avafanasev@etu.ru

Petr V. Afanasev, Cand. Sci. (Eng.) (2006), Senior Researcher of the Power Electronics and Photonics Institute of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of more than 30 scientific publications. Area of expertise: power electronics components; wide bandgap semiconductors; materials and micro-nanoelectronics devices technologies.

Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia
E-mail: pvafanasev@etu.ru

Vladimir A. Ilyin, Cand. Sci. (Phys.-Math.) (1981), Leading Researcher of the Power Electronics and Photonics Institute of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of more than 100 scientific publications. Area of expertise: physics of semiconductor devices; micro-nanoelectronics; methods of analysis of materials and structures of micro-nanoelectronics; wide-bandgap semiconductors.

Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia
E-mail: ilyincmid@gmail.com

Anton V. Serkov, Master's degree in Electronics and Microelectronics (2011, Saint Petersburg Electrotechnical University), Researcher of the Power Electronics and Photonics Institute of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of more than 20 scientific publications. Area of expertise: wide-bandgap semiconductors; technologies of materials and devices of micro-nanoelectronics; technological processes of micro-nanoelectronics and equipment.

Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia
E-mail: av.serkov@yandex.ru

Valentina V. Trushlyakova, Cand. Sci. (Eng.) (2008), Researcher of the Power Electronics and Photonics Institute of Saint Petersburg Electrotechnical University, Associated Professor of the Micro- and Nanoelectronics Department of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of more than 30 scientific publications. Area of expertise: semiconductor electronics; micro-nanoelectronics, methods of analysis of materials and structures of micro-nanoelectronics; technologies of materials and devices of micro-nanoelectronics.

Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia
E-mail: vvtrushliakova@etu.ru
<https://orcid.org/0000-0001-5812-1890>

Dmitry A. Chigirev, Cand. Sci. (Eng.) (2012), Researcher of the Power Electronics and Photonics Institute of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of more than 30 scientific publications. Area of expertise: micro-nanoelectronics materials and device technologies; micro-nanoelectronics technological processes and equipment; electrical characterization of power electronics devices.

Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia
E-mail: dachigirev@mail.ru
<https://orcid.org/0000-0002-6657-0992>

Sergey A. Shevchenko, Cand. Sci. (Eng.) (2021), Associated Professor of the Microwave Electronics Department of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of more than 20 scientific publications. Area of expertise: physics of semiconductor devices, power electronics components; wide-bandgap semiconductors; microwave electronics; modeling of power electronics semiconductor devices.

Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia
E-mail: sashevchenko@etu.ru

Alexey Voskolovich, Master's degree in Electronics and Nanoelectronics (2025, Saint Petersburg Electrotechnical University), Postgraduate Student of the Micro- and Nanoelectronics Department of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 4 scientific publications. Area of expertise: power electronics components; technologies of materials and devices of micro-nanoelectronics; electrical characterization of power electronics devices

Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia
E-mail: aleksey.voskolovich@mail.ru

Semen A. Pologov, Master's degree in Electronics and Nanoelectronics (2021, Saint Petersburg Electrotechnical University), Postgraduate Student of the Micro- and Nanoelectronics Department of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 5 scientific publications. Area of expertise: power electronics components, wide bandgap semiconductors, modeling of power electronics devices and technological processes

Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia
E-mail: pologov_semen@mail.ru

Радиофотоника

УДК 681.785.52

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2025-28-5-66-82>

Научная статья

Портативная многоспектральная камера для экологического мониторинга

В. С. Горяинов^{1✉}, Ж. Б. Нгуа Ндонг Авеле¹, А. Б. Мазоя², С. А. Тараков¹

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

²Университет Додомы, Додома, Танзания

✉ vsgoriainov@etu.ru

Аннотация

Введение. Пройдя длительный путь развития, пассивные спектральные методики дистанционного зондирования стали основным источником информации о состоянии земной поверхности и атмосферы. Многоспектральные и гиперспектральные камеры в настоящее время производятся серийно, однако их более широкому применению по-прежнему мешает высокая цена. Доступные в продаже дешевые фотоприемные CMOS-матрицы обеспечивают подходящую основу для разработки недорогих многоспектральных камер.

Цель работы. Создание переносной многоспектральной камеры, предназначенной для экологического мониторинга в полевых условиях.

Материалы и методы. Конструкция камеры основана на одной фотоприемной CMOS-матрице. Участки спектра выбираются сменяемыми интерференционными фильтрами, установленными в двух зубчатых колесах. Оптическая система камеры формирует параллельный пучок света перед его прохождением через фильтр, а затем фокусирует его в плоскости фотоприемной матрицы. Переключение фильтров обеспечивается шаговым электродвигателем. Его вращением, а также получением и сохранением изображений управляет одноплатный компьютер Raspberry Pi. Обработка многоспектральных изображений выполнялась при помощи программ на языке Python.

Результаты. Проведены испытания оптической схемы разработанной камеры для оценки размера и спектральной однородности ее поля зрения. Кроме того, с использованием камеры получены изображения растительности и рассчитаны пространственные распределения двух вегетационных индексов: нормализованного разностного вегетационного индекса (NDVI) и зелено-красного вегетационного индекса (GRVI). При помощи этих индексов удалось выделить на снимках области, занятые растительностью, а также отделить хвойные деревья от лиственных.

Заключение. Результаты испытаний показали применимость использованной оптико-механической схемы для удаленной оценки экологического состояния растительности.

Ключевые слова: многоспектральная съемка, недорогие научные приборы, фотоприемные матрицы CMOS, интерференционные фильтры, вегетационные индексы

Для цитирования: Портативная многоспектральная камера для экологического мониторинга / В. С. Горяинов, Ж. Б. Нгуа Ндонг Авеле, А. Б. Мазоя, С. А. Тараков // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2025. Т. 28, № 5. С. 66–82.
doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-5-66-82

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Источник финансирования. Исследование выполнено в рамках проекта FSEE-2025-0013, выполнявшегося в рамках государственного задания Министерства науки и высшего образования Российской Федерации.

Статья поступила в редакцию 05.08.2025; принята к публикации после рецензирования 22.10.2025; опубликована онлайн 28.11.2025



Portable Multispectral Camera for Environmental Monitoring

Viktor S. Goryainov^{1✉}, Jacques B. Ngoua Ndong Avele¹,
Adam B. Mazoya², Sergey A. Tarasov¹

¹Saint Petersburg Electrotechnical University, Saint Petersburg, Russia

²University of Dodoma, Dodoma, Tanzania

✉ vsgoriainov@etu.ru

Abstract

Introduction. Passive spectral remote sensing techniques have come a long way to become the main source of information on the Earth's surface and atmosphere. Multispectral and hyperspectral cameras are now produced on a mass scale; however, their wider use is still impeded by high cost. Commercially available affordable complementary metal–oxide semiconductor (CMOS) image sensors provide a suitable basis for the development of low-cost multispectral cameras.

Aim. To design and test a portable multispectral camera intended for environmental monitoring in the field.

Materials and methods. The camera design is based on a single CMOS image sensor. Spectral bands are selected by interchangeable interference filters installed in two gear wheels. The optical system of the camera forms a parallel beam of light before its passing through a filter followed by focusing in the sensor plane. Filter switching is performed by a stepping motor. Its rotation, as well as image acquisition and storage, is controlled by a Raspberry Pi single-board computer. Multispectral images were processed using scripts in the Python language.

Results. The optical design of the newly created camera was tested to assess the size and spectral uniformity of its field of view. In addition, the camera was used to obtain several images of vegetation cover. Further, spatial distributions of two vegetation indices – the normalized difference vegetation index (NDVI) and the green–red vegetation index (GRVI) – were calculated. These distributions allowed areas occupied by vegetation to be successfully detected and coniferous trees to be separated from deciduous ones.

Conclusion. The results obtained have confirmed the feasibility of the proposed optical and mechanical design for remote assessment of the ecological status of vegetation cover.

Keywords: multispectral imaging, low-cost instrumentation, CMOS image sensors, interference filters, vegetation indices

For citation: Goryainov V. S., Ngoua Ndong Avele J. B., Mazoya A. B., Tarasov S. A. Portable Multispectral Camera for Environmental Monitoring. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2025, vol. 28, no. 5, pp. 66–82.

doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-5-66-82

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

Source of funding. The study was carried out as part of project FSEE-2025-0013, which was carried out as part of the state task of the Ministry of Science and Higher Education of the Russian Federation.

Submitted 05.08.2025; accepted 22.10.2025; published online 28.11.2025

Introduction. Passive imaging multispectral and hyperspectral devices have come a long way of development to become the main source of data in weather prediction and climatology, oceanology, agriculture, forestry, land use and land change monitoring, military reconnaissance. Initial experiments in airborne spectral remote sensing of natural objects were undertaken between 1910s and 1930s [1], with a practical goal of enhancing the quality of aerial photography by selecting proper spectral filters and film types.

At the beginning of the 1970s, when duration of space missions had extended to tens of days, spectral instruments began to increasingly find application in remote sensing experiments. In response to the growing demand for quantitative measurements, the technique of space spectrophotometry of the natural environment was developed based on the theoretical framework of classical photometry, including its calculation methods and empirical approaches to measuring radiative energy [2].

Some of the earliest spaceborne spectral devices, such as RSS portable spectrometers, were non-imaging [3]. Other types of devices relied on either obtaining images simultaneously by several co-directed cameras, each using a different band-pass optical filter [4], or using a single-element or multi-element photodetector possibly in combination with a mechanical system for spectral scanning [5]. Apart from manned space stations, scanning photoelectric spectrometers were concurrently installed on automatic remote sensing satellites, such as Landsat and Meteor-Priroda.

In the early 1980s, the term "hyperspectral imaging" was proposed by Alexander Goetz et al. (NASA Jet Propulsion Laboratory), emphasizing originally the ability to obtain a contiguous spectrum for each element in the image, rather than handling hundreds of narrow spectral bands [6]. While multispectral devices generally worked in atmospheric windows of low absorption, a contiguous spectrum was presumed to contain sufficient information to exclude the atmospheric influence from the measurement result [7].

The first airborne hyperspectral imager, referred to as the Airborne Imaging Spectrometer (AIS), employed a two-dimensional array (32×32 elements) of HgCdTe photodetectors bonded to a silicon CCD array. Together with the specific optical design of the instrument, this allowed obtaining images in 128 bands between 1.2 and 2.4 μm , with a spectral resolution of 9.6 nm [8]. In the following two decades, a number of hyperspectral instruments (AVIRIS, DAIS, CASI, HYDICE, PHI, OMIS-I, OMIS-II, etc.) were developed by various enterprises and research organizations. However, it was not until 2000 that the first hyperspectral imaging spectrometer Hyperion was sent into space aboard the EO-1 satellite. Covering the contiguous wavelength range from 0.4 to 2.5 μm in 242 overlapping bands, this instrument had worked until 2017 and provided about 90 000 images by user requests and in response to unusual or extreme events [9].

Between 2000 and 2020, 25 hyperspectral imagers were deployed in space [10]. In addition to well-known diffraction gratings and sensor arrays with push broom scanning, these instruments use several other spectral separation techniques, such as linear variable filters [11], acousto-optic tunable filters [12], or tunable Fabry–Pérot filters [13]. At

least one hyperspectral imager is known to combine interferometry and a Fourier transform algorithm for the restoration of spectra [14]. The above designs differ not only in the resultant spectral resolution but also in production costs.

Today, when more than two decades of the new century have passed, some general trends concerning multispectral and hyperspectral remote sensing can be traced. Having turned from unique devices designed for a specific mission into commercially available instruments, hyperspectral cameras still remain quite expensive. High prices impede a wider application of multispectral and hyperspectral data, especially in developing countries, where they could be particularly useful [15–17]. At the same time, installing a compact sensor on an unmanned aerial vehicle (UAV) instead of a conventional manned aircraft can greatly reduce the survey cost [18].

The perception of multispectral imaging has changed as well, both from technological and marketing point of view. A number of consumer-grade UAVs are marketed as intended for multispectral surveys while either carrying a conventional RGB camera and a near infrared (NIR) one, or just a single NIR sensitive camera with an optical filter to switch between the visible and the NIR range [16]. On the other hand, newly proposed techniques for environmental monitoring conform to these limitations; thus, a number of vegetation indices rely on the observed brightness of an object in wide spectral bands (red, green, blue, and NIR) [19] rather than linking "one spectral band" to "one biogeophysical variable" [7].

The commercial availability of affordable CCD and complementary metal–oxide semiconductor (CMOS) sensors has boosted the development of low-cost multispectral cameras, including by educators and enthusiasts [17, 20–27]. Some of their designs return to the idea of separating spectral bands with optical filters, using either a separate sensor for each band or a single sensor with a set of interchangeable filters. In the laboratory environment, some researchers experiment with illuminating the object of study with narrow-band light, mainly from light-emitting diodes [25]. Such low-cost devices provide adequate results at moderate cost, and their data are used to solve a variety of problems, from monitoring vegetation [19, 22–23] to identifying fish species [24] and assessing the quality of fruit [26, 27].

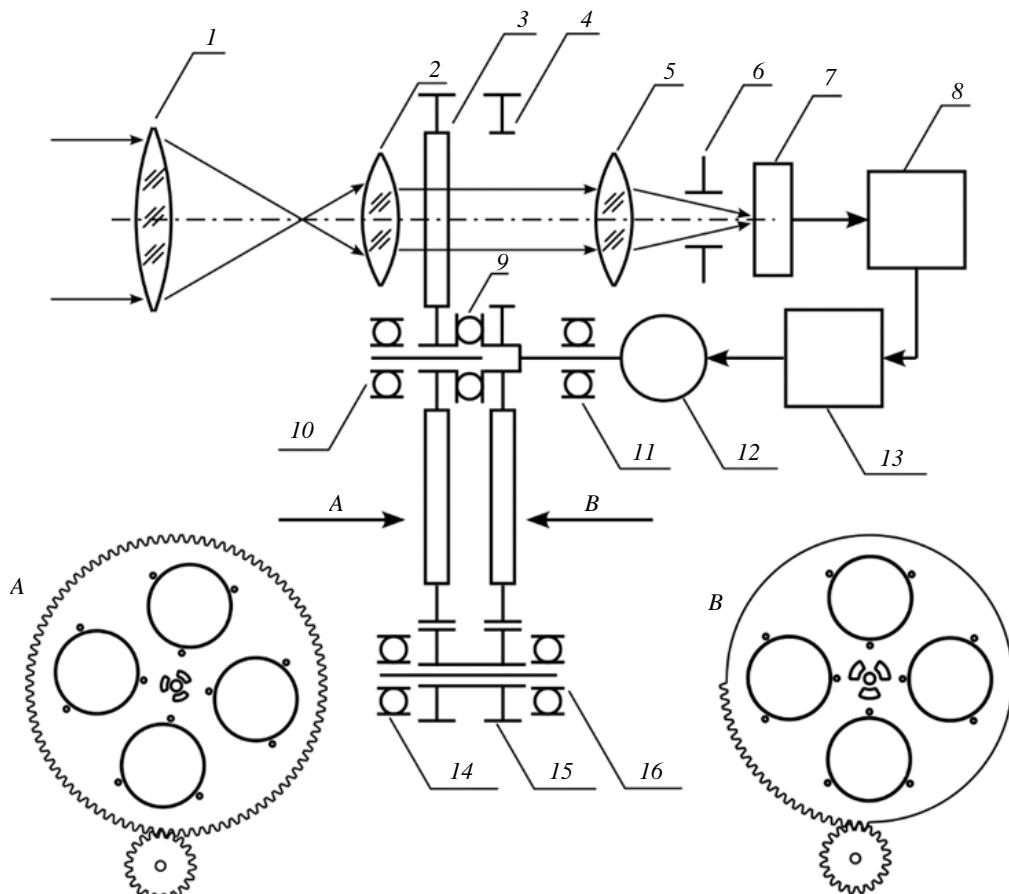


Рис. 1. Общая оптико-механическая схема многоспектральной камеры

Fig. 1. Optical and mechanical design of the multispectral camera

In this paper, we present a new portable multispectral camera for environmental monitoring in the field. Its optical, mechanical, and electronic design is described, along with some results of vegetation observations and vegetation indices distributions calculated from the data obtained.

Materials and methods. A general scheme of the developed multispectral camera is presented in Fig. 1. The device comprises a single CMOS sensor 7, with a set of interchangeable interference filters installed in two wheels 3 and 4 for spectral selection. A Raspberry Pi 4 single-board computer 8 controls both the mechanical part and the processes of image acquisition and storage. A detailed description of the design is presented in the following sections.

Sensor. Low-cost CMOS image sensors are frequently used when designing cameras for experimental and educational purposes. Several companies have designed and marketed their own brands of sensors, such as IMX219 [17] and IMX036 [20] by Sony, VCXU-13M by Baumer [21], OV7670 [23] and OV5647 [25] by OmniVision.

When developing the device, OV5647 by OmniVision was used as the basis. This is a 5-megapixel CMOS sensor intended for use in a wide range of low-cost applications, from toys to cellular phone cameras. The sensor is capable of operating with a frame rate of up to 15 fps in 2592×1944 pixels maximum resolution. The image quality, data rate, and other sensor parameters can be controlled through a proprietary Serial Camera Control Bus (SCCB), easily compatible with Raspberry Pi single-board computers. The automatic image control functions of the sensor include exposure control, white balance and black level calibration, as well as band filtering and 50/60 Hz luminance detection [28].

A conventional red-green-blue (RGB) image is obtained by applying a mask of wideband bandpass filters to the sensor surface. The filters are arranged in a Bayer pattern, half of them being green, one quarter being blue, and one quarter being red, to mimic the sensitivity distribution of the human eye. Fig. 2 shows the resulting spectral distribution of the sensor quantum efficiency [25].

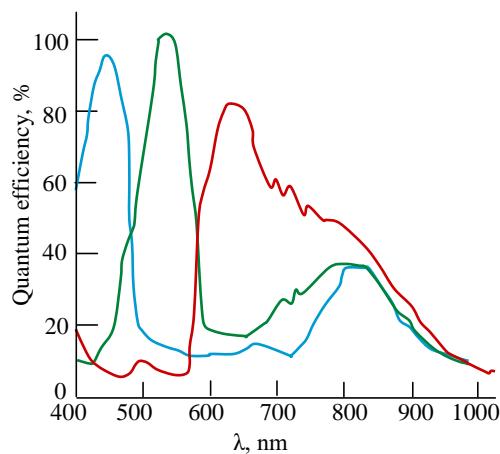


Рис. 2. Спектральное распределение квантовой эффективности фотоприемной матрицы OV5647
 Fig. 2. Spectral distribution of the quantum efficiency of the OV5647 image sensor

Higher values correspond to a higher output from the same number of incoming photons. It can be noticed that the curves overlap; therefore, radiation with a wavelength of about 500 nm would affect both the blue and the green channel, while 600 nm affects the green and the red channel. In addition, the efficiency of the red channel increases slightly at the ultraviolet edge of the working range.

Since the sensor array is silicon-based, all three channels show some sensitivity in the near infrared (NIR) spectral region, between 700 and 1000 nm, where the color filters are transparent. In order to exclude the infrared radiation and obtain images

exclusively in the visible part of the spectrum, a filter coating may be applied by the manufacturer, either to the sensor array itself or to the objective lens. To cover the widest possible range of sensitivity, we used a sensor without an infrared filter coating, labeled as "NoIR" by the manufacturer.

Spectral selectivity. In order to isolate a narrow spectral region of interest, the camera was equipped with switchable interference filters. Their number is naturally limited by the optical and mechanical design of the camera; therefore, those spectral bands that describe the nature and condition of an object with maximum accuracy should be selected.

The intensity of light coming from an object to the camera is defined by the product of the object's reflection coefficient and intensity of incident light from the source that irradiates the object. Since the Sun is known to be a thermal radiation source with a continuous spectrum in the visible and near infrared regions, selection of spectral channels may focus on the spectral features of the object of study.

For plants, these features are formed by pigments contained in the cells, which play an important role in the plant biochemistry. Tab. 1 lists a number of spectral features linked to absorption by chlorophylls, carotenes, and xanthophylls.

As far as monitoring of animals is concerned, the number of available scientific publications is limited. Some examples include assessment of

Табл. 1. Спектральные признаки растительных пигментов

Tab. 1. Spectral features of plant pigments

λ, nm	Feature description	References
435	Chlorophyll <i>a</i> absorption maximum	[29]
485	β carotene absorption minimum, and an intersection between its spectrum and the chlorophyll <i>b</i> spectrum	[29]
500	An intersection between chlorophyll <i>a</i> and <i>b</i> absorption minima, and an absorption maximum of β carotene	[29]
510	Carotenoids absorption maximum	[30]
550	An intersection between chlorophyll <i>a</i> and <i>b</i> absorption minima	[29]
620	An intersection between chlorophyll <i>a</i> and <i>b</i> absorption minima	[29]
670	Chlorophyll <i>a</i> absorption maximum	[29]
677	A spectral feature for differential observation of the xanthophyll cycle	[30]
700	The "red edge" of absorption by chlorophyll and carotenoids	[31]
735	Chlorophyll <i>a</i> and <i>b</i> absorption minima	[29]
750	Reference wavelength for chlorophyll content assessment	[32]
803	A spectral feature for differential observation of the xanthophyll cycle	[30]

Табл. 2. Параметры интерференционных фильтров

Tab. 2. Parameters of interference filters

Central wavelength, nm	τ_{\max}	FWHM, nm
430	0.49	12
500	0.19	17
530	0.18	19
580	0.23	12
620	0.26	13
761	0.16	13

populations of wild birds [33, 34], identification of beef cattle [35, 36], wild elks, horses [36], and mule deer [37]. Large-sized individual animals, such as wildebeests, zebras [38], and polar bears [39], are detectable in imagery of very high resolution obtained from commercial satellites. Marine mammals, e. g., southern right whales [40] and Weddell seals [41] have also been the object for multispectral imaging. In their case, the task of remotely detecting an underwater animal becomes more difficult, necessitating consideration of optical properties of water to provide the required contrast between the animal and the background.

Given the above considerations and the range of available models, six filters were selected, with their parameters given in Tab. 2. Maximal transmission τ_{\max} and full width at half maximum (FWHM) were measured using a compact fiber spectrometer.

Optical design. Unlike wideband optical filters, interference filters operate by reflecting, rather than absorbing, unnecessary light. In a thin dielectric layer, light with wavelength λ will be reflected in case the optical path difference between its parts reflected from the two surfaces of the layer equals an integer multiple of the light wavelengths:

$$2n_2 d \cos(\theta_2) = m\lambda, \quad (1)$$

where n_2 is the refraction index of the layer with respect to the medium from where the light is coming, d is its thickness, θ_2 is the angle of incidence on the rear surface of the layer, and $m \in \mathbb{Z}$. At the same time, θ_2 depends on the angle of incidence on the front surface of the layer. Therefore, the wavelength of maximum transmission depends on the filter orientation with respect to the light beam.

In a conventional converging lens, the field of view is limited by the angle between the two chief rays that pass through the center of the lens to the

opposite edges of the sensor. None of the chief rays are ever parallel to the lens optical axis, either before or after the lens, except for the only ray that passes along the axis. Therefore, for any position of an interference filter, the wider the field of view, the greater the spectral shift between the center of the image and its edges. Conversely, a perfectly parallel light beam would reach the filter at a constant angle, and the transmission function would be the same for any point in the image.

A parallel beam was formed using two successive confocal lenses (1 and 2 in Fig. 1): the rear focal plane of the first lens coincides with the front focal plane of the second lens. After passing through a filter in one of wheels – 3 or 4, the light beam is converged once again by lens 5. Image sensor 7 is installed on a moveable mount; since no corrections were applied for chromatic aberrations, to adjust the image sharpness, the sensor has to be shifted along the camera axis by manually rotating a leadscrew.

A factory-made iris diaphragm 6 is installed between the final lens and the sensor. By limiting the maximal angle of incidence for light reaching the sensor, it reduces aberrations and increase the depth of field.

Fig. 3 details the optical design of the developed camera and shows the distances between the elements with their respective diameters. L1 to L3 are the lenses, F denotes the interference filter, A is the aperture diaphragm, and S is the front surface of the sensor. All the dimensions are given in millimeters. Distances to focal points were measured in natural daylight, taken from the corresponding glass surfaces rather than from the principal planes of the lenses (see the diagram).

All the mounts that support lenses and other optical elements were printed using a fused deposition modeling (FDM) technique. The mounts are

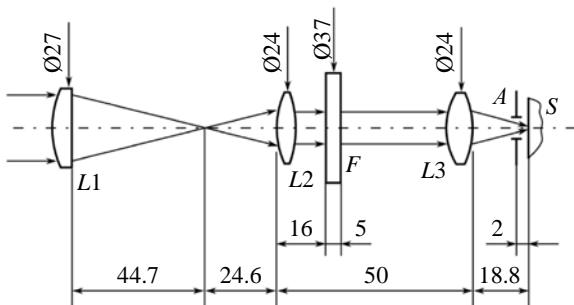


Рис. 3. Оптическая схема многоспектральной камеры

Fig. 3. Optical design of the multispectral camera

installed along an aluminum alloy beam, facilitating their positioning during the necessary adjustments. To protect the sensor from stray light, the optical system is enclosed in two cylindrical plastic casings (before and after the filter block), produced also using 3D printing; the inner surfaces of the casings are painted matte black.

Mechanical design. Due to the considerable dimensions of available filters (46 mm in diameter together with the frame), installing more than four of them in a single wheel would make that wheel inconveniently large. Therefore, two parallel wheels (3 and 4, Fig. 1) were designed to carry three filters each, with one circular opening left empty. To compensate for the resulting displacement of the wheel's center of mass, gauged weights were glued to its surface. Since two consequent filters would obviously block out all the incoming light, at least one of the empty openings always stays in the optical path when the wheels are stopped.

The filter wheels rotate in a manner that resembles a mechanical counter. The rear wheel 4 is rotated directly by a Nema 17 stepper motor 12, which is controlled by the Raspberry Pi computer 8 through an A4988 driver 13. The front wheel 3 is driven through an additional geared wheel 15. However, since only a quarter of the rear wheel's rim has teeth (see insets A and B in Fig. 1), a full revolution of the rear wheel corresponds to the front wheel being rotated by 90°, thus switching to the neighboring filter.

All three geared wheels rotate on steel axles that have their ends set in ball bearings 10, 11, 14, and 16. To ensure the necessary spacing between the filter wheels while keeping them parallel, a thrust ball bearing 9 is placed between them. The entire mechanical setup is held upright by two flat mounts.

Various techniques were used to create the mechanical parts of the camera. Geared wheels were printed out of polylactide (PLA) and polyethylene terephthalate (PET-G) using the FDM technique. The ball bearings 10, 11, 14, and 16 were factory made, and the thrust bearing 9 consists of two cups printed out of PLA, with steel balls placed between them. The mounts were cut out of acrylic glass using laser cutting.

Software, data acquisition and processing. Controlling the camera, image acquisition and storage are performed by a Raspberry Pi 4 Model B running

Raspberry Pi OS, which is a fork of Debian Linux, intended for use with single-board computers.

A script in Python was written for image acquisition, working in the following manner. First, using the Picamera2 library, sensor settings are updated, including setting the exposure time, the analogue gain ratio, and disabling the automatic white balance. Then, while showing a preview in a separate window, a frame is captured and stored as an array of raw values. Considering the output resolution of the sensor, this array contains $3 \times 2592 \times 1944$ integer numbers ranging from 0 to 255. It is then split into three separate arrays of 2592×1944 elements each, and four quartiles (at 0, 0.25, 0.75, and 1.0) are calculated and displayed for each of these arrays. Provided that the brightness distribution in the channel of interest is suitable, the entire raw array is written to a file with a name representing the object of study, the filming date, and the spectral band. Otherwise, the exposure time is adjusted, and a new frame is captured, starting the loop over.

Processing and analysis of acquired images is carried out by a separate PC, following a routine similar to the one described above, splitting the raw arrays, generating preview images, and performing element-wise operations on arrays. Among the software packages used are NumPy, Pillow, and Matplotlib libraries.

Results. Fig. 4 presents the general appearance of the developed multispectral camera. External connections, such as 5 volts USB power, the keyboard, the mouse, and the monitor, are not shown in the photo.

After completing the assembly and the corresponding adjustments, several tests were performed to assess the resulting size of the field of view and its spectral homogeneity, as well as to check the feasibility of obtaining distributions of vegetation indices.

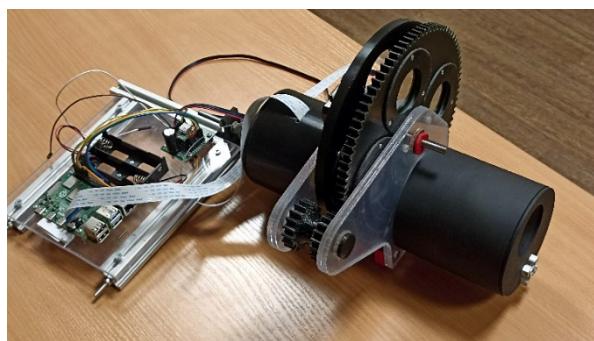


Рис. 4. Внешний вид многоспектральной камеры

Fig. 4. General appearance of the multispectral camera

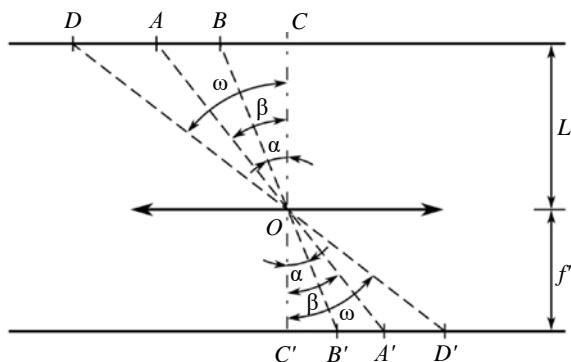


Рис. 5. Геометрические соотношения между фокусным расстоянием и размером поля зрения

Fig. 5. Geometrical interrelations between the focal length and the field of view size

Field of view assessment. The field of view and focal length of the camera were measured relying on the geometrical optics approximation. In Fig. 5, AB is an object placed at a distance L from the optical system of the camera (presented as a single converging lens for simplicity), and $A'B'$ is its image in the focal plane. CC' is the optical axis of the lens, and $L \gg 2f'$ is large enough not to affect the transverse magnification of the system.

Light rays passing through the lens center O do not change their direction. Therefore, three pairs of similar triangles are formed, in which $\angle BOC = \angle B'O'C' = \alpha$, $\angle AOC = \angle A'O'C' = \beta$, $\angle DOC = \angle D'O'C' = \omega$ (which equals half the angular size of the field of view of the camera). Then,

$$\begin{aligned} \tan \alpha &= \frac{BC}{L} = \frac{B'C'}{f'}; \\ \tan \beta &= \frac{AC}{L} = \frac{A'C'}{f'}; \\ \tan \beta - \tan \alpha &= \frac{AB}{L} = \frac{A'B'}{f'}, \end{aligned} \quad (2)$$

where f' is the lens rear focal length. From (2), we can calculate this distance by taking a picture of an object with known dimensions, measuring the distance to this object, and then using the pixel size from the sensor datasheet P_x to convert the object image size X from pixels to meters:

$$f' = L \frac{XP_x}{AB}. \quad (3)$$

Then, considering the triangle $\triangle C'OD'$, we calculate the angular size of the field of view:

Табл. 3. Сравнение параметров четырех оптических систем

Tab. 3. Comparison of parameters of four optical designs

Optical system	AB , mm	L , m	f' , mm	$2\omega, \dots^\circ$
Multispectral camera	297	32.5	58.2	3.6
Wide-angle	479	4.1	2.0	83.6
Normal	479	4.1	3.3	57.1
RSS	9	4.0	148.8	1.4

$$2\omega = 2\arctan\left(\frac{bP_x}{2f'}\right), \quad (4)$$

where $b = 2592$ is the corresponding sensor size in pixels.

Measurements and calculations using (3) and (4) were performed for the designed optical system, as well as for three other camera lenses: a wide-angle lens and a normal one, both shipped with CMOS cameras, and a telephoto lens from the RSS portable spectrometer [3]. The resulting values are presented in Tab. 3.

Spectral homogeneity assessment. This test was aimed at assessing the angular uniformity of the camera spectral transmission and sensitivity, i. e., at assessing the difference in the sensor response to spectrally identical radiation over the image plane.

Assuming the daylight from the overcast sky to be sufficiently parallel and uniform over the field of view of the camera, we took a number of pictures directing the camera toward the same point in the sky and using the same 580 nm interference filter for each of the lenses. It can be seen from Fig. 2 that, at this wavelength, both the red and the green channel show considerable sensitivity. In an ideal case, with light passing through the filter in a completely parallel beam and the CMOS sensitivity being the same for each of its elements, the pictures would be uniformly filled with a single color, corresponding to a constant ratio of red and green channels values. Actual ratio distributions obtained in the experiment are presented in Fig. 6.

For clarity, horizontal cross-sections are presented in Fig. 7, going through the centers of the two-dimensional distributions shown in Fig. 6.

Vegetation index test. A wide multitude of spectral indices has been proposed to discern between different plant species and remotely assess their health and ecological condition [19]. In this

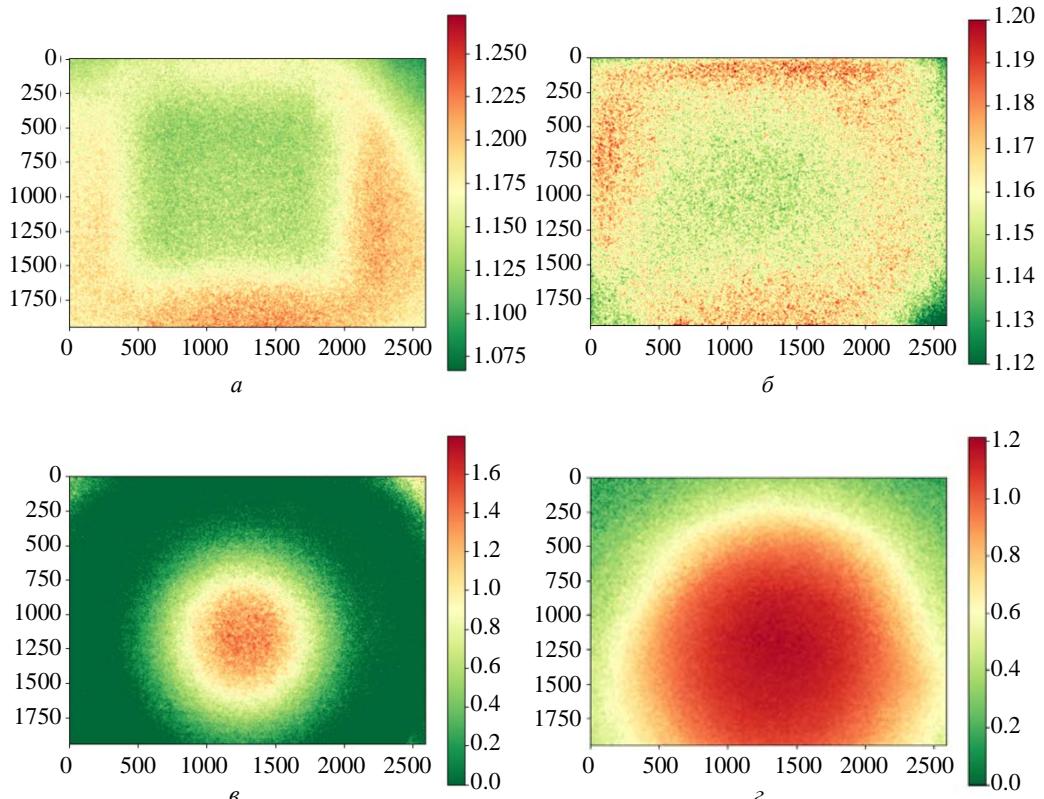


Рис. 6. Двумерные распределения отношения выходных сигналов в красном и зеленом каналах R/G :
 а – многоспектральная камера; б – телобъектив РСС; в – широкоугольный объектив; г – нормальный объектив

Fig. 6. Two-dimensional distributions of the ratio of responses in the red and the green channels R/G : a – multispectral camera;
 б – RSS telephoto lens; в – wide-angle lens; г – normal lens

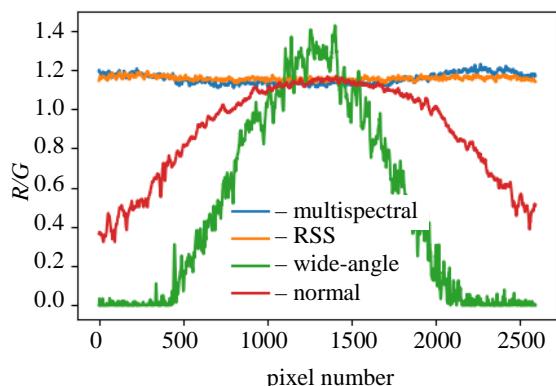


Рис. 7. Распределения отношений значений R/G вдоль горизонтальной линии через центр кадра

Fig. 7. R/G ratio distributions along a horizontal line through the center of the frame

experiment, we attempted to obtain spatial distributions of two vegetation indices, GRVI and NDVI, using narrow spectral bands corresponding to the features in a typical vegetation spectrum.

Images of trees and shrubs were taken from a distance of 40...60 m, in clear sunny weather, mostly in the afternoon hours. Before calculating

the distributions, all the values in the corresponding arrays were normalized, i. e., transformed from the 0...255 range to the 0–1 range:

$$X_{\text{norm}} = \frac{X - X_{\min}}{X_{\max} - X_{\min}},$$

where X_{\max} , X_{\min} are the maximal and minimal values in the array X (either red, green, or blue).

The red-green vegetation index, as its name suggests, relies on the difference in brightness between the green spectral region (reflection maximum of green plants) and the red spectral region (corresponding reflection minimum) [42]. Its values lie between –1 and +1: high positive values correspond to vegetation, soils and rocks are characterized by values close to zero, and negative values correspond to various non-plant objects.

Considering the wavelengths in Tab. 1, we used the response values of the green channel from a frame taken in the 530 nm spectral band (G_{530}) and those of the red channel obtained in the

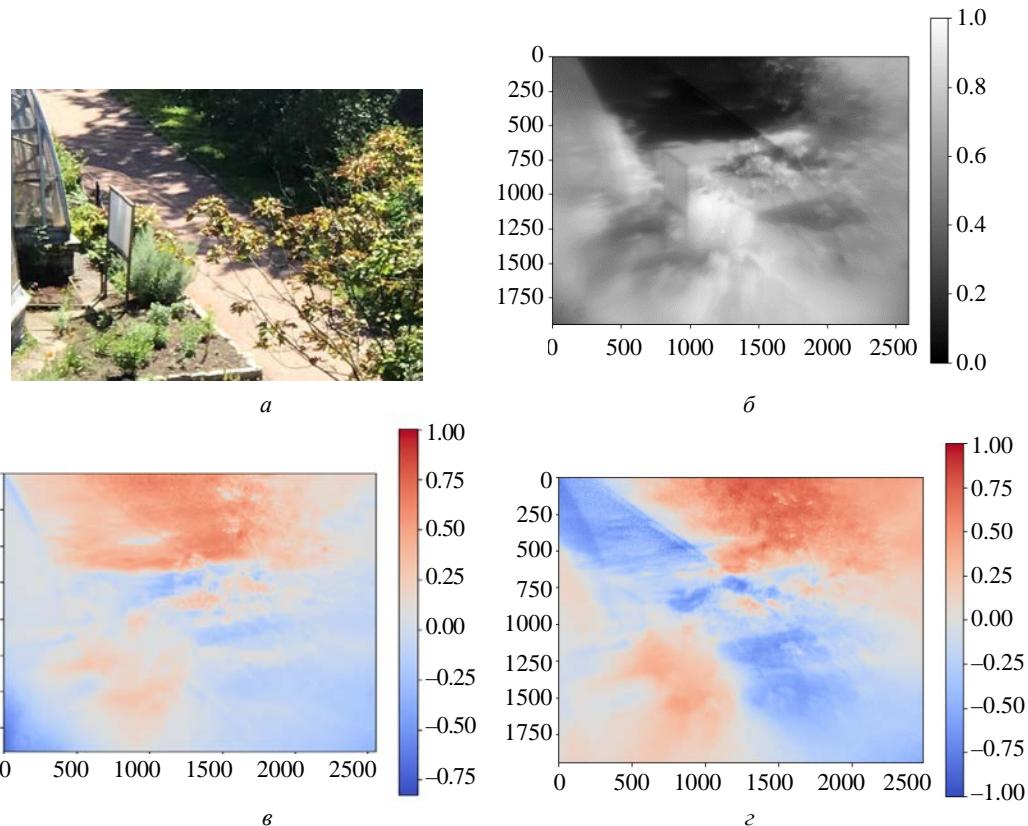


Рис. 8. Результаты многоспектральной съемки участка аллеи, окруженного деревьями: *а* – фото участка камерой мобильного телефона; *б* – снимок многоспектральной камерой в отсутствие фильтров; *в* – распределение индекса GRVI; *г* – распределение индекса NDVI

Fig. 8. Results of a multispectral survey of an alley part surrounded by trees: *a* – photo of the area taken with a smartphone camera; *b* – an image taken by the multispectral camera with no filter used; *c* – GRVI distribution; *d* – NDVI distribution

620 nm band (R_{620}):

$$\text{GRVI} = \frac{G_{530} - R_{620}}{G_{530} + R_{620}}$$

The normalized difference vegetation index (NDVI) was proposed as early as 1970s for remote assessment of crop health [19]. It is based on comparison between values in the red reflection minimum and in the near infrared region, in which reflection of green leaves begins to rise steeply. Similar to the previous index, its values lie within the region between -1 and +1, with similar patterns.

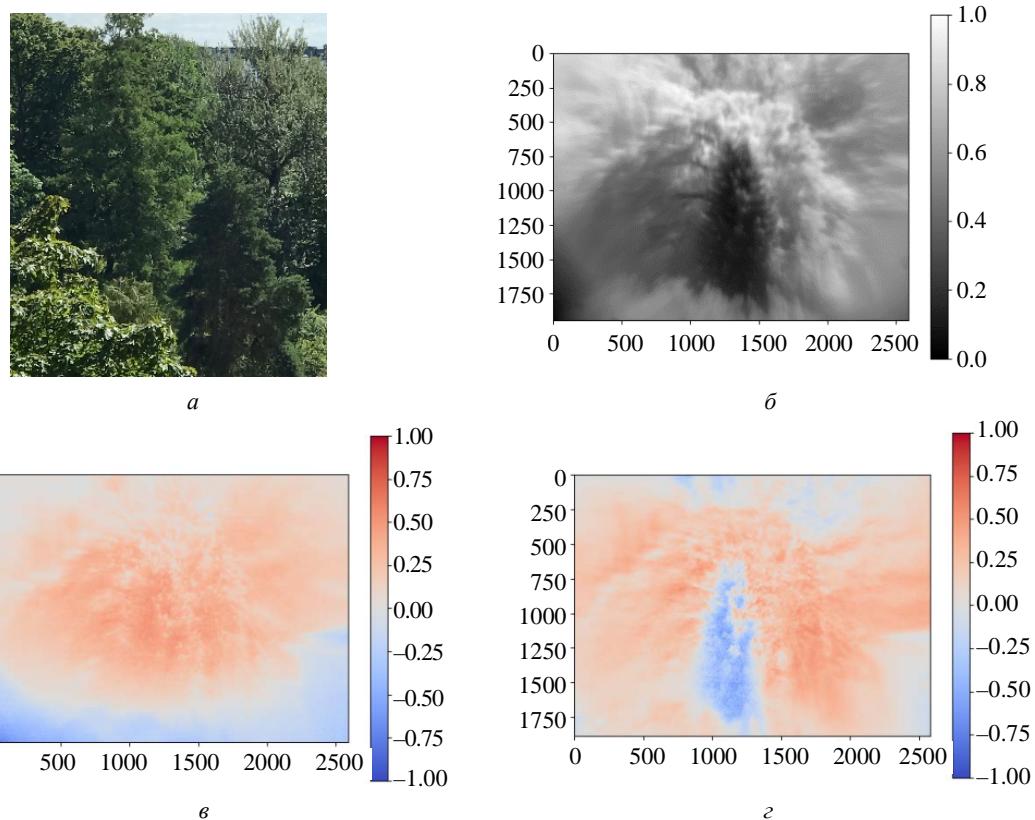
This index was calculated using red channel values from the 620 and 761 nm bands (R_{620} and R_{761} correspondingly):

$$\text{NDVI} = \frac{R_{761} - R_{620}}{R_{761} + R_{620}}$$

As an example of the results obtained, Fig. 8 demonstrates a gravel alley in a park, with green

trees surrounding and branches overhanging. Fig. 9 depicts a coniferous tree (hybrid larch, *Larix czekanowskii* Szafer) and two deciduous trees in the background (a silver poplar, *Populus alba* L., and a common alder, *Alnus glutinosa* (L.) Gaertn.). In both figures, a conventional RGB photo of the site is given first, which may not accurately reflect the multispectral images due to the differences between the optical designs of the cameras used.

Discussion. In this study, we have designed and successfully tested a portable multispectral camera for ecological monitoring of vegetation cover. From the standpoint of the camera focal length and its field of view (Tab. 3), the selected optical design is a telephoto lens similar to that of the RSS spectrometer. At the same time, the two designs provide comparable spectral homogeneity of the frame, even though the field of view of the camera is twice as large. Considering the curves in Fig. 7, the mean ratio of channel values for the RSS lens is $\overline{R/G} = 1.16$, and the standard devia-



Rис. 9. Результаты многоспектральной съемки участка парка с хвойным и лиственными деревьями: а – фото участка камераю мобильного телефона; б – снимок многоспектральной камерой в отсутствие фильтров; в – распределение индекса GRVI; г – распределение индекса NDVI

Fig. 9. Results of a multispectral survey of a park area with a coniferous tree and deciduous trees: а – photo of the area taken with a smartphone camera; б – an image taken by the multispectral camera with no filter used; в – GRVI distribution; г – NDVI distribution

tion is $\sigma = 0.011$, while for our lens design, $R/G = 1.16$ and $\sigma = 0.027$.

No preliminary numeric simulation of the optical design was performed. In future research, a thorough selection of elements will refine the design and reduce chromatic aberrations, decreasing the necessary sensor movement and improving the quality of the images produced.

The results obtained leave the choice of OV5647 as the image sensor open to question. The Bayer filters allow for some additional capabilities, such as the aforementioned experiment on spectral homogeneity, while also possibly rejecting wavelengths that correspond to $m > 1$ in (1) (higher orders of interference). In our case, however, the interference filters are based on colored glass for rejection of higher orders. Moreover, when taking an image through an interference filter, only one of the RGB channels would work, with the other two producing no more than dark rectangles. This means that only a third of the raw file would con-

tain meaningful data. Overall, a monochrome sensor in the same design but without Bayer filters would likely perform better.

In addition, we performed no demosaicing during data processing to determine the exact correspondence between values in the raw data and exposure for each of the physical pixels. We will address will this task in future research.

The camera design was created bearing the idea of a low-cost approach. The interference filters form the costliest part of the device; market prices of similar parts range from 15 to 200 US dollars, depending on the maximum value and width of the transmission band. Another major spending was the Raspberry Pi single-board computer (about 150 US dollars). The costs of 3D printing are harder to assess; however, the printed parts make the basis of the mechanical design. Laser cutting of acrylic glass, on the other hand, can be replaced by manual treatment.

In scientific publications, the costs associated

with the design of devices are frequently omitted, even when declaring the aim of developing low-cost constructions. In cases when the expenditures are mentioned, the cost may range from about 100 euros (comprising two cameras and a multiplexer chip) [17] to below 2000 euros for a more sophisticated system [23]. The design that we propose falls into the lower part of this range.

Concerning commercially available multispectral cameras, their prices are generally incomparably higher. For example, the DJI P4 Multispectral UAV [16] is marketed at about 10 thousand US dollars. When comparing this price to similar UAVs by DJI but capable of RGB imaging only, one can presume that the P4 Multispectral six-channel camera accounts for nearly half of the sum. Morales et al. state a price of about 5000 euros for a RedEdge-MX multispectral camera, "one of the golden references" on the market [23].

The conducted vegetation survey has confirmed the suitability of the developed camera for obtaining distributions of GRVI and NDVI indices. Both indices performed well in the task of separating vegetation from non-plant objects

(Fig. 8, *в*, *г*). However, GRVI turned out to be more susceptible to errors emerging from differences in solar irradiation and the depth-of-field effect. In Fig. 8, *в*, the farthest, shadowed part of the alley shows high positive values falsely, while, in Fig 9, *в*, low negative values appear along the lower border of the frame where the plants were nearest to the camera. On the other hand, NDVI was negative for the coniferous tree (Fig. 9, *г*), which had a much lower reflectivity in the NIR than the background foliage, and therefore appeared darker in Fig. 9, *б*.

The current camera design includes a set of filters that features wavelengths through the entire visible range into near infrared. This can be redundant for determination of a certain vegetation index. However, with this comprehensiveness and the relative ease of replacing filters in their wheel sockets, the portable multispectral camera can be useful for determining the best-suited spectral bands when addressing a new problem in remote monitoring of vegetation. Based on the data obtained through its use, simpler and easier to manufacture designs can be proposed for specific tasks.

Авторский вклад

Горяинов Виктор Сергеевич – разработка оптической схемы многоспектральной камеры; написание текста статьи.

Нгуа Ндонг Авеle Жак Бернис – проведение лабораторных испытаний многоспектральной камеры; обработка и анализ полученных данных.

Мазоя Адам Бенджамиин – разработка механической схемы многоспектральной камеры; участие в лабораторных испытаниях.

Тарасов Сергей Анатольевич – общее руководство проектом; редактирование текста статьи.

Author's contribution

Viktor S. Goryainov, creation of the optical design of the multispectral camera; writing the article text.

Jacques B. Ngoua Ndong Avele, performing laboratory tests of the multispectral camera; processing and analyzing the data obtained.

Adam B. Mazoya, creation of the mechanical design of the multispectral camera; participation in the laboratory tests.

Sergey A. Tarasov, general supervision of the project; editing the article's text.

Список литературы

1. Krinov E. L. Spectral reflectance properties of natural formations. Ottawa: National research council of Canada, 1953. 268 p.
2. Buznikov A. A. Space spectrophotometry of the natural environment from manned orbital stations // J. of Optical Technology. 2015. Vol. 82, № 7. P. 487–493. doi: 10.1364/JOT.82.000487
3. Горяинов В. С., Бузников А. А., Костиков Е. В. Модернизация портативного спектрометра РСС // Изв. СПбГЭТУ "ЛЭТИ". 2020. № 2. С. 5–16.
4. Raizer V. Optical remote sensing of ocean hydrodynamics. Boca Raton: CRC Press, 2019. 296 p. doi: 10.1201/9781351119184
5. Barnett T. L., Juday R. D. Skylab S191 visible-infrared spectrometer // Applied Optics. 1977. Vol. 16, № 4. P. 967–972. doi: 10.1364/AO.16.000967
6. Goetz A. F. H., Srivastava V. Mineralogical mapping in the Cuprite Mining District, Nevada // Proc. of the Airborne Imaging Spectrometer Data Anal. Workshop. Pasadena. Jet Propulsion Laboratory, 1985. P. 22–31.

7. Goetz A. F. H. Three decades of hyperspectral remote sensing of the Earth: a personal view // *Remote Sensing of Environment*. 2009. Vol. 113. P. S.5–S.16.
doi: 10.1016/j.rse.2007.12.014
8. Vane G., Goetz A. F. H., Wellman J. B. Airborne Imaging Spectrometer: a new tool for remote sensing // *IEEE Trans. Geosci. Remote Sens.* 1984. Vol. GE-22, № 6. P. 546–549.
doi: 10.1109/TGRS.1984.6499168
9. Hyperion: the first global orbital spectrometer, Earth Observing-1 (EO-1) satellite (2000–2017) / E. M. Middleton, P. K. E. Campbell, L. Ong, D. R. Landis, Q. Zhang, C. S. Neigh, K. F. Huemmrich, S. G. Ungar, D. J. Mandl, S. W. Frye, V. T. Ly, P. G. Cappelaere, S. A. Chien, S. Franks, N. H. Pollack // *IEEE Intern. Geoscience and Remote Sensing Symp. (IGARSS)*, Fort Worth, 23–28 July 2017. IEEE, 2017. P. 3039–3042.
doi: 10.1109/IGARSS.2017.8127639
10. Qian S.-E. Hyperspectral satellites, evolution, and development history // *IEEE J. of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing*. 2021. Vol. 14. P. 7032–7056.
doi: 10.1109/JSTARS.2021.3090256
11. HyperScout-1 inflight calibration and product validation / I. Benhadj, S. Livens, M. Esposito, N. Verbruylse, C. Van Dijk, M. Soukup, A. Z. Marchi, L. Maresi // *Intern. J. of Remote Sensing*. 2024. Vol. 45, № 7. P. 2486–2517.
doi: 10.1080/01431161.2024.2331979
12. Visible and near-infrared imaging spectrometer aboard Chinese Chang'E 3 spacecraft / J. Wang, Z. He, R. Shu, R. Xu, K. Chen, C. Li // *Optical Payloads for Space Missions*. Chichester: Wiley, 2016. P. 121–139.
doi: 10.1002/9781118945179.ch5
13. Miniature spectral imager in-orbit demonstration results from Aalto-1 nanosatellite mission / J. Praks, P. Niemelä, A. Näsilä, A. Kestilä, N. Jovanovic, B. Riwanto, T. Tikka, H. Leppinen, R. Vainio, P. Janhunen // *IEEE Intern. Geoscience and Remote Sensing Symp.*, Valencia, 22–27 July 2018. IEEE, 2018. P. 1986–1989.
doi: 10.1109/IGARSS.2018.8517658
14. Overview of the Fourier Transform Hyperspectral Imager (HSI) boarded on HJ-1A satellite / X. Zhao, Z. Xiao, Q. Kang, Q. Li, L. Fang // *IEEE Intern. Geoscience and Remote Sensing Symp.*, Honolulu, 25–30 July 2010. IEEE, 2010. P. 4272–4274.
doi: 10.1109/IGARSS.2010.5649250
15. Artisanal exploitation of mineral resources: remote sensing observations of environmental consequences, social and ethical aspects / N. M. Ngom, D. Baratoux, M. Bolay, A. Dessertine, A. A. Saley, L. Baratoux, M. Mbaye, G. Faye, A. K. Yao, K. J. Kouamé // *Surveys in Geophysics*. 2023. Vol. 44. P. 225–247.
doi: 10.1007/s10712-022-09740-1
16. High-resolution multispectral and RGB dataset from UAV surveys of ten cocoa agroforestry typologies in Côte d'Ivoire / S.-K. Lammoglia, Y. L. Akpa, J. H. Damah, Y. L. A. Brou, J. N. Kassi // *Data in Brief*. 2024. Vol. 55. Art. № 110664.
- doi: 10.1016/j.dib.2024.110664
17. Raspberry Pi 3 multispectral low-cost sensor for UAV based remote sensing. Case study in south-west Niger / E. Belcore, M. Piras, A. Pezzoli, G. Massazza, M. Rosso // *ISPRS*. 2019. Vol. XLII-2/W13. P. 207–214.
doi: 10.5194/isprs-archives-XLII-2-W13-207-2019
18. Hyperspectral imaging: a review on UAV-based sensors, data processing and applications for agriculture and forestry / T. Adão, J. Hruška, L. Pádua, J. Bessa, E. Peres, R. Morais, J. J. Sousa // *Remote Sens.* 2017. Vol. 9, № 11. Art. № 1110.
doi: 10.3390/rs9111110
19. Review: cost-effective unmanned aerial vehicle (UAV) platform for field plant breeding application / G. Jang, J. Kim, J.-K. Yu, H.-J. Kim, Y.-H. Kim, D.-W. Kim, K.-H. Kim, C. Lee, Y. S. Chung // *Remote Sensing*. 2020. Vol. 12, № 6. Art. № 998.
doi: 10.3390/rs12060998
20. Баранов П. С., Чиркунова А. А. Телевизионная камера видимого и ближнего инфракрасного диапазонов // Изв. вузов. Радиоэлектроника. 2015. Вып. 4. С. 47–56.
21. Овчинников А. В. Многоспектральная камера с последовательным формированием изображений // Журн. радиоэлектроники. 2021. № 5. С. 1–11.
doi: 10.30898/1684-1719.2021.5.6
22. Mazeh F., El Sahili J., Zaraket H. Low-cost NDVI platform for land operation: passive and active // *IEEE Sensors Let.* 2021. Vol. 5, № 10. Art. № 5500804.
doi: 10.1109/LSENS.2021.3112822
23. A multispectral camera development: from the prototype assembly until its use in a UAV system / A. Morales, R. Guerra, P. Horstrand, M. Diaz, A. Jimenez, J. Melian, S. Lopez, J. F. Lopez // *Sensors*. 2020. Vol. 20. Art. № 6129.
doi: 10.3390/s20216129
24. Classification of fish species using multispectral data from a low-cost camera and machine learning / F. Monteiro, V. Bexiga, P. Chaves, J. Godinho, D. Henriques, P. Melo-Pinto, T. Nunes, F. Piedade, N. Pimenta, L. Sustelo, A. M. Fernandes // *Remote Sensing*. 2023. Vol. 15. Art. № 3952.
doi: 10.3390/rs15163952
25. Portable multispectral imaging system based on Raspberry Pi / N. Lopez-Ruiz, F. Granados-Ortega, M. A. Carvajal, A. Martinez-Olmos // *Sensor Review*. 2017. Vol. 37, № 3. P. 322–329.
doi: 10.1108/SR-12-2016-0276
26. Noguera M., Millan B., Andújar J. M. New, low-cost, hand-held multispectral device for in-field fruit-ripening assessment // *Agriculture*. 2023. Vol. 13, № 1. P. 4.
doi: 10.3390/agriculture13010004
27. Wavelength selection of multispectral imaging for oil palm fresh fruit ripeness classification / M. Shiddiq, H. Herman, D. S. Arief, E. Fitra, I. R. Husein, S. A. Ningsih // *Applied Optics*. 2022. Vol. 61, № 17. P. 5289–5298.
doi: 10.1364/AO.450384
28. OmniVision. OV5647 datasheet. Preliminary specification. URL: <https://cdn.sparkfun.com/datasheets/>

- Dev/RaspberryPi/ov5647_full.pdf (дата обращения: 09.06.2025).
29. Goryainov V. S., Buznikov A. A. A study of the influence of copper sulfate on the spectral properties of common buckwheat (*Fagopyrum esculentum*) // J. of Physics: Conf. Ser. 2021. Vol. 2103, № 1. Art. № 012155.
doi: 10.1088/1742-6596/2103/1/012155
30. Sonobe R., Wang Q. Assessing the xanthophyll cycle in natural beech leaves with hyperspectral reflectance // Functional Plant Biology. 2016. Vol. 43, № 5. P. 438–447.
doi: 10.1071/FP15325
31. Assessing Carotenoid Content in Plant Leaves with Reflectance Spectroscopy / A. A. Gitelson, Y. Zur, O. B. Chivkunova, M. N. Merzlyak // Photochem. Photobiol. 2002. Vol. 75, № 3. P. 272–281.
doi: 10.1562/0031-8655(2002)0750272ACCIPL2.0.CO2
32. Sims D. A., Gamon J. A. Relationships between leaf pigment content and spectral reflectance across a wide range of species, leaf structures and developmental stages // Remote Sensing of Environment. 2002. Vol. 81, № 2–3. P. 337–354.
doi: 10.1016/S0034-4257(02)00010-X
33. Strong L. L., Gilmer D. S., Brass J. A. Inventory of Wintering Geese with a Multispectral Scanner // J. of Wildlife Management. 1991. Vol. 55, № 2. P. 250–259.
34. Liu C. C., Chen Y. H., Wen H. L. Supporting the annual international black-faced spoonbill census with a low-cost unmanned aerial vehicle // Ecological Informatics. 2015. Vol. 30. P. 170–178.
doi: 10.1016/j.ecoinf.2015.10.008
35. O'Neill C. J., Roberts J. J., Cozzolino D. Identification of beef cattle categories (cows and calves) and sex based on the near infrared reflectance spectroscopy of their tail hair // Biosystems Engineering. 2017. Vol. 162. P. 140–146.
36. Terletzky P., Ramsey R. D., Neale C. M. U. Spectral characteristics of domestic and wild mammals // GIScience & Remote Sensing. 2012. Vol. 49, № 4. P. 597–608.
doi: 10.2747/1548-1603.49.4.597
37. Trivedi M. M., Wyatt C. L., Anderson D. R. A multispectral approach to remote detection of deer. Photogramm // Eng. Remote Sens. 1982. Vol. 48, № 12. P. 1879–1889.
38. Spotting East African mammals in open savannah from space / Z. Yang, T. Wang, A. K. Skidmore, J. De Leeuw, M. Y. Said, J. Freer // PloS one. 2014. Vol. 9, № 12. P. e115989.
doi: 10.1371/journal.pone.0115989
39. Platonov N. G., Mordvintsev I. N., Rozhnov V. V. The possibility of using high resolution satellite images for detection of marine mammals // Biology Bulletin. 2013. Vol. 40. P. 197–205.
doi: 10.1134/S1062359013020106
40. Whales from space: four mysticete species described using new VHR satellite imagery / H. C. Cubaynes, P. T. Fretwell, C. Bamford, L. Gerrish, J. A. Jackson // Marine Mammal Science. 2019. Vol. 35, № 2. P. 466–491.
doi: 10.1111/mms.12544
41. Satellite imagery can be used to detect variation in abundance of Weddell seals (*Leptonychotes weddellii*) in Erebus Bay, Antarctica / M. A. LaRue, J. J. Rotella, R. A. Garrott, D. B. Siniff, D. G. Ainley, G. E. Stauffer, C. C. Porter, P. J. Morin // Polar Biology. 2011. Vol. 34. P. 1727–1737.
doi: 10.1007/s00300-011-1023-0
42. Applicability of Green-Red Vegetation Index for Remote Sensing of Vegetation Phenology / T. Motohka, K. N. Nasahara, H. Oguma, S. Tsuchida // Remote Sens. 2010. Vol. 2. P. 2369–2387.
doi: 10.3390/rs2102369

Информация об авторах

Горянин Виктор Сергеевич – кандидат технических наук (2019), доцент кафедры фотоники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 40 научных работ. Сфера научных интересов – дистанционное зондирование Земли; спектрофотометрия; поляриметрия; лидары; оптика природных вод.

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

E-mail: vsgoriainov@etu.ru

<https://orcid.org/0000-0003-2864-8717>

Нгу Ндонг Авеle Жак Бернис – магистр по направлению "Квантовая и оптическая электроника" (2024, Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)), аспирант кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор шести научных публикаций. Сфера научных интересов – дистанционное зондирование Земли; спектрофотометрия; лидары; беспилотные летательные аппараты; машинное обучение.

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

E-mail: avelejacques@yahoo.fr

<https://orcid.org/0009-0004-6564-0743>

Мазоя Адам Бенджамин – окончил аспирантуру Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина) по специальности "Оптические и оптико-электронные

приборы и комплексы" (2023), доцент кафедры электроники и телекоммуникаций Университета Додомы (UDOM), Танзания. Автор трех научных публикаций. Сфера научных интересов – дистанционное зондирование Земли; спектрофотометрия; беспилотные летательные аппараты; охраняемые природные территории.
Адрес: Университет Додомы, ул. Бенджамина Мкапы, д. 1, Ийумбу, Додома, 41218, Танзания.
E-mail: mazoya19@gmail.com
<http://orcid.org/0009-0008-8658-1956>

Тарасов Сергей Анатольевич – доктор технических наук (2016), заведующий кафедрой фотоники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 180 научных работ. Сфера научных интересов – агрофотоника; 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@mail.ru
<http://orcid.org/0000-0002-6321-0019>

References

1. Krinov E. L. Spectral Reflectance Properties of Natural Formations. Ottawa, National research council of Canada, 1953, 268 p.
2. Buznikov A. A. Space Spectrophotometry of The Natural Environment from Manned Orbital Stations. J. of Optical Technology. 2015, vol. 82, no. 7, pp. 487–493.
doi: 10.1364/JOT.82.000487
3. Goryainov V. S., Buznikov A. A., Kostikov E. V. Redesigning the Portable RSS Spectrometer. Proc. of Saint Petersburg Electrotechnical University. 2020, no. 2, pp. 5–16. (In Russ.)
4. Raizer V. Optical Remote Sensing of Ocean Hydrodynamics. Boca Raton, CRC Press, 2019, 296 p.
doi: 10.1201/9781351119184
5. Barnett T. L., Juday R. D. Skylab S191 Visible-Infrared Spectrometer. Applied Optics. 1977, vol. 16, no. 4, pp. 967–972.
doi: 10.1364/AO.16.000967
6. Goetz A. F. H., Srivastava V. Mineralogical Mapping in the Cuprite Mining District, Nevada. Proc. of the Airborne Imaging Spectrometer Data Anal. Workshop. Pasadena, Jet Propulsion Laboratory, 1985, pp. 22–31.
7. Goetz A. F. H. Three Decades of Hyperspectral Remote Sensing of the Earth: a Personal View. Remote Sensing of Environment. 2009, vol. 113, pp. S.5–S.16.
doi: 10.1016/j.rse.2007.12.014
8. Vane G., Goetz A. F. H., Wellman J. B. Airborne Imaging Spectrometer: a New Tool for Remote Sensing. IEEE Trans. Geosci. Remote Sens. 1984, vol. GE-22, no. 6, pp. 546–549.
doi: 10.1109/TGRS.1984.6499168
9. Middleton E. M., Campbell P. K. E., Ong L., Landis D. R., Zhang Q., Neigh C. S., Huemmrich K. F., Ungar S. G., Mandl D. J., Frye S. W., Ly V. T., Cappelare P. G., Chien S. A., Franks S., Pollack N. H. Hyperion: the First Global Orbital Spectrometer, Earth Observing-1 (EO-1) Satellite (2000–2017). IEEE Intern. Geoscience and Remote Sensing Symp. (IGARSS), Fort Worth, 23–28 July 2017. IEEE, 2017, pp. 3039–3042.
doi: 10.1109/IGARSS.2017.8127639
10. Qian S.-E. Hyperspectral Satellites, Evolution, and Development History. IEEE J. of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing.
- 2021, vol. 14, pp. 7032–7056.
doi: 10.1109/JSTARS.2021.3090256
11. Benhadj I., Livens S., Esposito M., Vercruyssen N., Van Dijk C., Soukup M., Marchi A. Z., Maresi L. HyperScout-1 Inflight Calibration and Product Validation. Intern. J. of Remote Sensing. 2024, vol. 45, no. 7, pp. 2486–2517.
doi: 10.1080/01431161.2024.2331979
12. Wang J., He Z., Shu R., Xu R., Chen K., Li C. Visible and Near-Infrared Imaging Spectrometer Aboard Chinese Chang'E 3 Spacecraft. Optical Payloads for Space Missions. Chichester, Wiley, 2016, pp. 121–139.
doi: 10.1002/9781118945179.ch5
13. Praks J., Niemelä P., Näsilä A., Kestilä A., Jovanovic N., Riwanto B., Tikka T., Leppinen H., Vainio R., Janhunen P. Miniature Spectral Imager in-Orbit Demonstration Results from Aalto-1 Nanosatellite Mission. IEEE Intern. Geoscience and Remote Sensing Symp., Valencia, 22–27 July 2018. IEEE, 2018, pp. 1986–1989.
doi: 10.1109/IGARSS.2018.8517658
14. Zhao X., Xiao Z., Kang Q., Li Q., Fang L. Overview of the Fourier Transform Hyperspectral Imager (HSI) Boarded on HJ-1A Satellite. IEEE Intern. Geoscience and Remote Sensing Symp., Honolulu, 25–30 July 2010. IEEE, 2010, pp. 4272–4274.
doi: 10.1109/IGARSS.2010.5649250
15. Ngom N. M., Baratoux D., Bolay M., Dessertine A., Saley A. A., Baratoux L., Mbaye M., Faye G., Yao A. K., Kouamé K. J. Artisanal Exploitation of Mineral Resources: Remote Sensing Observations of Environmental Consequences, Social and Ethical Aspects. Surveys in Geophysics. 2023, vol. 44, pp. 225–247.
doi: 10.1007/s10712-022-09740-1
16. Lammoglia S.-K., Akpa Y. L., Danumah J. H., Brou Y. L. A., Kassi J. N. High-Resolution Multispectral and RGB Dataset from UAV Surveys of Ten Cocoa Agroforestry Typologies in Côte d'Ivoire. Data in Brief. 2024, vol. 55, art. no. 110664.
doi: 10.1016/j.dib.2024.110664
17. Belcore E., Piras M., Pezzoli A., Massazza G., Rosso M. Raspberry Pi 3 Multispectral Low-Cost Sensor for UAV Based Remote Sensing. Case Study in South-West Niger. ISPRS, 2019, vol. XLII-2/W13, pp. 207–214.
doi: 10.5194/isprs-archives-XLII-2-W13-207-2019

18. Adão T., Hruška J., Pádua L., Bessa J., Peres E., Morais R., Sousa J. J. Hyperspectral Imaging: A Review on UAV-Based Sensors, Data Processing and Applications for Agriculture and Forestry. *Remote Sens.* 2017, vol. 9, no. 11, art. no. 1110.
doi: 10.3390/rs9111110
19. Jang G., Kim J., Yu J.-K., Kim H.-J., Kim Y.-H., Kim D.-W., Kim K.-H., Lee C., Chung Y. S. Review: Cost-Effective Unmanned Aerial Vehicle (UAV) Platform for Field Plant Breeding Application. *Remote Sensing*. 2020, vol. 12, no. 6, art. no. 998.
doi: 10.3390/rs12060998
20. Baranov P. S., Chirkunova A. A. Television Camera of the Visible and Near-Infrared Ranges. *J. of the Russian Universities. Radioelectronics*. 2015, vol. 4, pp. 47–56. (In Russ.)
21. Ovchinnikov A. V. Multispectral Camera with Sequential Formation of Images. *J. of Radioelectronics*. 2021, no. 5, pp. 1–11. (In Russ.)
doi: 10.30898/1684-1719.2021.5.6
22. Mazeh F., El Sahili J., Zaraket H. Low-Cost NDVI Platform for Land Operation: Passive and Active. *IEEE Sensors Lett.* 2021, vol. 5, no. 10, art. no. 5500804.
doi: 10.1109/LSENS.2021.3112822
23. Morales A., Guerra R., Horstrand P., Diaz M., Jimenez A., Melian J., Lopez S., Lopez J. F. A Multispectral Camera Development: From the Prototype Assembly until Its Use in a UAV System. *Sensors*. 2020, vol. 20, art. no. 6129.
doi: 10.3390/s20216129
24. Monteiro F., Bexiga V., Chaves P., Godinho J., Henriques D., Melo-Pinto P., Nunes T., Piedade F., Pimenta N., Sustelo L., Fernandes A. M. Classification of Fish Species Using Multispectral Data from a Low-Cost Camera and Machine Learning. *Remote Sensing*. 2023, vol. 15, art. no. 3952.
doi: 10.3390/rs15163952
25. Lopez-Ruiz N., Granados-Ortega F., Carvajal M. A., Martinez-Olmos A. Portable Multispectral Imaging System Based on Raspberry Pi. *Sensor Review*. 2017, vol. 37, no. 3, pp. 322–329.
doi: 10.1108/SR-12-2016-0276
26. Noguera M., Millan B., Andújar J. M. New, Low-Cost, Hand-Held Multispectral Device for In-Field Fruit-Ripening Assessment. *Agriculture*. 2023, vol. 13, no. 1, p. 4.
doi: 10.3390/agriculture13010004
27. Shiddiq M., Herman H., Arief D. S., Fitra E., Husein I. R., Ningsih S. A. Wavelength Selection of Multispectral Imaging for Oil Palm Fresh Fruit Ripeness Classification. *Applied Optics*. 2022, vol. 61, no. 17, pp. 5289–5298.
doi: 10.1364/AO.450384
28. OmniVision. OV5647 datasheet. Preliminary specification. Available at: https://cdn.sparkfun.com/datasheets/Dev/RaspberryPi/ov5647_full.pdf (accessed: 09.06.2025).
29. Goryainov V. S., Buznikov A. A. A Study of the Influence of Copper Sulfate on the Spectral Properties of Common Buckwheat (*Fagopyrum Esculentum*). *J. of Physics: Conf. Ser.* 2021, vol. 2103, no. 1, art. no. 012155.
doi: 10.1088/1742-6596/2103/1/012155
30. Sonobe R., Wang Q. Assessing the Xanthophyll Cycle in Natural Beech Leaves with Hyperspectral Reflectance. *Functional Plant Biology*. 2016, vol. 43, no. 5, pp. 438–447.
doi: 10.1071/FP15325
31. Gitelson A. A., Zur Y., Chivkunova O. B., Merzlyak M. N. Assessing Carotenoid Content in Plant Leaves with Reflectance Spectroscopy. *Photochem. Photobiol.* 2002, vol. 75, no. 3, pp. 272–281.
doi: 10.1562/0031-8655(2002)0750272ACCIPL2.0.CO2
32. Sims D. A., Gamon J. A. Relationships Between Leaf Pigment Content and Spectral Reflectance Across a Wide Range of Species, Leaf Structures and Developmental Stages. *Remote Sensing of Environment*. 2002, vol. 81, no. 2–3, pp. 337–354.
doi: 10.1016/S0034-4257(02)00010-X
33. Strong L. L., Gilmer D. S., Brass J. A. Inventory of Wintering Geese with a Multispectral Scanner. *J. of Wildlife Management*. 1991, vol. 55, no. 2, pp. 250–259.
34. Liu C. C., Chen Y. H., Wen H. L. Supporting the Annual International Black-Faced Spoonbill Census with a Low-Cost Unmanned Aerial Vehicle. *Ecological Informatics*. 2015, vol. 30, pp. 170–178.
doi: 10.1016/j.ecoinf.2015.10.008
35. O'Neill C. J., Roberts J. J., Cozzolino D. Identification of Beef Cattle Categories (Cows and Calves) and Sex Based on the Near Infrared Reflectance Spectroscopy of Their Tail Hair. *Biosystems Engineering*. 2017, vol. 162, pp. 140–146.
doi: 10.1016/j.biosystemseng.2017.07.007
36. Terletzky P., Ramsey R. D., Neale C. M. U. Spectral Characteristics of Domestic and Wild Mammals. *GIScience & Remote Sensing*. 2012, vol. 49, no. 4, pp. 597–608.
doi: 10.2747/1548-1603.49.4.597
37. Trivedi M. M., Wyatt C. L., Anderson D. R. A Multispectral Approach to Remote Detection of Deer. *Photogramm. Eng. Remote Sens.* 1982, vol. 48, no. 12, pp. 1879–1889.
38. Yang Z., Wang T., Skidmore A. K., De Leeuw J., Said M. Y., Freer J. Spotting East African Mammals in Open Savannah from Space. *PloS One*. 2014, vol. 9, no. 12, p. e115989.
doi: 10.1371/journal.pone.0115989
39. Platonov N. G., Mordvintsev I. N., Rozhnov V. V. The Possibility of Using High Resolution Satellite Images for Detection of Marine Mammals. *Biology Bulletin*. 2013, vol. 40, pp. 197–205.
doi: 10.1134/S1062359013020106
40. Cubaynes H. C., Fretwell P. T., Bamford C., Gerish L., Jackson J. A. Whales from Space: Four Mysticete Species Described Using New VHR Satellite Imagery. *Marine Mammal Science*. 2019, vol. 35, no. 2, pp. 466–491.
doi: 10.1111/mms.12544
41. LaRue M. A., Rotella J. J., Garrott R. A., Simiff D. B., Ainley D. G., Stauffer G. E., Porter C. C., Morin P. J. Satellite Imagery Can Be Used to Detect Variation in Abundance of Seabirds. *Biological Conservation*. 2019, vol. 234, pp. 108–115.
doi: 10.1016/j.biocon.2019.01.016

dance of Weddell Seals (*Leptonychotes weddellii*) in Erebus Bay, Antarctica. *Polar Biology*. 2011, vol. 34, pp. 1727–1737.
doi: 10.1007/s00300-011-1023-0

42. Motohka T., Nasahara K. N., Oguma H., Tsuchida S. Applicability of Green-Red Vegetation Index for Remote Sensing of Vegetation Phenology. *Remote Sens.* 2010, vol. 2, pp. 2369–2387.
doi: 10.3390/rs2102369

Information about the authors

Viktor S. Goryainov, Cand. Sci. (Eng.) (2019), Associate Professor of the Department of Photonics of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of more than 40 scientific publications. Area of expertise: remote sensing of the Earth; spectrophotometry; polarimetry; lidars; optics of natural waters.
Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia
E-mail: vsgoriainov@etu.ru
<https://orcid.org/0000-0003-2864-8717>

Jacques B. Ngoua Avelé, Master in quantum and optical electronics (2019, Saint Petersburg Electrotechnical University), Postgraduate student of the Department of Radiotechnical Systems of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 6 scientific publications. Area of expertise: remote sensing of the Earth; spectrophotometry; lidars; unmanned aerial vehicles; machine learning.
Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia
E-mail: avelejacques@yahoo.fr
<https://orcid.org/0009-0004-6564-0743>

Adam B. Mazoya, Postgraduate studies in optical and optoelectronic devices and complexes in Saint Petersburg Electrotechnical University (2023), Associate Professor of the Department of Electronics and Telecommunications of University of Dodoma (UDOM), Tanzania. The author of 3 scientific publications. Area of expertise: remote sensing of the Earth; spectrophotometry; unmanned aerial vehicles; protected areas.
Address: University of Dodoma, Benjamin Mkapa rd., 1, Iyumbu, Dodoma 41218, Tanzania
E-mail: mazoya19@gmail.com
<http://orcid.org/0009-0008-8658-1956>

Sergey A. Tarasov, Dr Sci. (Eng.) (2016), Head of the Department of Photonics of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of more than 180 scientific publications. Area of expertise: agrophotonics; solar energy; physics and optics of semiconductors; light-emitting and photosensitive materials.
Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia
E-mail: satarasov@mail.ru
<http://orcid.org/0000-0002-6321-0019>

Электроника СВЧ

УДК 621.3.049.77:621.375.4

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2025-28-5-83-93>

Научная статья

Монолитные интегральные схемы широкополосных усилителей мощности Ка-диапазона на основе GaAs рНEMT

А. С. Ефимов[✉], А. М. Емельянов, Е. А. Кривоногова, С. Д. Зинкин, А. В. Груша

АО «НПП "Исток" им. Шокина», Фрязино, Россия

[✉] asefimov@istokmw.ru

Аннотация

Введение. Монолитные интегральные схемы (МИС) усилителей мощности Ка-диапазона – неотъемлемая составляющая множества систем радиоэлектронной аппаратуры. Сфера применения включает радиолокацию, 5G-связь, измерительное оборудование. Разработка МИС усилителей Ка-диапазона и повышение их электрических характеристик является актуальной задачей.

Цель работы. Разработка двух типов МИС широкополосных усилителей мощности Ка-диапазона на основе технологического процесса GaAs рНEMT с длиной затвора 0.13 мкм.

Материалы и методы. В качестве базовой ячейки построения усилителей выбран транзистор 8 × 50 мкм. Первый тип усилителя включает 3 каскада, общая периферия затвора выходного каскада составляет 0.8 мм. Второй тип усилителя реализован в виде параллельного включения усилителя первого типа, реализуя синфазное деление и суммирование мощности по входу и выходу соответственно. Два типа МИС спроектированы на базе реализованного в АО «НПП "Исток" им. Шокина» технологического процесса GaAs рНEMT с длиной затвора 0.13 мкм. Проведены зондовые измерения S-параметров и выходной мощности как на уровне пластины, так и МИС в сборке. Режим питания непрерывный.

Результаты. Выходная мощность насыщения МИС первого типа превышает 25.5 дБм при КПД более 19 % в диапазоне частот 26...38 ГГц, а МИС второго типа – более 28.4 дБм. Коэффициент усиления превышает 17.5 и 17 дБ для МИС усилителя первого и второго типов соответственно.

Заключение. Изложены результаты разработки двух типов монолитных интегральных схем широкополосных усилителей мощности Ка-диапазона частот. Схемы реализованы на базе технологического процесса GaAs рНEMT с длиной затвора 0.13 мкм. Представленные МИС по совокупности выходных параметров обеспечивают мировой уровень достижений в разработке МИС усилителей Ка-диапазона.

Ключевые слова: монолитная интегральная схема, GaAs, рНEMT, миллиметровый диапазон длин волн, Ка-диапазон, усилитель мощности

Для цитирования: Монолитные интегральные схемы широкополосных усилителей мощности Ка-диапазона на основе GaAs рНEMT / А. С. Ефимов, А. М. Емельянов, Е. А. Кривоногова, С. Д. Зинкин, А. В. Груша // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2025. Т. 28, № 5. С. 83–93.

doi: [10.32603/1993-8985-2025-28-5-83-93](https://doi.org/10.32603/1993-8985-2025-28-5-83-93)

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 25.03.2025; принята к публикации после рецензирования 25.07.2025; опубликована онлайн 28.11.2025



Ka-band GaAs pHEMT Wideband Power Amplifier MMICs

Alexander S. Efimov[✉], Artem M. Emelianov,
Evgeniya A. Krivonogova, Sergey D. Zinkin, Alexander V. Grusha

JSC «RPC "Istok" n. a. Shokin», Fryazino, Russia

[✉] asefimov@istokmw.ru

Abstract

Introduction. Ka-band power amplifier MMICs are essential components of many electronic systems. Their application area covers radar, 5G communication, and test equipment. The design of a reliable power amplifier with high-performance characteristics is a challenging task.

Aim. Design of two types millimeter-wave wideband power amplifier (PA) MMICs by using 0.13 μm GaAs pseudomorphic high-electron mobility transistor (pHEMT) technology process.

Materials and methods. A cell unit measuring 8 × 50 μm was used in the design of both amplifiers. The first PA MMIC included three stages, with the overall gate periphery of the third stage being 0.8 mm. The second PA MMIC was realized as a parallel combining of the first PA structure, using Wilkinson combiners. The two types of MMICs were fabricated through 0.13 μm GaAs pHEMT technology, realized at the Istok NPP. RF testing was carried out both on wafer and in assembly to measure S parameters and power characteristics under CW test conditions and different ambient temperature.

Results. The first PA MMIC demonstrates a saturated output power of more than 25.5 dBm with an associated PAE above 19 % in the 26...38 GHz frequency band. The saturated output power of the second PA MMIC exceeds 28.4 dBm with more than 19 % PAE over the 26...38 GHz band. The circuits show a gain of 17.5 and 17 dB for the first and second PA MMICs, respectively.

Conclusion. Two types of millimeter-wave wideband PA MMICs were fabricated using 0.13 μm GaAs pHEMT technology. The designed PA MMICs represent devices with a wideband small-signal and power performance, which makes them suitable for wideband wireless communication, radar, and test equipment applications.

Keywords: MMIC, GaAs, pHEMT, millimeter wave, Ka-band, power amplifier

For citation: Efimov A. S., Emelianov A. M., Krivonogova E. A., Zinkin S. D., Grusha A. V. Ka-band GaAs pHEMT Wideband Power Amplifier MMICs. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2025, vol. 28, no. 5, pp. 83–93.

doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-5-83-93

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

Submitted 25.03.2025; accepted 25.07.2025; published online 28.11.2025

Введение. Монолитные интегральные схемы (МИС) усилителей мощности Ка-диапазона – неотъемлемая составляющая множества систем радиоэлектронной аппаратуры. Сфера применения включает радиолокацию, 5G-связь, измерительное оборудование. Такие параметры МИС усилителей, как выходная мощность, диапазон рабочих частот и коэффициент полезного действия (КПД), оказывают решающее влияние на целый ряд характеристик радиоэлектронных модулей.

На текущий момент для освоения и улучшения параметров МИС в миллиметровом диапазоне длин волн активно развиваются техно-

логии широкозонных полупроводников, ведется разработка схем на их основе. Несмотря на то, что основной фокус внимания направлен на развитие схем на основе GaN-технологий, МИС-усилители на GaAs и InP являются неотъемлемой частью современной и перспективной электронной компонентной базы миллиметрового диапазона из-за линейности выходного сигнала и используемых уровней питания напряжений [1]. Имеется ряд публикаций, показывающих актуальность повышения электрических характеристик усилителей и демонстрирующих современный уровень разработки GaAs МИС усилителей Ка-диапазона [2–5].

В данной статье описаны результаты проектирования МИС СВЧ двух типов усилителей Ка-диапазона. В качестве активных элементов применены GaAs полевые транзисторы с затвором Шотки на основе псевдоморфных гетероструктур с каналом InGaAs (GaAs рHEMT) и длиной затвора 0.13 мкм. Усилитель выполнен на подложке GaAs толщиной 100 мкм. Технологический процесс изготовления разработанных МИС СВЧ реализован в АО «НПП "Исток" им. Шокина». Представлены конструкция, технология изготовления, результаты измерений и сравнение со схемами ведущих зарубежных компаний.

Технология МИС СВЧ и базовая ячейка транзистора. Представленные результаты разработки МИС СВЧ широкополосных усилителей мощности Ка-диапазона частот получены на базе технологического процесса GaAs рHEMT с длиной затвора 0.13 мкм, реализованного в АО «НПП "Исток" им. Шокина», обеспечивающего создание двух уровней металлизации, воздушных мостов, двух типов конденсаторов (50 и 400 пФ/мм²), тонкопленочных металлических резисторов (40 Ом/□), мезарезисторов (100 Ом/□) и сквозных металлизированных отверстий. Толщина диэлектрической подложки GaAs – 100 мкм. Типичные низкочастотные характеристики транзистора, реализованного по данному процессу, следующие: ток насыщения – 0.6 А/мм, крутизна – 520 мСм/мм, напряжение отсечки – –1 В. Пробивное напряжение сток-исток более 10 В. Высокочастотные характеристики транзистора с размерами 4 × 50 мкм, полученные методом Load Pull на частотах 12 и 36 ГГц, представлены в табл. 1. Выход-

Табл. 1. Мощностные характеристики транзистора 4 × 50 мкм GaAs рHEMT

Tab. 1. Power performance of 4 × 50 μm GaAs pHEMT

Параметр	12 ГГц	36 ГГц
Выходная мощность, Вт	0.12	0.1
Удельная выходная мощность, Вт/мм	0.6	0.5
КПД, %	53	32
Операционное усиление, дБ	15.7	6.8
Напряжение сток-исток, В	4.5	4.5
Ток покоя, мА/мм	160	160

ная мощность на 36 ГГц составляет 0.5 Вт/мм при операционном коэффициенте усиления по мощности 6.8 дБ, напряжение питания сток-исток – 4.5 В.

В описываемой работе базовой ячейкой является транзистор с общей шириной затвора 400 мкм, состоящий из 8 затворных пальцев по 50 мкм длиной каждый. Внутренние "островки" истока соединены с внешними заземляющими электродами посредством воздушных мостов. Фотографии транзисторов 4 × 50 мкм и 8 × 50 мкм представлены на рис. 1.

Проектирование МИС СВЧ. Цель описываемой работы – создать ряд МИС широкополосных усилителей мощности Ка-диапазона. Разработка проводилась с применением масштабируемой малосигнальной модели [6] и тестовой нелинейной модели транзистора с учетом результатов измерений базовой ячейки методом Load Pull.

Разрабатывались 2 типа МИС СВЧ: первый – с выходной мощностью более 300 мВт, а второй – более 500 мВт. В связи с заданными целявыми уровнями мощности первый тип усилителя выбран за "основной", параллельное суммирование которых обеспечит выходную мощность второй МИС СВЧ. На основе данных

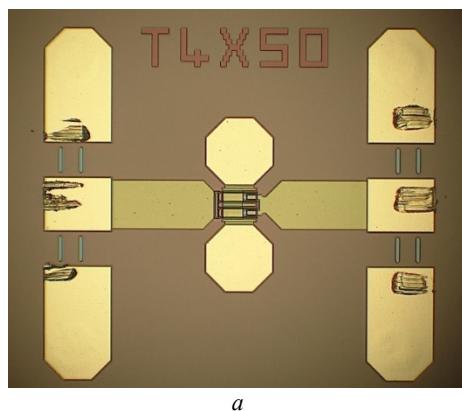
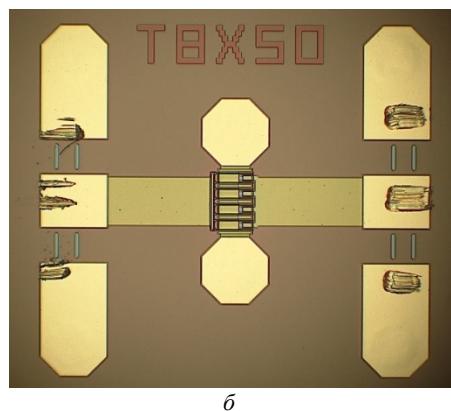


Рис. 1. Фотографии тестовых транзисторов 4 × 50 мкм (а) и 8 × 50 мкм (б) с подводящими микрополосковыми линиями и зондами СВЧ

Fig. 1. Photographs of 4 × 50 μm (a) and 8 × 50 μm (b) test cells with microstrip lines and G-S-G pads



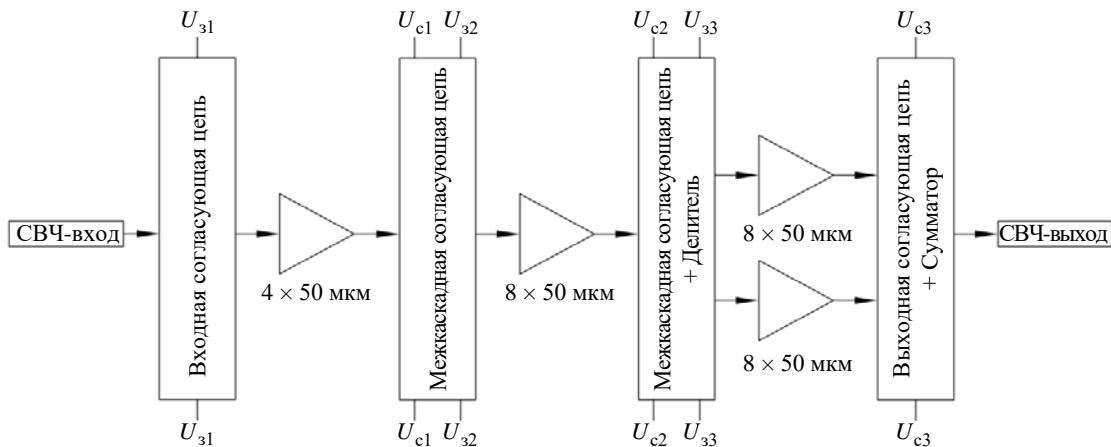


Рис. 2. Структурная схема МИС СВЧ первого типа

Fig. 2. Block-scheme of the first PA MMIC

выходных характеристик транзисторов, полученных как при моделировании предварительной нелинейной модели, так и при измерениях методом Load Pull, составлен баланс мощности. Структурная схема первой МИС СВЧ (рис. 2) включает 3 усилительных каскада. Общая периферия затвора выходного каскада составляет 800 мкм ($2 \times 8 \times 50 \text{ мкм}$), предварительного – 400 мкм ($8 \times 50 \text{ мкм}$), входного – 200 мкм ($4 \times 50 \text{ мкм}$).

Соответствующее соотношение общей периферии каскадов выбрано на основе требуемой выходной мощности, потребляемой мощности, коэффициента усиления, с учетом потерь в межкаскадных согласующих цепях, а также для минимизации вариации типоразмеров ячеек транзисторов с целью упрощения контроля разработки нелинейной модели pHEMT 0.13 мкм транзистора.

Выходной каскад включает цепи подачи питания, состоящие из четвертьвольновых отрезков линий с блокировочными конденсаторами, повышающей Г-образной согласующей цепи, сумматора, объединяющего выходную мощность с двух транзисторов, и развязывающего конденсатора. Проектирование топологии выходной согласующей цепи было нацелено на достижение идентичной нагрузки двух транзисторов.

Предварительный каскад усиления включает цепи подачи питания по стоку и смещения по затвору, развязывающие конденсаторы, трансформирующие-согласующие цепи. Во второй межкаскадной цепи присутствует делитель мощности. Трансформирующие-согласующие цепи служат для согласования входов и вы-

ходов транзисторов между собой, корректировки требуемой амплитудно-частотной характеристики, обеспечения безусловной стабильности усилителя. Особое внимание при проектировании широкополосных усилителей стоит уделить подавлению высокого усиления на низких частотах для повышения стабильности схемы. Перед каждым транзистором в затворной цепи применена RC -цепь, которая существенно снижает усиление каскада на низких частотах, что повышает устойчивость усилителя.

Входной каскад состоит из цепи подачи смещения по затвору первого каскада, трансформирующей-согласующей цепи, аттенюатора 2 дБ и развязывающего конденсатора. Аттенюатор необходим для обеспечения требуемого уровня согласования в полосе частот 24...38 ГГц.

В мощных усилителях применяются каскады из четного числа параллельно включенных транзисторов. Каждый транзистор имеет отличия в электрических характеристиках в связи с технологическим разбросом изготовления. Асимметрия электрических характеристик создает условия для возникновения возбуждения нечетной моды из-за разного уровня напряжений СВЧ-сигнала на электродах транзисторов. Для снижения риска возбуждения нечетной моды в цепи с параллельно включенными транзисторами необходимы резисторы. На практике данные резисторы снижают асимметрию между параллельными путями усиления, повышая стабильность и выходную мощность [7, 8]. В выходной каскад представленного усилителя (между двумя транзисторами) включены резисторы 15 Ом в затворную цепь и 20 Ом в стоковую.

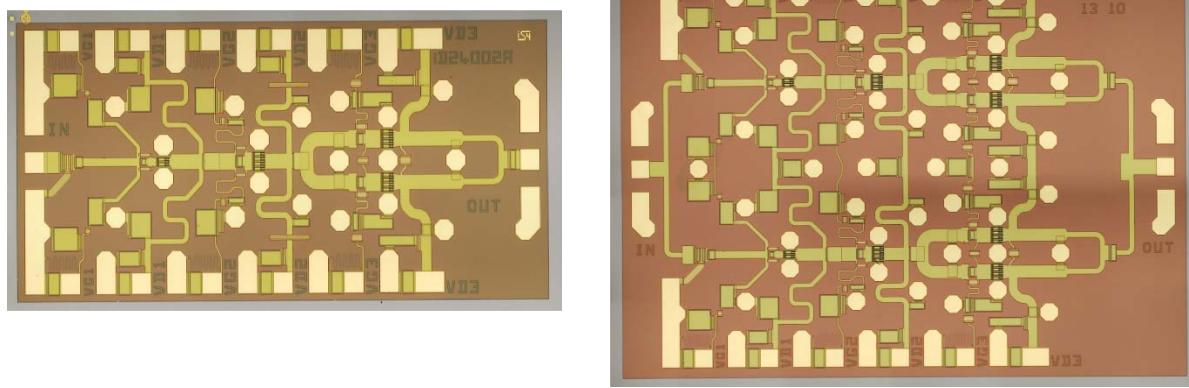


Рис. 3. Фотографии МИС усилителей Ка-диапазона: *а* – первого; *б* – второго типов
 Fig. 3. Photographs of Ka-band power amplifier MMICs: *a* – first MMIC; *b* – second MMIC

Второй тип усилителя реализован в виде параллельного включения двух усилителей первого типа, реализуя синфазное деление и суммирование мощности по входу и выходу соответственно.

Вход и выход МИС усилителей согласованы на нагрузку 50 Ом. Контактные площадки питания расположены симметрично по обе стороны кристалла. Фотографии изготовленных МИС усилителей представлены на рис. 3. Габаритные размеры МИС первого типа – 2.8 × 1.4 мм, второго – 3.2 × 2.4 мм.

Результаты измерений. Измерения параметров изготовленных МИС усилителей проводились на пластине сплошным контролем. После резки пластины отдельно отобранные кристаллы измерены в сборке с вспомогательными кристаллами подачи питания. Конструкция сборки аналогична мозаичной гибридно-монолитной интегральной схеме СВЧ [9], что обеспечивает близкое расположение к МИС СВЧ блокировочных конденсаторов номиналом более 100 пФ (в данном случае конденсатор по цепи стока номиналом более 400 пФ, по цепи затвора – более 1000 пФ). К каждому каскаду подведена отдельная цепь делителя напряжения для подачи напряжения смещения. Все измерения проведены с применением многопиновых низкочастотных зондов и СВЧ-зондов конфигураций G-S-G. Режим питания при измерении электрических параметров – непрерывный. Типовой рабочий режим усилителей составляет 4.5 В, 330 и 660 мА для МИС первого и второго типов соответственно.

Результаты измерений S-параметров МИС

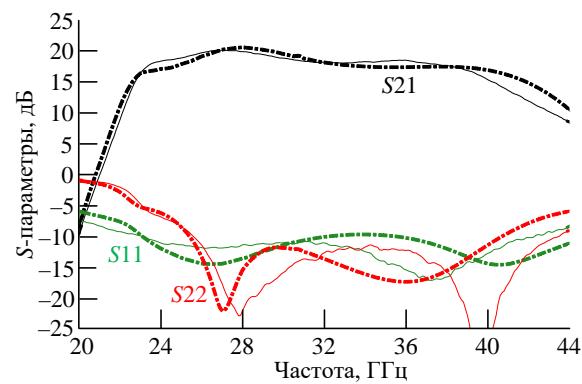


Рис. 4. Графики зависимостей малосигнальных параметров МИС первого типа от частоты. Непрерывные линии – измерения; штрихпунктирные линии – расчет

Fig. 4. Small-signal performance of the first PA MMIC. Solid lines – measurements; dashed lines – simulation

первого типа представлены на рис. 4, МИС второго типа – на рис. 5.

При комнатной температуре коэффициент усиления МИС первого типа превышает 17.5 дБ в диапазоне частот 26...38 ГГц, коэффициент стоячей волны по напряжению (КСВН) входа и выхода менее 2. МИС второго типа обеспечивает коэффициент усиления более 17 дБ в диапазоне частот 24...38 ГГц при КСВН входа и выхода менее 2. Частотная зависимость коэффициента усиления показана при трех значениях температуры окружающей среды: 22, 85 и -60 °C. Отклонение значений коэффициента усиления от значений при комнатной температуре составляет 1.5 дБ при -60 °C и -1.5 дБ при 85 °C для МИС первого типа (рис. 6), а для МИС второго типа – 1.8 и -1.6 дБ соответственно (рис. 7). Таким образом,

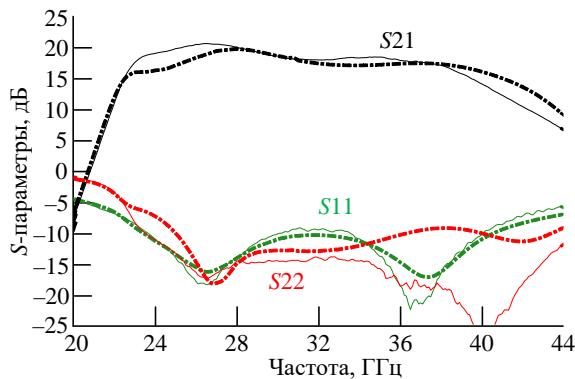


Рис. 5. Графики зависимостей малосигнальных параметров МИС второго типа от частоты. Непрерывные линии – измерения; штрихпунктирные линии – расчет

Fig. 5. Small-signal performance of the second PA MMIC. Solid lines – measurements; dashed lines – simulation

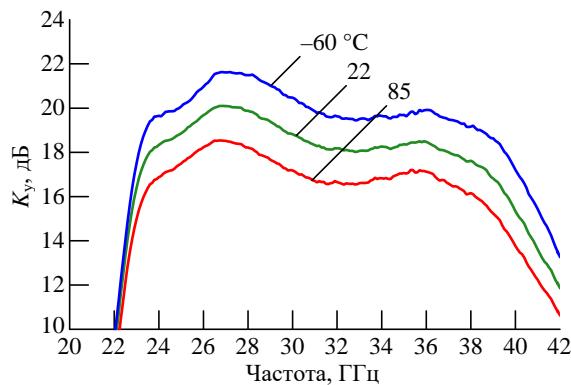


Рис. 6. Графики зависимостей коэффициента усиления МИС первого типа от частоты при разных температурах окружающей среды

Fig. 6. Small-signal gain temperature dependence of the first PA MMIC

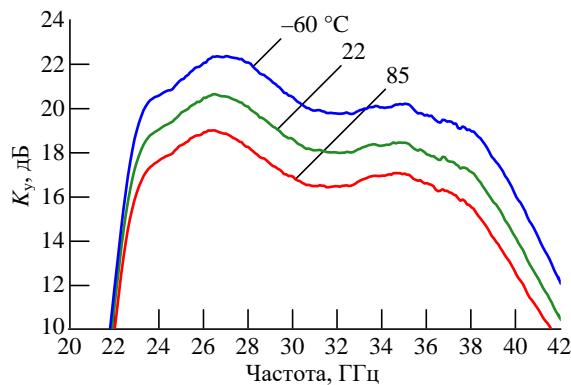


Рис. 7. Графики зависимостей коэффициента усиления МИС второго типа от частоты при разных температурах окружающей среды

Fig. 7. Small-signal gain temperature dependence of the second PA MMIC

изменение коэффициента усиления в зависимости от температуры составляет ориентировочно 0.025 дБ на 1 °C для МИС первого и второго типов. Сравнение измеренных зависимостей

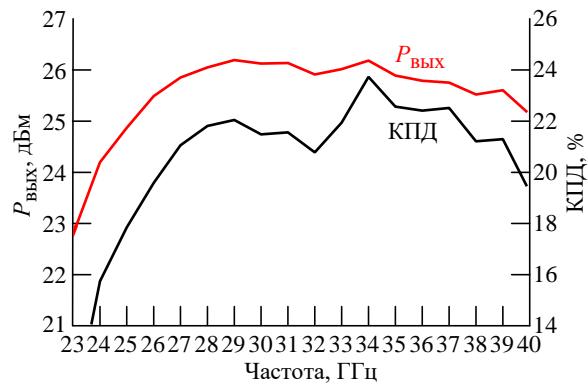


Рис. 8. Графики зависимостей выходной мощности и КПД от частоты МИС первого типа

Fig. 8. Output power and PAE of the first PA MMIC

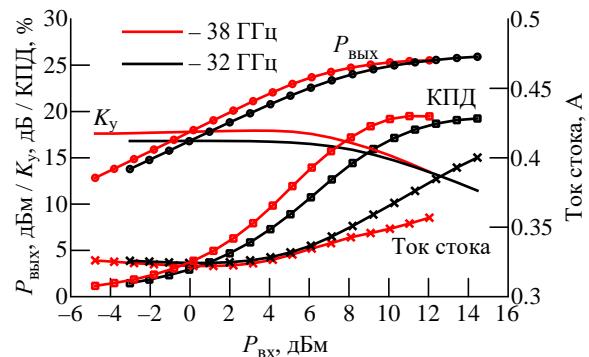


Рис. 9. Графики зависимостей выходной мощности, КПД, K_y и тока стока от входной мощности МИС первого типа

Fig. 9. Output power, PAE, gain and drain current versus input power for the first PA MMIC

малосигнальных параметров МИС первого и второго типов с расчетными данными свидетельствует о снижении верхней границы диапазона частот усиления на 2 ГГц.

Частотные зависимости выходной мощности и КПД в диапазоне частот 23...40 ГГц МИС первого типа представлены на рис. 8, МИС второго типа – на рис. 10. Уровень входной мощности составляет 12 и 15 дБм для МИС первого и второго типов соответственно. Импеданс нагрузки 50 Ом. На рис. 9 представлены зависимости выходной мощности, КПД, коэффициента усиления и тока потребления от входной мощности на частотах 32 ГГц (черная линия) и 38 ГГц (красная линия) для МИС первого типа, на рис. 11 – для МИС второго типа.

Выходная мощность насыщения МИС первого типа превышает 25.5 дБм при КПД выше 19 % в диапазоне частот 26...38 ГГц. В том же диапазоне МИС второго типа обеспечивает выходную мощность насыщения более 28.4 дБм, а КПД превышает 19 %. В диапазоне частот

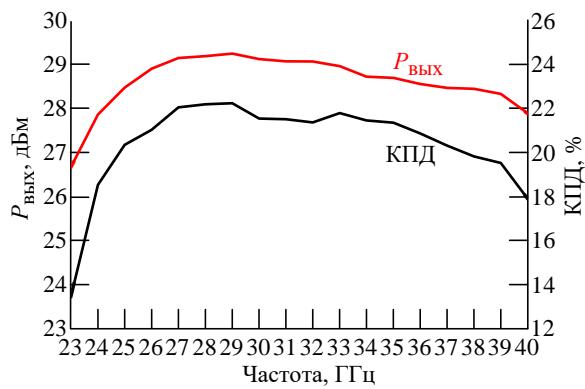


Рис. 10. Графики зависимостей выходной мощности и КПД от частоты МИС второго типа

Fig. 10. Output power and PAE of the second PA MMIC

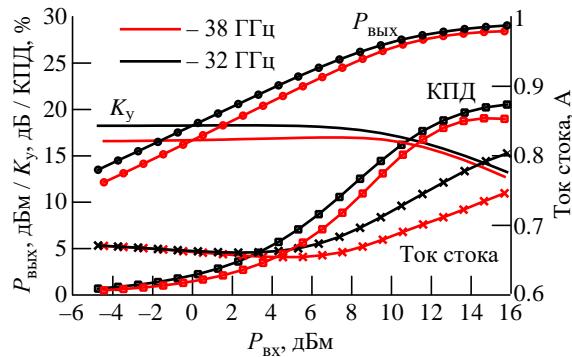


Рис. 11. Графики зависимостей выходной мощности, КПД, K_y и тока стока от входной мощности МИС второго типа

Fig. 11. Output power, PAE, gain and drain current versus input power for the second PA MMIC

24...40 ГГц выходная мощность насыщения МИС первого типа превышает 24 дБм, а МИС второго типа 27.5 дБм, полностью перекрывая Ка-диапазон частот. Характеристики двух усилителей в компрессии плавные, без признаков нестабильности и генерации нечетной моды.

Проведены измерения выходных характеристик усилителей в зависимости от импеданса нагрузки в радиусе КСВН нагрузки равного 2 для импеданса 50 Ом при уровне входной мощности 12 дБм для МИС первого типа и 15 дБм для МИС второго типа. Контуры выходной мощности в зависимости от импеданса нагрузки представлены на рис. 12 для МИС первого типа и на рис. 13 для МИС второго типа.

Максимумы выходной мощности для МИС первого типа на частотах от 26 до 40 ГГц лежат в радиусе КСВН нагрузки равного 2, а предельный уровень выходной мощности превышает 25.8 дБм в диапазоне частот 24...40 ГГц, достигая 26.4 дБм на частотах 26...29 ГГц. Оптимальный импеданс нагрузки МИС второго типа в диапазоне 26...40 ГГц лежит в радиусе КСВН нагрузки равного 2, а максимальная выходная мощность превышает 28.3 дБм в диапазоне 24...40 ГГц, достигая 29.3 дБм на частотах 26...29 ГГц.

В табл. 2 приведены параметры современных МИС усилителей мощности Ка-диапазона частот с уровнем выходной мощности, близким к разработанным МИС. Разработанные МИС широкополосных усилителей обеспечивают мировой уровень достижений по созданию МИС усилителей Ка-диапазона.

Заключение. Представлены результаты разработки двух МИС широкополосных усилителей мощности Ка-диапазона, изготовленных по технологическому процессу 0.13 мкм GaAs pHEMT, реализованному в АО «НПП "Исток" им. Шокина». МИС первого типа обеспечивает

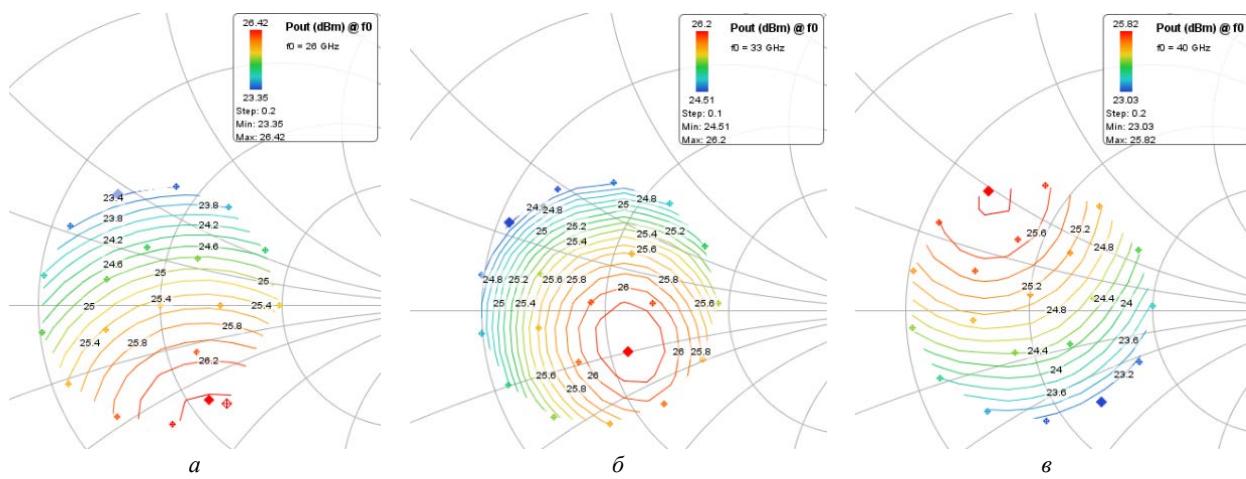


Рис. 12. Контуры выходной мощности МИС первого типа в зависимости от импеданса нагрузки на частотах: *а* – 26 ГГц; *б* – 33 ГГц; *в* – 40 ГГц

Fig. 12. Load-pull power contours for the first PA MMIC at: *a* – 26 GHz; *b* – 33 GHz; *c* – 40 GHz

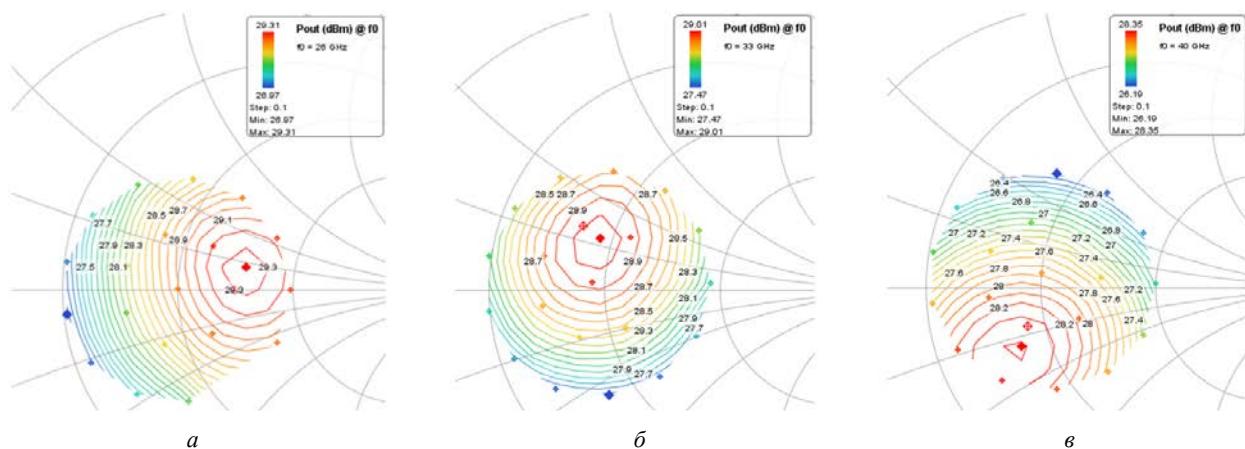


Рис. 13. Контуры выходной мощности МИС второго типа в зависимости от импеданса нагрузки на частотах:
 а – 26 ГГц; б – 33 ГГц; в – 40 ГГц

Fig.13. Load-pull power contours for the second PA MMIC at: а – 26 GHz; б – 33 GHz; в – 40 GHz

Табл. 2. Основные параметры разработанных, ранее опубликованных и выпускаемых МИС усилителей Ка-диапазона
 Tab. 2. Summary of Ka-band power amplifiers MMICs benchmarks

Диапазон частот, ГГц	$P_{\text{вых}}$, дБм	K_y , дБ	КПД, %	Ток стока, А	Напряжение стока, В	Технология реализации	Габаритные размеры, мм	Ссылка
26...38	>25.5	>17.5	>19	<0.4	4.5	0.13 GaAs pHEMT	2.8 × 1.4	Данная статья
26...38	>28.4	>17	>19	<0.8	4.5	0.13 GaAs pHEMT	3.2 × 2.4	Данная статья
19...32	>24	>13	>26	<0.25	5	0.15 GaAs pHEMT	2 × 1	[2]
26...34	>22	>13	>30	<0.13	6	0.15 GaAs pHEMT	2.1 × 1.4	[3]
26...31	>27	>13	>22	<0.35	12	0.15 GaAs pHEMT	1.6 × 1.3	[4]
24...38	>23.5	>15	>21	<0.25	5	0.15 GaAs pHEMT	2 × 1	[5]
24...32	>28.5	>15	>27	<0.5	5	0.15 GaAs pHEMT	2.4 × 1.1	[5]
26...38	>27	>25	>16	<0.8	5	0.15 GaAs pHEMT	2.74 × 1.49	[10]
28...38	>26.5	>23	>12	<0.17	20	0.15 GaN on SiC	1.65 × 0.67	[11]
27...31	>27	>25	>18	<0.5	5.5	GaAs pHEMT	2.18 × 1.0	[12]
20...42	>28	>14	>8	<1.2	5	GaAs pHEMT	2.75 × 1.8	[13]
26...30	>28	>17	>13	<1	6	0.25 GaAs pHEMT	3.5 × 2.5	[14, 15]

коэффициент усиления более 17.5 дБ в диапазоне частот 26...38 ГГц, выходная мощность превышает 25.5 дБм при КПД выше 19 %. МИС второго типа в диапазоне частот 26...38 ГГц имеет коэффициент усиления более 17 дБ, выходная мощность более 28.4 при КПД

выше 19 %. Достигнутые характеристики усилителей позволяют применять разработанные МИС СВЧ в измерительном оборудовании, современных и перспективных широкополосных системах связи и радиолокации миллиметрового диапазона длин волн.

Авторский вклад

Ефимов Александр Сергеевич – разработка МИС усилителей мощности; анализ и обсуждение результатов.
Емельянов Артем Михайлович – измерения МИС усилителей мощности; анализ и обсуждение результатов.
Кривоногова Евгения Александровна – технологическое сопровождение изготовления МИС усилителей мощности; анализ и обсуждение результатов.
Зинкин Сергей Дмитриевич – технологическое сопровождение изготовления МИС усилителей мощности; анализ и обсуждение результатов.
Груша Александр Васильевич – анализ и обсуждение результатов.

Author's contribution

Alexander S. Efimov, PA MMICs design; analysis and discussion of the results.

Artem M. Emelianov, measurements of the MMIC PAs; analysis and discussion of the results.

Evgeniya A. Krivonogova, manufacturing process technology support, analysis and discussion of the results.

Sergey D. Zinkin, manufacturing process technology support; analysis and discussion of the results.
Alexander V. Grusha, analysis and discussion of the results.

Список литературы

1. A Review of Technologies and Design Techniques of Millimeter-Wave Power Amplifiers / V. Camarchia, R. Quaglia, A. Piacibello, D. P. Nguyen, H. Wang, A.-V. Pham // IEEE Trans. Microwave Theory Techn. 2020. Vol. 68, № 7. P. 2957–2983.
doi: 10.1109/TMTT.2020.2989792
2. Huang B.-W., Fu Z.-H., Lin K.-Y. A Millimeter-Wave Ultra-Wide Band Power Amplifier in 0.15- μ m GaAs pHEMT for 5G Communication // Asia-Pacific Microwave Conf. (APMC), Yokohama, Japan, 29 Nov.–02 Dec. 2022. IEEE, 2022. P. 97–99.
doi: 10.23919/APMC55665.2022.10000027
3. A Wideband High Efficiency Ka-Band MMIC Power Amplifier for 5G Wireless Communications / D. P. Nguyen, X.-T. Tran, N. L. K. Nguyen, P. T. Nguyen, A.-V. Pham // IEEE Intern. Symp. on Circuits and Systems (ISCAS), Sapporo, Japan, 26–29 May 2019. IEEE, 2019. P. 1–5.
doi: 10.1109/ISCAS.2019.8702092
4. Nguyen D. P., Pham A.-V. An Ultra Compact Watt-Level Ka-Band Stacked-FET Power Amplifier // IEEE Microwave and Wireless Components Let. 2016. Vol. 26, № 7. P. 516–518.
doi: 10.1109/LMWC.2016.2574831
5. Millimeter-Wave GaAs Ultra-Wideband Medium Power Amplifier and Broadband High-Power Power Amplifier for 5G/6G Applications / Z.-H. Fu, M.-X. Li, T.-G. Ma, C.-S. Wu, K.-Y. Lin // IEEE J. on Emerging and Selected Topics in Circuits and Systems. 2024. Vol. 14, № 1. P. 111–121.
doi: 10.1109/JETCAS.2024.3356010
6. Разработка масштабируемой малосигнальной модели 0.1 мкм GaAs-рHEMT-транзистора для усилительных применений / И. М. Добуш, К. В. Дудинов, Д. Д. Зыков, А. С. Сальников, А. А. Попов, А. М. Емельянов, Д. С. Брагин, Д. Р. Хайров // Докл. ТУСУР. 2022. Т. 25, № 4. С. 37–47.
doi: 10.21293/1818-0442-2022-25-4-37-47
7. Systematic Approach to the Stabilization of Multitransistor Circuits / N. Aylon, J.-M. Collantes, A. Anakabe, I. Lizarraga, G. Soubercaze-Pun, S. Forestier // IEEE Trans. Microwave Theory Techn. 2011. Vol. 59, № 8. P. 2073–2082.
doi: 10.1109/TMTT.2011.2155667
8. Freitag R. G. A unified analysis of MMIC power amplifier stability // IEEE MTT-S Microwave Symp. Digest, Albuquerque, USA, 01–05 June 1992. IEEE, 1992. P. 297–300.
doi: 10.1109/MWSYM.1992.187971
9. Пат. RU 2814895 C1 H03F 3/00. Мозаичный гибридно-монолитный многокаскадный усилитель мощности СВЧ / К. В. Дудинов, А. М. Темнов, А. С. Ефимов. Опубл. 06.03.2024. Бюл. № 7.
10. Техническое описание MM3054. URL: <https://millermmic.com/product/amplifiers/powerAmplifiers/MM3054> (дата обращения 20.01.2025).
11. Техническое описание QPA2225D. URL: <https://www.qorvo.com/products/p/QPA2225D> (дата обращения 21.01.2025).
12. Техническое описание MAAP-011341-DIE. URL: <https://www.macom.com/products/product-detail/MAAP-011341-DIE> (дата обращения 21.01.2025).
13. Техническое описание ADPA7002. URL: <https://www.analog.com/en/products/adpa7002.html> (дата обращения 21.01.2025).
14. Erofeev E. V., Shishkin D. A., Fedin I. V. Development of microwave monolithic integrated circuit of power amplifier 26–30 GHz band for information and communication systems of new generation (5G) // J. of Physics: Conf. Ser. 2019. № 1145. Art. № 012004.
doi: 10.1088/1742-6596/1145/1/012004
15. Техническое описание MP560. URL: https://www.micran.ru/upload/iblock/e6a/mtossh2ndfvj80b04ujq2wiskw9etml2/MP560_V01.0004.pdf (дата обращения 31.01.2025).

Информация об авторах

Ефимов Александр Сергеевич – кандидат технических наук (2024), ведущий инженер АО «НПП "Исток" им. Шокина». Автор 20 научных работ. Сфера научных интересов – усилители мощности и малошумящие усилители СВЧ; гетерогенная интеграция в микроэлектронике СВЧ.
Адрес: АО «НПП "Исток" им. Шокина», ул. Вокзальная, д. 2а, Фрязино, 141190, Россия
E-mail: asefimov@istokmw.ru
<https://orcid.org/0000-0002-6792-1096>

Емельянов Артем Михайлович – инженер по специальности "Бытовая радиоэлектронная аппаратура" (2007, Ивановская государственная текстильная академия), ведущий инженер-технолог АО «НПП "Исток" им. Шокина». Автор 10 научных работ. Сфера научных интересов – автоматизированное тестирование полупроводниковых изделий на пластине.

Адрес: АО «НПП "Исток" им. Шокина», ул. Вокзальная, д. 2а, Фрязино, 141190, Россия
E-mail: amemelianov@istokmw.ru

Кривоногова Евгения Александровна – магистр по направлению "Химия" (2017, Мордовский государственный университет им. Н. П. Огарева), инженер-технолог 1-й категории АО «НПП "Исток" им. Шокина». Сфера научных интересов – физика и технология полупроводниковых приборов; статистическое управление процессами, применение машинного обучения для управления технологическими процессами в микроэлектронике.

Адрес: АО «НПП "Исток" им. Шокина», ул. Вокзальная, д. 2а, Фрязино, 141190, Россия
E-mail: eakrivorogova@istokmw.ru

Зинкин Сергей Дмитриевич – инженер по специальности "Микроэлектроника и твердотельная электроника" (2013, Мордовский государственный университет им. Н. П. Огарева), инженер-технолог 1-й категории АО «НПП "Исток" им. Шокина». Автор четырех научных публикаций. Сфера научных интересов – физика и технология полупроводниковых приборов; статистическое управление процессами; применение машинного обучения для управления технологическими процессами в микроэлектронике.

Адрес: АО «НПП "Исток" им. Шокина», ул. Вокзальная, д. 2а, Фрязино, 141190, Россия
E-mail: zinkin.sd@phystech.edu

Груша Александр Васильевич – инженер по специальности "Радиоэлектронные системы и комплексы" (2014, Севастопольский государственный университет), ведущий инженер АО «НПП "Исток" им. Шокина». Автор более 20 научных работ. Сфера научных интересов – монолитные интегральные схемы СВЧ.

Адрес: АО «НПП "Исток" им. Шокина», ул. Вокзальная, д. 2а, Фрязино, 141190, Россия
E-mail: avgrusha@istokmw.ru

<https://orcid.org/0000-0001-5889-4703>

References

1. Camarchia V., Quaglia R., Piacibello A., Nguyen D. P., Wang H., Pham A.-V. A Review of Technologies and Design Techniques of Millimeter-Wave Power Amplifiers. *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.* 2020, vol. 68, no. 7, pp. 2957–2983.
doi: 10.1109/TMTT.2020.2989792
2. Huang B.-W., Fu Z.-H., Lin K.-Y. A Millimeter-Wave Ultra-Wide Band Power Amplifier in 0.15- μ m GaAs pHEMT for 5G Communication. *Asia-Pacific Microwave Conf. (APMC)*, Yokohama, Japan, 29 Nov.–02 Dec. 2022. IEEE, 2022, pp. 97–99.
doi: 10.23919/APMC55665.2022.10000027
3. Nguyen D. P., Tran X.-T., Nguyen N. L. K., Nguyen P. T., Pham A.-V. A Wideband High Efficiency Ka-Band MMIC Power Amplifier for 5G Wireless Communications. *IEEE Intern. Symp. on Circuits and Systems (ISCAS)*, Sapporo, Japan, 26–29 May 2019. IEEE, 2019, pp. 1–5.
doi: 10.1109/ISCAS.2019.8702092
4. Nguyen D. P., Pham A.-V. An Ultra Compact Watt-Level Ka-Band Stacked-FET Power Amplifier. *IEEE Microwave and Wireless Components Let.* 2016, vol. 26, no. 7, pp. 516–518.
doi: 10.1109/LMWC.2016.2574831
5. Fu Z.-H., Li M.-X., Ma T.-G., Wu C.-S., Lin K.-Y. Millimeter-Wave GaAs Ultra-Wideband Medium Power Amplifier and Broadband High-Power Power Amplifier for 5G/6G Applications. *IEEE J. on Emerging and Selected Topics in Circuits and Systems*. 2024, vol. 14, no. 1, pp. 111–121.
doi: 10.1109/JETCAS.2024.3356010
6. Dobush I. M., Dudinov K. V., Zykov D. D., Salnikov A. S., Popov A. A., Emelyanov A. M., Bragin D. S., Khayrov D. R. Development of a Scalable Small-Signal 0.1 μ m GaAs-pHEMT-Model for Amplifier Applications. *Doklady TUSUR*. 2022, vol. 25, no. 4, pp. 37–47. (In Russ.)
doi: 10.21293/1818-0442-2022-25-4-37-47
7. Aylon N., Collantes J.-M., Anakabe A., Lizarraga I., Soubercaze-Pun G., Forestier S. Systematic Approach to the Stabilization of Multitransistor Circuits.
- IEEE Trans. *Microwave Theory Techn.* 2011, vol. 59, no. 8, pp. 2073–2082.
doi: 10.1109/TMTT.2011.2155667
8. Freitag R. G. A Unified Analysis of MMIC Power Amplifier Stability. *IEEE MTT-S Microwave Symp. Digest*, Albuquerque, USA, 01–05 June 1992. IEEE, 1992, pp. 297–300.
doi: 10.1109/MWSYM.1992.187971
9. Dudinov K. V., Temnov A. M., Efimov A. S. *Mozaichnyj gibridno-monolitnyj mnogokaskadnyj usilitel' moshchnosti SVCh* [Mosaic Hybrid-Monolithic Multistage Microwave Power Amplifier]. Pat. RF, no. 2814895, 2024. (In Russ.)
10. MM3054 datasheet. Available at: <https://millermmic.com/product/amplifiers/powerAmplifiers/MM3054> (accessed 20.01.2025)
11. QPA2225D datasheet. Available at: <https://www.qorvo.com/products/p/QPA2225D> (accessed 21.01.2025)
12. MAAP-011341-DIE datasheet. Available at: <https://www.macom.com/products/product-detail/MAAP-011341-DIE> (accessed 21.01.2025)
13. ADPA7002 datasheet. Available at: <https://www.analog.com/en/products/adpa7002.html> (accessed 21.01.2025)
14. Erofeev E. V., Shishkin D. A., Fedin I. V. Development of Microwave Monolithic Integrated Circuit of Power Amplifier 26–30 GHz Band for Information and Communication Systems of New Generation (5G). *J. of Physics: Conf. Ser.* 2019, no. 1145, art. no. 012004.
doi: 10.1088/1742-6596/1145/1/012004
15. MP560 datasheet. Available at: https://www.micran.ru/upload/iblock/e6a/mtossh2ndfvj80b04ujq2wiskw9etml2/MP560_V01.0004.pdf (accessed 31.01.2025)

Information about the authors

Alexander S. Efimov, Cand. Sci. (Eng.) (2024), lead engineer at JSC «RPC "Istok" n. a. Shokin». The author of 20 scientific publications. Area of expertise: millimeter-wave power amplifiers and low-noise amplifiers; heterogeneous integration in mm-wave application.

Address: JSC «RPC "Istok" named after Shokin», 2A, Vokzalnaya St., Fryazino 141190, Russia
E-mail: asefimov@istokmw.ru
<https://orcid.org/0000-0002-6792-1096>

Artem M. Emelianov, Engineer Specializing in Household Electronic Equipment (2007, Ivanovo State Textile Academy), Leading Process Engineer at JSC «RPC "Istok" n. a. Shokin». The author of 10 scientific publications. Area of expertise: on-wafer automated testing of semiconductor products.

Address: JSC «RPC "Istok" named after Shokin», 2A, Vokzalnaya St., Fryazino 141190, Russia
E-mail: amemelianov@istokmw.ru

Evgeniya A. Krivonogova, Master of chemical sciences (2017, National Research Mordovia State University), Process Integration Engineer at JSC «RPC "Istok" n. a. Shokin». Area of expertise: physics and technology of semiconductor devices; statistical process control; application of machine learning in semiconductor manufacturing process control.

Address: JSC «RPC "Istok" n. a. Shokin», 2A, Vokzalnaya St., Fryazino 141190, Russia
E-mail: eakrivonogova@istokmw.ru

Sergey D. Zinkin, Engineer Specializing in Microelectronics and Solid State Electronics (2013, National Research Mordovia State University), process integration engineer at JSC «RPC "Istok" n. a. Shokin». The author of 4 scientific publications. Area of expertise: physics and technology of semiconductor devices; statistical process control; application of machine learning in semiconductor manufacturing process control.

Address: JSC «RPC "Istok" n. a. Shokin», 2A, Vokzalnaya St., Fryazino 141190, Russia
E-mail: zinkin.sd@phystech.edu

Alexander V. Grusha, Engineer Specializing in "Radio-electronic systems and complexes" (2014, Sevastopol State University), Lead Engineer at JSC «RPC "Istok" n. a. Shokin». The author of more than 20 scientific publications. Area of expertise: monolithic microwave/mm-wave integrated circuit.

Address: JSC «RPC "Istok" n. a. Shokin», 2A, Vokzalnaya St., Fryazino 141190, Russia
E-mail: avgrusha@istokmw.ru
<https://orcid.org/0000-0001-5889-4703>

Метрология и информационно-измерительные приборы и системы

УДК 681.325.67

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2025-28-5-94-104>

Научная статья

Многоканальные адаптивные системы технической диагностики

Е. М. Антонюк, Д. С. Гвоздев 

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

 gvozdev_8@mail.ru

Аннотация

Введение. Современное промышленное производство сложно представить без информационно-измерительных систем контроля и диагностики объекта на всех этапах технологического процесса. Рост сложности объектов ведет к увеличению объема измерительной информации, что снижает быстродействие, а также достоверность контроля и диагностики. Традиционное решение заключается в наращивании вычислительной мощности и будучи экспенсивным лишь откладывает проблему. В качестве альтернативы в данной статье предлагается изменить алгоритмическое обеспечение, введя в него механизм адаптивности. Адаптивная коммутация в многоканальных системах технической диагностики с временным разделением каналов повышает достоверность контроля и диагностики объекта исследования.

Цель работы. Разработка алгоритмического обеспечения многоканальных систем технической диагностики и построение на его основе возможного варианта структурной схемы системы.

Материалы и методы. Исследование механизма адаптации для многоканальных систем технического диагностирования проводилось методами статистического моделирования из теории массового обслуживания, сама система диагностики представляет собой систему массового обслуживания.

Результаты. Разработано алгоритмическое обеспечение и структурная схема многоканальной адаптивной системы технической диагностики. Проведены математические расчеты по оценке погрешности от многоканальности для данного типа систем. Результаты исследования применимы при разработке информационно-измерительных систем различного направления.

Заключение. Применение адаптивного приоритетного опроса в многоканальных системах технической диагностики позволяет повысить достоверность и быстродействие поиска места неисправности в сложных технических объектах. Исследованный математический аппарат оценки методической погрешности от многоканальности позволяет точно задать границы ее допустимых значений.

Ключевые слова: система технической диагностики, адаптивный метод, алгоритм, структурная схема, многоканальность, погрешность аппроксимации, телеметрические системы, система массового обслуживания, методическая погрешность

Для цитирования: Антонюк Е. М., Гвоздев Д. С. Многоканальные адаптивные системы технической диагностики // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2025. Т. 28, № 5. С. 94–104.

doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-5-94-104

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 17.12.2024; принята к публикации после рецензирования 26.06.2025; опубликована онлайн 28.11.2025

Multichannel Adaptive Systems for Technical Diagnostics

Evgeniy M. Antonyuk, Dmitriy S. Gvozdev 

Saint Petersburg Electrotechnical University, Saint Petersburg, Russia

 gvozdev_8@mail.ru

Abstract

Introduction. In modern industrial production, the role of information and measurement systems for monitoring and diagnostics at all stages of the technological process cannot be underestimated. The increasing complexity of objects leads to a growing volume of measurement information, which reduces the promptness and reliability of monitoring and diagnostics. The conventional approach consists in increasing the computational power, which only postpones the problem. As an alternative, this article proposes changes in the existing algorithmic support by introducing an adaptability mechanism. Adaptive commutation in multichannel technical diagnostic systems with time-division channeling enhances the reliability of monitoring and diagnosing the object under study.

Aim. To develop an algorithmic support for multichannel technical diagnostic systems and, on this basis, to propose a possible version of the structural diagram.

Materials and methods. The study of the adaptation mechanism for multichannel technical diagnostic systems was conducted using the methods of statistical modeling borrowed from queuing theory, with the diagnostic system itself represented as a queuing system.

Results. An algorithmic support and a structural diagram for a multichannel adaptive technical diagnostics system are developed. Mathematical calculations were performed to estimate the multichannel-induced error for this type of systems. The research results can be applied when developing various types of information and measurement systems.

Conclusion. The application of adaptive priority polling in multichannel technical diagnostic systems enhances the reliability and speed of locating faults in complex engineering objects. The studied mathematical framework for assessing the methodological error associated with multichannel operation allows its permissible error margins to be accurately determined.

Keywords: technical diagnostics system, adaptive method, algorithm, structural diagram, multichannel, approximation error, telemetry systems, queuing system, methodological error

For citation: Antonyuk E. M., Gvozdev D. S. Multichannel Adaptive Systems for Technical Diagnostics. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2025, vol. 28, no. 5, pp. 94–104.
doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-5-94-104

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

Submitted 17.12.2024; accepted 26.06.2025; published online 28.11.2025

Введение. Большинство современных предприятий и научных учреждений сегодня сталкиваются с непрерывным увеличением количества информации, которая требует тщательного контроля, обработки и анализа. С учетом стремительного развития технологий появляется острая необходимость в применении эффективного инструментария для измерения и управления информационными потоками. Одним из таких инструментов выступают информационно-измерительные системы (ИИС), которые применяются как в промышленности, так и в научных исследованиях в самых разных областях. ИИС представляют собой комплекс-

ные устройства, позволяющие осуществлять сбор, обработку, передачу и оценку информации, что является базой для принятия решений на различных этапах управления и эксплуатации оборудования [1].

ИИС имеют обширную классификацию, в частности, их можно разделить по функциональным задачам. Выделяют измерительные системы (ИС), системы автоматического контроля (САК), системы технической диагностики (СТД), системы распознавания образов (СРО).

Каждая из таких систем обладает уникальными возможностями, позволяющими решать задачи мониторинга, анализа и регулирования.

ИС служат для сбора данных о параметрах различных объектов и выступают основой для построения более сложных решений. Они имеют важное значение для работы САК, СТД и СРО, так как обеспечивают их исходной информацией.

САК, проверяющие соответствие отдельных параметров объекта заранее заданным нормам, выполняют задачи контроля и управления технологическими процессами, часто используя результаты измерений, полученные от ИС.

СРО осуществляют идентификацию и классификацию различных объектов на основе анализа их характеристик.

Одним из видов ИИС являются СТД, позволяющие выявлять факт возникновения неисправности объекта исследования и находить место этой неисправности в сложном объекте. В СТД всегда присутствуют элементы автоматического контроля, т. е. проверка соответствия параметров объекта заранее заданным нормам. По результатам контроля может приниматься решение по регулированию и управлению, например, технологическим процессом. В отличие от САК, получающих информацию непосредственно от объекта, на входы СТД подаются сигналы так называемого диагностического теста.

СТД могут осуществлять также операцию прогнозирования работоспособности объекта по результатам проверки отдельных параметров. Например, проверка сопротивления изоляции в разных точках диагностируемого объекта может показать, что сопротивление изоляции в определенном месте меньше номинального значения, хотя объект пока еще функционирует. Это означает, что необходимо контролировать значение данного параметра и не допустить неработоспособности объекта.

При контроле и диагностике движущихся объектов или находящихся на значительном расстоянии от потребителя, в том числе и при диагностике объектов, например, атомной энергетики, приходится использовать специальные каналы связи, позволяющие уменьшать погрешности, возникающие при передаче информации на значительные расстояния. Такие системы носят название телеметрических систем (ТМС), хотя это совсем не значит, что передается только измерительная информация. С помощью соответствующих каналов связи на большое расстояние

может передаваться также информация о контроле и диагностике объекта исследования [2].

В ИИС с большим множеством источников информации в подавляющем большинстве случаев осуществляется временное разделение измерительных каналов посредством циклического опроса. Частота измерений, контроля, диагностики и идентификации определяется с учетом особенностей максимальных динамических характеристик объектов. Это зачастую приводит к значительному избыточному объему данных, что, в свою очередь, требует дополнительных вычислительных ресурсов для обработки информации, расширения полосы пропускания каналов связи и увеличения емкости носителей данных для записывающих устройств [3–5].

Отметим, что системы технической диагностики заслуживают отдельного внимания. В условиях современной промышленности и научных исследований техническая диагностика становится незаменимым инструментом для обеспечения бесперебойной работы оборудования и минимизации рисков возникновения аварийных ситуаций. Это особенно актуально для таких отраслей, как машиностроение, энергетика, авиационная и космическая промышленность, где отказ оборудования может привести к серьезным последствиям.

Диагностический процесс подразумевает сложное взаимодействие между объектом, диагностическими средствами и оператором, которые в совокупности образуют диагностическую систему (ДС) [1]. Это взаимодействие позволяет не только обнаруживать технические неисправности, но и прогнозировать возможные проблемы в будущем, что повышает надежность эксплуатации сложных промышленных объектов. При этом уже на этапе проектирования данных объектов необходимо учитывать требования технической диагностики, которые позволяют в дальнейшем проводить непосредственно саму диагностику объектов в соответствии с установленными стандартами и нормами.

Диагностика любого объекта начинается с выработки набора требований. К ним относятся: список оцениваемых диагностических показателей; методы их оценки; условия эксплуатации объекта; признаки дефектов и отклонений, а также алгоритмы и программа диагностики [6]. Все эти условия составляют основу для построения

эффективной СТД. Стоит отметить, что алгоритмы и программа диагностики должны быть разработаны таким образом, чтобы охватить все возможные сценарии эксплуатации объекта и позволить точно и оперативно выявлять потенциальные неисправности.

Один из ключевых факторов успешного внедрения и функционирования ДС – построение и использование эффективных алгоритмов диагностирования. Также алгоритмы позволяют получать оценку технического состояния объекта с заданной точностью и принимать решения о дальнейших действиях в отношении диагностируемого объекта. Разработанные алгоритмы являются основой построения структурных схем функционирования СТД.

Адаптивные алгоритмы работы СТД. Современные СТД сложных объектов обрабатывают значительное число параметров, прямо или косвенно влияющих на состояние оцениваемого объекта. Все это приводит к необходимости создания алгоритмов, позволяющих получать, обрабатывать и оценивать информацию от большого количества источников, тем самым создавая многоканальные системы.

Традиционный подход при создании алгоритмов с последующим построением системы – циклический опрос. Он часто применяется в системах с фиксированным числом параметров и относительно стабильными динамическими свойствами их изменений. Реализация такого метода проста и позволяет равномерно распределить ресурсы системы на все диагностируемые параметры. Однако циклическому опросу присущ ряд значительных недостатков, снижающих его эффективность в многоканальных системах.

Во-первых, одинаковая частота опроса всех источников измерительной информации приводит к равномерному распределению времени между всеми диагностируемыми параметрами, вне зависимости от их значимости, а также без учета априорных сведений о динамических свойствах объекта диагностики. В реальных условиях значения параметров объекта могут изменяться с разной интенсивностью, и не все из них требуют постоянного мониторинга с заданной частотой. Это значит, что система с циклическим опросом с большой вероятностью будет тратить ресурсы на так называемую из-

быточную информацию, т. е. на проверку параметров, которые остаются неизменными на протяжении длительных периодов, в то время как более приоритетные и динамичные параметры могут нуждаться в более частом опросе. Таким образом, процесс диагностирования при наличии избыточной информации ограничивает эффективность диагностики в сложных объектах с большим числом параметров и не позволяет своевременно обнаруживать критические изменения параметров объекта.

Во-вторых, циклический опрос зачастую приводит к снижению достоверности сведений, полученных в ходе операции диагностики. Под оценкой достоверности понимается не что иное, как вероятность $P[X \in D]$, где X – значение диагностируемого параметра; D – удовлетворяющий требованиям предел. Данная вероятность описывает ситуацию, при которой значение диагностируемого параметра X не превысит установленного значения D в момент времени $t < t_i$ (t_i – значение времени прошлого опроса). Для того чтобы добиться максимально возможного значения оценки $P[X \in D]$, необходимо подбирать период опроса характеристик на основании их максимальных динамических свойств. В условиях ограниченных ресурсов системы избыточная частота опросов может вызывать перегрузку и снижать общую производительность. Особенно это актуально для сложных технических объектов, где число параметров может исчисляться десятками, сотнями и даже тысячами.

Таким образом, в многоканальных системах циклический опрос демонстрирует свою неэффективность из-за необходимости опрашивать все каналы данных с одинаковой частотой, что приводит к нерациональному использованию ресурсов, снижению оперативности и потенциальной перегрузке системы.

Применение адаптивных алгоритмов – перспективный подход, способствующий оптимизации процессов контроля и диагностирования сложных информационных объектов. В отличие от традиционного циклического контроля, основанного на дискретном опросе источников сообщений через фиксированные интервалы времени, адаптивный алгоритм предполагает фокусировку на первоочередном опросе конеч-

ного числа наиболее важных для функционирования объекта измерительных каналов и анализе полученной информации, т. е. введение механизма приоритетности при опросе. В результате такого подхода может обеспечиваться практически непрерывное диагностирование этих параметров и повышаться точность и надежность получаемых данных [7].

Одно из основных преимуществ адаптивного метода – его способность более эффективно использовать информационные ресурсы СТД. Устранив избыточность, присущую циклическому опросу, система концентрирует усилия на диагностировании наиболее важных и динамично изменяющихся параметров. Это не только снижает нагрузку на систему, но и позволяет значительно увеличить количество диагностируемых параметров без ущерба для качества получаемых данных [8].

В основу адаптивных алгоритмов системы контроля и диагностирования положен принцип определения номера измерительного канала, диагностируемый параметр которого максимально отклонился от заданного (номинального) значения. Именно этот измерительный канал и должен опрашиваться в первую очередь. Выбор такого канала может осуществляться на основе параллельного, последовательного или последовательно-параллельного анализа.

При параллельном анализе возможно использование аналогии между операциями алгебры логики и максимальным значением сигнала, а именно $x \cup y = \max(x, y)$, где \cup – знак операции дизъюнкции. В этом случае операция нахождения измерительного канала с наибольшим отклонением диагностируемого параметра от номинального значения осуществляется с максимальным быстродействием. Недостаток параллельного анализа – значительная сложность, резко увеличивающаяся с ростом числа каналов [9, 10].

Проще в разработке оказываются системы, в основу которых положен последовательный анализ. Отличительная особенность таких систем – наличие блока поиска наибольшего значения отклонения, вырабатывающего логический сигнал при превышении последующего сигнала над предыдущим. Недостаток последовательного анализа – естественно пониженное быстродействие, определяемое параметрами

оперативной памяти, используемой для запоминания отсчетов анализируемых сигналов, и числом измерительных каналов.

При последовательно-параллельном анализе отклонений диагностируемых параметров объекта от номинальных значений наибольшее отклонение определяется параллельным методом без запоминания, а место наибольшего отклонения, т. е. номер измерительного канала с этим отклонением, – последовательным опросом. Отсутствие запоминающего устройства в блоке поиска наибольшего значения отклонения существенно увеличивает скорость поиска канала с максимальным значением отклонения. Это в свою очередь упрощает схемотехнически диагностируемую систему с большим числом каналов относительно систем с параллельным принципом действия.

Рассмотрим блок-схему алгоритма функционирования адаптивной системы технического диагностирования с последовательно-параллельным анализом отклонений (рис. 1).

Работа адаптивной СТД начинается с получения сведений о диагностируемой величине S_n от датчиков, т. е. операции по сбору информации F_{cn} , где n – порядковый номер канала.

Основная задача систем диагностики – получение информации об отклонении измеряемой величины от допустимого значения ε_{dn} . Для этого необходимо определить разность сигналов F_{pn} .

Дифференциальные сигналы формируются на основе отклонений диагностируемых значений от номинального значения A по формуле

$$F_{pn}(F_{cn}, A) = F_{cn} - A.$$

Следует отметить, что диагностируемый параметр может принимать значения, как превышающие номинальное значение A , так и меньше его. Соответственно, отклонения могут иметь как положительные, так и отрицательные значения, поэтому правильное сравнение рассчитанного отклонения возможно только после того, как оно будет также представлено в виде модуля. Это достигается операцией вычисления модуля F_{mn} , которая заключается в сравнении полученных значений отклонения с нулем и умножении их на -1 , если отклонение меньше нуля. Это делает его положительным и пригодным для сравнения с допустимым отклонением ε_{dn} :

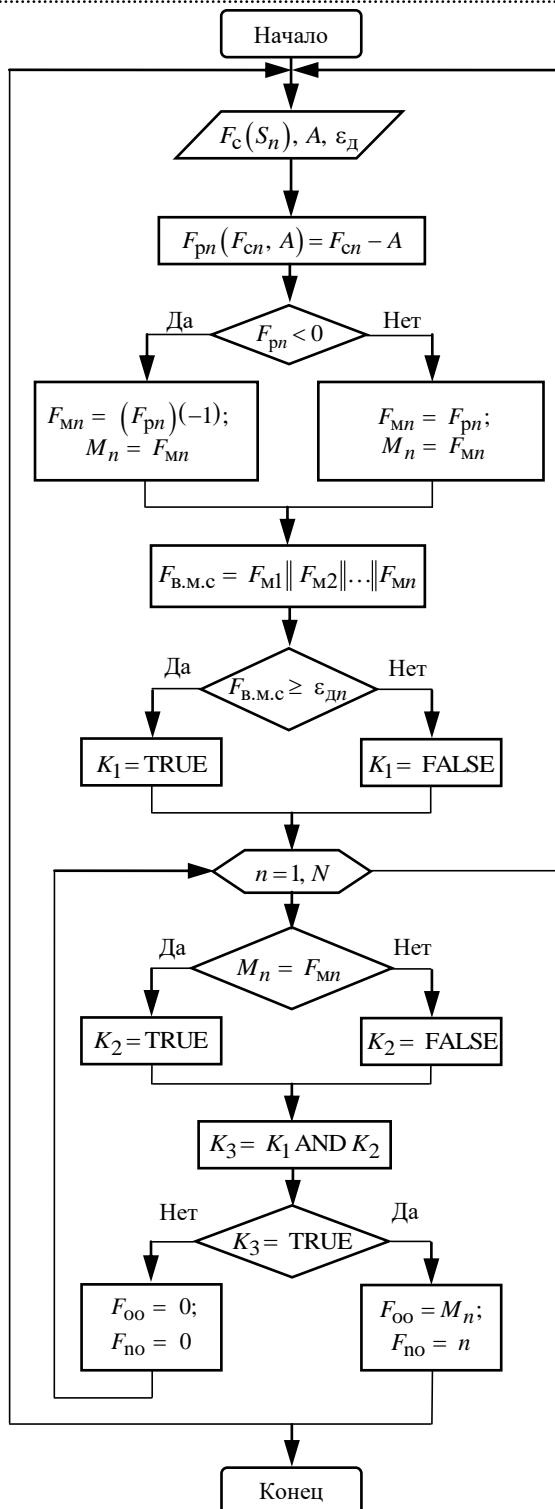


Рис. 1. Блок-схема алгоритма функционирования адаптивной системы технического диагностирования с последовательно-параллельным анализом отклонений

Fig. 1. Block diagram of the algorithm for operation of an adaptive technical diagnostics system with serial-parallel analysis of deviations

$$F_{Mn}(F_{pn}) = F_{pn}(-1) \text{ при } F_{pn} < 0;$$

$$F_{Mn}(F_{pn}) = F_{pn} \text{ при } F_{pn} \geq 0.$$

Из полученных абсолютных значений выбирается наибольшее:

$$F_{B.M.C}(F_{M1}, \dots, F_{Mn}) = F_{M1} || F_{M2} || \dots || F_{Mn},$$

где индекс в.м.с – выявитель максимального сигнала.

Результат операции $F_{B.M.C}$ представляет собой информацию об абсолютном значении наибольшего отклонения, но без информации о номере канала, на котором это отклонение было получено.

Полученное максимальное отклонение сравнивается с допустимым отклонением ε_{dn} .

Если оно больше допустимого или равно ему, формируется логический сигнал K_1 :

$$K_1(F_{B.M.C}, \varepsilon_{dn}) = \text{TRUE} \text{ при } F_{B.M.C} \geq \varepsilon_{dn};$$

$$K_1(F_{B.M.C}, \varepsilon_{dn}) = \text{FALSE} \text{ при } F_{B.M.C} < \varepsilon_{dn}.$$

Далее определяется номер измерительного канала с максимальным отклонением параметра от заданного значения, которое последовательно сличается с другими измеренными отклонениями M_n . Совпадение значений отклонения от какого-либо из каналов с максимальным значением приводит к остановке операции по поиску и к генерированию сигнала K_2 :

$$K_2(F_{B.M.C}, M_n) = \text{TRUE} \text{ при } F_{B.M.C} = M_n;$$

$$K_2(F_{B.M.C}, M_n) = \text{FALSE} \text{ при } F_{B.M.C} \neq M_n.$$

Результаты сравнения (информационные сигналы высокого или низкого уровня K_1 и K_2) подаются на входы логического блока, осуществляющего операцию конъюнкции:

$$K_3(K_1, K_2) = K_1 \cap K_2,$$

где \cap – знак операции конъюнкции.

Эти булевые сигналы, в псевдокоде, представленные как логические переменные типа TRUE или FALSE, интерпретируются в соответствии с таблицей истинности логической операции "И". Этот блок может иметь 2 состояния K_3 (TRUE или FALSE).

Если условия выполнены и отклонение на выходе операции сравнения больше допустимого и совпадает с значением одного из опрашиваемых измерительных каналов, K_3 передается на вход операции обнаружения отклонений. Опрос

каналов для поиска совпадений приостанавливается, и начинается формирование информационного пакета, который будет включать F_{no} – адрес найденного канала и F_{oo} – значение отклонения, которое превысило допустимое значение:

$$F_{\text{oo}}(K_3) = M_n \text{ при } K_3 = \text{TRUE}; \\ F_{\text{no}}(K_3) = n \text{ при } K_3 = \text{TRUE}.$$

После формирования и отправки информации о диагностируемом параметре алгоритм возвращается к началу функционирования и процесс поиска канала с максимальным отклонением начинается вновь.

Структурная схема адаптивной СТД. Одним из вариантов построения структуры СТД с последовательно-параллельным принципом нахождения отклонений измеряемых величин от их номинальных значений может быть следующая блок-схема (рис. 2)

Как уже отмечалось, выбор максимального значения отклонения происходит параллельно, а определение его адреса – через пошаговый опрос всех измерительных каналов. При этом не нужна информация о ранее зафиксированных значениях отклонения, что позволяет реализовать опрос с вы-

сокой скоростью, тем самым используя главное достоинство параллельных систем. При этом схемотехнически такие системы приближены к адаптивным с последовательным опросом.

Согласно рис. 2 после завершения цикла анализа прошлых отклонений блок обнаружения отклонения БОО посылает импульс, имеющий на схеме наименование "Пуск". Тем самым активизируется схема запуска СЗ, которая в свою очередь позволяет генератору тактовых импульсов ГТИ начать генерацию сигнала, поступающего на распределитель Р. Датчики Д, отвечающие за измерение диагностируемых параметров, подают стандартные сигналы (напряжение) на вычитающие блоки ВБ, в которых происходит их сличение с номинальным значением от блока номинальных значений БНЗ. В функции вычитающего блока ВБ входит также нахождение абсолютного (по модулю) значения вычисленного отклонения от номинального значения. Все функции выполняются одновременно под управлением одного и того же тактового сигнала, приходящего с ГТИ.

Полученные значения разностей поступают на многоканальный блок выявителя максимального сигнала ВМС и входы ключей К₁ и

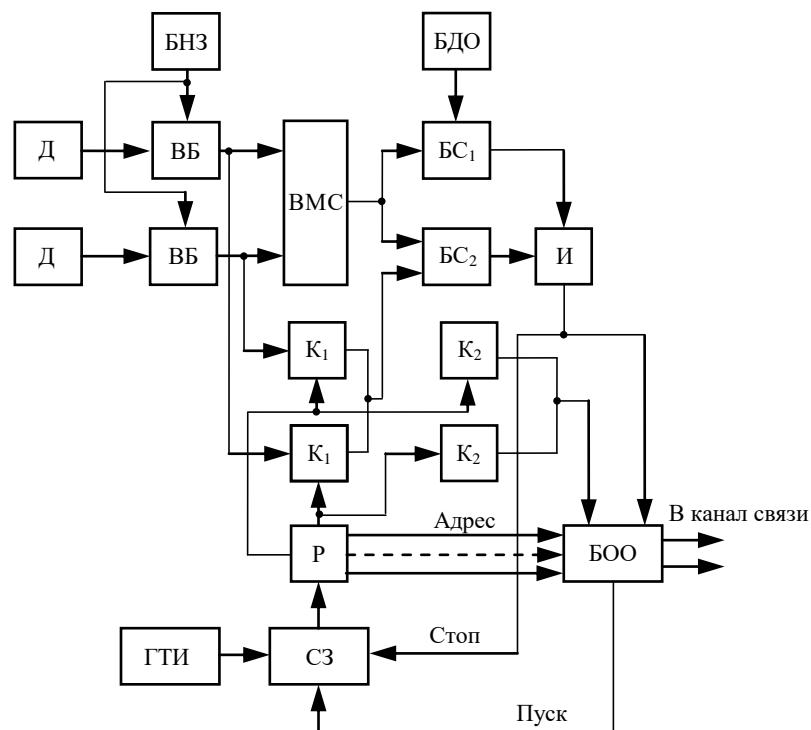


Рис. 2. Структурная схема адаптивной системы технической диагностики с анализом отклонений диагностируемых параметров

Fig. 2. Structural diagram of an adaptive technical diagnostics system with the analysis of deviations of the parameters of interest

K_2 , являющихся информационными. Важно отметить, что ключи K_1 и K_2 , входы которых присоединены к одному и тому же информационному каналу, в случае поступления на них управляющего импульса открываются одновременно. Управление ключами происходит с помощью распределителя Р, представляющего собой вместе с ключами коммутатор, работающий от тактовых импульсов ГТИ.

Результатом операций в блоке ВМС является напряжение, соответствующее максимальному отклонению из тех, которые присутствуют на выходах блоков ВБ. При этом для выявления наибольшего значения в ВМС может использоваться, как уже отмечалось, операция дизъюнкции.

Максимальное отклонение от ВМС поступает на блоки сравнения BC_1 и BC_2 , которые есть не что иное, как дифференциальные усилители с коэффициентом усиления, стремящимся к бесконечности.

На другой вход BC_1 подается сигнал с блока допустимых отклонений БДО, пропорциональный заданному значению отклонения ε_{dn} . Одновременно на BC_2 поступают сигналы (с помощью информационных ключей K_1), являющиеся отклонениями диагностируемых параметров от заданного значения ε_{dn} .

Блоки сравнения BC_1 и BC_2 вырабатывают логические сигналы "1" при равенстве сигналов на их входах.

Блок конъюнкции "И" останавливает схему запуска СЗ, которая в свою очередь прекращает работу по генерации тактового сигнала от ГТИ. Распределитель Р делает остановку на текущем измерительном канале, а значения отклонения на данном канале совместно с номером этого канала передаются для обработки в блок обнаружения отклонений БОО.

При возникновении на выходах нескольких вычитающих блоков ВБ максимального отклонения данные обрабатываются согласно разработанному приоритету, заключающемуся в очередности опроса в зависимости от порядкового номера канала. Выявление и отправка сигнала происходят от того измерительного канала, чей порядковый номер в иерархии системы меньше.

В адаптивных системах с временным разделением измерительных каналов, к которым относятся рассматриваемые СТД, возможно появление дополнительной погрешности от многоканальности, обусловленной ожиданием обслуживания того или иного канала [11]. Характеристики этой погрешности, которую следует считать методической, можно определить с помощью теории массового обслуживания [12]. При этом многоканальная система представляется как система массового обслуживания, в которой входным потоком заявок является поток моментов достижения отклонений диагностируемого параметра номинального значения, т. е. поток моментов выполнения операций сравнения. Очевидно, что интенсивность входного потока заявок зависит также от коэффициента сжатия входных сигналов [2]. Время обработки заявки – длительность от момента прихода на обслуживание заявки до момента завершения ее обработки.

Обслуживание заявок для таких систем осуществляется в 2 этапа. Первый этап – поиск канала, которому необходимо обслуживание, второй этап передает обработанную заявку в канал связи (в ТИС) или же осуществляет генерацию управляющего сигнала, поступающего на диагностируемый объект [13].

Если продолжительность использования заявки остается неизменной, то время, затрачиваемое на поиск канала, требующего обслуживания, определяется количеством каналов и выбранным алгоритмом поиска. Оно может быть как фиксированной, так и случайной величиной. В рассматриваемом случае время поиска зависит от того, на каком канале закончится поиск в предыдущий момент времени и на каком канале закончится последующий поиск, т. е. время поиска следует считать случайным, а потому и полное время обслуживания оказывается случайным. В этом случае невозможно определить вероятностный закон распределения времени обслуживания. В связи с этим для осуществления анализа принимается, что закон распределения времени обслуживания экспоненциальный, позволяющий получить оценку сверху погрешности от многоканальности [14].

Предельное значение погрешности от многоканальности

$$\varepsilon_M = M_1 \Delta t_i,$$

где M_1 – максимальное значение модуля первой производной на i -м интервале дискретизации в определенном канале; Δt_i – период обработки заявки в i -м канале.

Поскольку ε_M – случайная функция, необходимо определить ее математическое ожидание $m[\varepsilon_M]$ и дисперсию $D[\varepsilon_M]$:

$$m[\varepsilon_M] = m[M_1]m[\Delta t_i];$$
$$D[\varepsilon_M] = D[M_1]D[\Delta t_i] + m^2[M_1]D[\Delta t_i] +$$
$$+ m^2[\Delta t_i]D[M_1],$$

где $m[M_1]$ и $D[M_1]$ – математическое ожидание и дисперсия максимального значения модуля первой производной сигнала; $m[\Delta t_i]$ и $D[\Delta t_i]$ – математическое ожидание и дисперсия периода обработки.

В дальнейшем будем использовать относительные величины $m[\varepsilon_M]/\varepsilon_d$ и $\sigma[\varepsilon_M]/\varepsilon_d$, где ε_d – предельное значение погрешности от многоканальности.

Используя выражения для плотности распределения при экспоненциальном законе распределения [14] вероятностные характеристики погрешности от многоканальности можно представить следующим образом [2]:

$$\frac{m[\varepsilon_M]}{\varepsilon_d} = \frac{\rho^2}{N(1-\rho)};$$
$$\frac{\sigma[\varepsilon_M]}{\varepsilon_d} = \frac{\rho}{N(1-\rho)} \sqrt{2\rho(\sigma_{\text{пр}}^2 + 1) - \rho^2},$$

где ρ – параметр, являющийся отношением интенсивностей поступления заявок на входе и выходе системы; N – число измерительных каналов системы; $\sigma_{\text{пр}}^2 = D[M_1]/m^2[M_1]$ – приведенное значение дисперсии максимального значения первой производной сигнала.

Так, если первая производная имеет нормальное распределение, то $\sigma_{\text{пр}}^2 = 0.56$, в случае равномерного закона $\sigma_{\text{пр}}^2 = 0.33$, для экспоненциального $\sigma_{\text{пр}}^2 = 1$ [15, 16].

Расчеты показывают, что математическое ожидание погрешности от многоканальности не коррелирует напрямую с характеристиками закона распределения максимального значения модуля первой производной. Одновременно с этим приведенное значение является частью формулы для вычисления приведенного значения среднеквадратического отклонения (СКО) погрешности.

Анализ продемонстрировал, что при варьировании $\sigma_{\text{пр}}^2$ от 0.1 до 1.0 нормированное значение СКО погрешности от многоканальности меняется не более чем в 1.5 раза.

Максимальное отклонение можно определить следующим образом:

$$\varepsilon_{\max} = m[\varepsilon_M] + k_p \sigma[\varepsilon_M],$$

где k_p – параметр, определяемый характеристиками распределения ошибки аппроксимации и вероятностью возникновения ее наибольшего значения (например, для нормального закона распределения $k_p = 3$ при вероятности $P = 0.9973$).

Заключение. Таким образом, использование адаптивных методов работы в ДС создает широкие возможности для улучшения точности и надежности диагностики технического состояния объекта. Данный алгоритм позволяет гибко адаптироваться к изменяющимся условиям работы и оперативно реагировать на изменения в поведении диагностируемых объектов. Это особенно важно в сложных системах с большим количеством элементов, где требуется быстрое и точное выявление отклонений от нормы. Проведенные исследования продемонстрировали, что использование данных алгоритмов позволяет значительно сократить объем избыточной информации, передаваемой для диагностики. В частности, объем избыточных данных может быть уменьшен более чем в 4 раза, что приводит к оптимизации процессов передачи и обработки информации [5]. Полученные данные об оценке СКО методической погрешности от многоканальности при дискретном опросе, который используется в адаптивных системах, свидетельствуют о том, что использование адаптивных алгоритмов позволяет снизить влияние вносимых неточностей из-за ожидания заявки на обслуживание в очереди.

Следовательно, применение адаптивных методов в СТД – важный шаг на пути к созданию высокоэффективных и точных систем мониторинга состояния оборудования, способных оперативно и адекватно реагировать на любые изменения в процессе эксплуатации.

Таким образом, роль СТД сводится к обеспечению надежности, безопасности и эффективности работы различных объектов. Алго-

ритмы и программное обеспечение, разработанные для таких систем, позволяют точно оценивать техническое состояние объектов и принимать своевременные меры для предотвращения возможных неисправностей. В условиях стремительного развития технологий и увеличения объемов обрабатываемой информации такие системы становятся все более востребованными и актуальными.

Список литературы

1. Рубичев Н. А. Измерительные информационные системы. М.: Дрофа, 2010. 334 с.
2. Telemetry System with Adaptive Commutation / E. M. Antonyuk, I. E. Varshavskiy, I. S. Kolpakova, A. A. Minina, P. E. Antonyuk // Proc. of the IEEE NW Russ. Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering Conf., Saint Petersburg, 2–3 Feb. 2016. IEEE, 2016. P. 425–427.
doi: 10.1109/EIConRusNW.2016.7448202
3. Антонюк Е. М., Антонюк П. Е., Гвоздев Д. С. Адаптивная система автоматического контроля с последовательно-параллельным анализом отклонений // Перспективные информационные технологии: тр. Междунар. науч.-техн. конф. / под ред. С. А. Прокхорова. Самара: Изд-во Самарского науч. центра РАН, 2022. С. 15–18.
4. Левенец А. В. Принципы разработки перспективных способов сжатия телеметрических данных // Вести Тихookeанского гос. ун-та. 2017. Т. 45, № 2. С. 31–38.
5. Анохин А. М., Ивкин А. С. Человеко-машинный интерфейс для поддержания когнитивной деятельности оператором АС // Ядерные измерительно-информационные технологии. 2012. № 1 (41). С. 57–66.
6. Antonyuk E. M., Antonyuk P. E., Gvozdev D. S. Technical Diagnostic System with a Multiplicative Maintenance Principle // Proc. of the 2024 XXVII Intern. Conf. on Soft Computing and Measurements (SCM), Saint Petersburg, Russia, 22–24 May 2024. IEEE, 2024. P. 45–47.
doi: 10.1109/SCM62608.2024.10554159
7. Куприянова О. В., Левенец А. В. Адаптивные способы передачи данных в информационно-измерительных системах // Информационные технологии XXI в. 2016. С. 87–95.
8. Chye E. U., Bogachev I. V., Levenets A. V. Selection Criteria of the Compression Algorithm in Information-Measuring System // Proc. of the 2nd Intern. Conf. on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing (ICIEAM), Chelyabinsk, Russia, 19–20 May 2016. IEEE, 2016. P. 79–115.
doi:10.1109/ICEAM.2016.7911541
9. Levenets A. V., Chye E. U., Bogachev I. V. Reversible Structural Transformation Methods of Measuring Data Frames as a Means of Increasing the Efficiency of Compression // Proc. of the 2018 Inter Multi-Conf. on Industrial Engineering and Modern Technologies (FarEastCon), Vladivostok, Russia, 3–4 Oct. 2018. IEEE, 2018. P. 1–6.
doi: 10.1109/FastEastCon.2018.8602827
10. Пат. RU 2015618795 / И. Е. Варшавский. Адаптивный коммутатор с параллельным анализом погрешности аппроксимации. Опубл. 20.06.2015.
11. Adaptive Transmitting Device of a Telemetering System / E. M. Antonyuk, I. E. Varchavsky, P. E. Antonyuk, N. V. Orlova // Proc. of the IEEE Conf. of Russ. Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIConRus), Saint Petersburg, Russia, 28–30 Jan. 2019. IEEE, 2019. P. 66–68.
doi: 10.1109/EIConRus.2019.8656757
12. Клейнрок Л. Теория массового обслуживания. М.: Машиностроение, 1979. 432 с.
13. Сарычев В. В. Телеметрическая система на базе интеллектуальных интерфейсов // Изв. ЮФУ, техн. науки. 2010. № 2 (103). С. 68–73.
14. Риордан Д. Вероятностные системы массового обслуживания. М.: Связь, 1966. 184 с.
15. Вентцель Е. С. Теория вероятностей. М.: КНОРУС, 2016. 764 с.
16. Заездный А. М. Основы расчета по статистической радиотехнике. М.: Связь, 1969. 448 с.

Информация об авторах

Антонюк Евгений Михайлович – доктор технических наук (2003), профессор (2009), профессор кафедры информационно-измерительных систем и технологий Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 326 научных работ. Сфера научных интересов – метрология; информационно-измерительные системы.
Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5 Ф, Санкт-Петербург, 197022, Россия
E-mail: peterant@hotmail.com
<https://orcid.org/0000-0002-0016-3905>

Гвоздев Дмитрий Сергеевич – магистр по направлению "Приборостроение" (2022), аспирант, инженер кафедры информационно-измерительных систем и технологий Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 15 научных работ. Сфера научных интересов – моделирование адаптивных систем автоматического контроля и технического диагностирования.
Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5 Ф, Санкт-Петербург, 197022, Россия
E-mail: gvozdev_8@mail.ru
<https://orcid.org/0009-0009-4654-9377>

References

1. Rubichev N. A. Measuring Information Systems. Moscow, *Drofa*, 2010. 334 p. (In Russ.)
2. Antonyuk E. M., Varshavskiy I. E., Kolpakova I. S., Minina A. A., Antonyuk P. E. Telemetry System with Adaptive Commutation. Proc. of the IEEE NW Russ. Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering Conf., Saint Petersburg, 2–3 Feb. 2016. IEEE, 2016. P. 425–427.
doi: 10.1109/EIConRusNW.2016.7448202
3. Antonyuk E. M., Antonyuk P. E., Gvozdev D. S. Adaptive Automatic Control System with Serial-Parallel Deviation Analysis. Proc. of the Intern. Scientific and Technical Conf. Samara, Russia, 18–21 Oct. 2022, Samara State University, pp. 15–18.
4. Levenets A. V. Principles of the Development of Promising Methods for Telemetry Data Compression // Bulletin of PNU. 2017, vol. 45, no. 2, pp. 31–38. (In Russ.)
5. Anokhin A. M., Ivkin A. S. Human-Machine Interface for Supporting Cognitive Activity of the AS Operator. Nuclear Measurement and Information Technologies. 2012, no. 1 (41), pp. 57–66. (In Russ.)
6. Antonyuk E. M., Antonyuk P. E., Gvozdev D. S. Technical Diagnostic System with a Multiplicative Maintenance Principle. Proc. of the 2024 XXVII Intern. Conf. on Soft Computing and Measurements (SCM), Saint Petersburg, Russia, 22–24 May 2024. IEEE, 2024, pp. 45–47.
doi: 10.1109/SCM62608.2024.10554159
7. Kupriyanova O. V., Levenets A. V. Adaptive Methods of Data Transmission in Information and Measuring Systems. Information Technologies of the 21st Century. 2016, pp. 87–95. (In Russ.)
8. Chye E. U., Bogachev I. V., Levenets A. V. Selection Criteria of the Compression Algorithm in Information-Measuring System. Proc. of the 2nd Intern. Conf. on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing (ICIEAM), Chelyabinsk, Russia, 19–20 May 2016. IEEE, 2016, pp. 79–115.
doi:10.1109/ICEAM.2016.7911541
9. Levenets A. V., Chye E. U., Bogachev I. V. Reversible Structural Transformation Methods of Measuring Data Frames as a Means of Increasing the Efficiency of Compression. Proc. of the 2018 Inter Multi-Conf. on Industrial Engineering and Modern Technologies (FarEastCon), Vladivostok, Russia, 3–4 Oct. 2018. IEEE, 2018, pp. 1–6.
doi: 10.1109/FastEastCon.2018.8602827
10. Varshavsky I. E. *Adaptivnyy kommutator s parallel'nym analizom pogreshnosti approksimatsii* [Adaptive Switch with Parallel Approximation Error Analysis]. Pat. RF, no. 2015618795, 2015. (In Russ.)
11. Antonyuk E. M., Varchavsky I. E., Antonyuk P. E., Orlova N. V. Adaptive Transmitting Device of a Telemetry System. Proc. of the IEEE Conf. of Russ. Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIConRus), Saint Petersburg, Russia, 28–30 Jan. 2019. IEEE, 2019, pp. 66–68.
doi: 10.1109/EIConRus.2019.8656757
12. Kleinrock L. Theory of Mass Service. Moscow, *Mashinostroenie*, 1979, 432 p. (In Russ.)
13. Sarychev V. V. Telemetering System on the Basis of Intellectual Interfaces. Bulletin of SFedU, technical sciences. 2010, vol. 103, no. 2, pp. 68–73. (In Russ.)
14. Riordan D. Probabilistic Queuing Systems. Moscow, *Svyaz*, 1966, 184 p. (In Russ.)
15. Wentzel E. S. Probability Theory. Moscow, *KNORUS*, 2016, 764 p. (In Russ.)
16. Zaezdny A. M. Fundamentals of Calculation in Statistical Radio Engineering. Moscow, *Svyaz*, 1969, 448 p. (In Russ.)

Information about the authors

Evgeniy M. Antonyuk, Dr Sci. (Eng.) (2003), Professor (2009), Professor of the Department of Information-Measuring Systems and Technologies of the Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 326 scientific publications. Area of expertise: metrology; information and measurement systems.
Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia
E-mail: peterant@hotmail.com
<https://orcid.org/0000-0002-0016-3905>

Dmitriy S. Gvozdev, Master's degree in Instrument Engineering (2022), postgraduate student, engineer of the Department of Information-Measuring Systems and Technologies of the Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 15 scientific publications. Area of expertise: modeling of adaptive automatic control systems and technical diagnostics.
Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia
E-mail: gvozdev_8@mail.ru
<https://orcid.org/0009-0009-4654-9377>

Метрология и информационно-измерительные приборы и системы

УДК 53.06, 53.08, 53.09

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2025-28-5-105-112>

Научная статья

Влияние реактивного момента на размытие изображения

И. М. Белан^{1,2}

Филиал Корпорации "Комета" – Научно-проектный центр
оптоэлектронных комплексов наблюдения, Санкт-Петербург, Россия

✉ iliyars@mail.ru

Аннотация

Введение. При повороте оптической системы космического аппарата возникает реактивный момент, связанный с движением внутренних элементов. Он вызывает непреднамеренное угловое смещение корпуса, приводя к отклонению оси визирования и формированию изображений с геометрическими искажениями – пространственным размытием. Это ограничивает качество данных дистанционного зондирования и астрофотографии. Несмотря на широкое изучение задач стабилизации, влияние внутренних реактивных моментов, возникающих при движении элементов оптики, на пространственную точность визирования остается недостаточно исследованным.

Цель работы. Оценить влияние реактивного момента оптико-механической системы на пространственное размытие изображения и определить соответствие уровня размытия допустимым требованиям к качеству данных.

Материалы и методы. Использовались данные гирокопических измерений реального аппарата в процессе работы оптической системы. Угловые скорости анализировались на интервалах, равных времени экспозиции камеры, что позволило оценить смещение визирной оси и линейное смещение изображения в фокальной плоскости. Дополнительно применялась математическая модель на основе методов теоретической механики, связывающая реактивный момент с угловым откликом корпуса.

Результаты. Анализ показал наличие низкочастотных угловых колебаний, формирующих пространственный смаз величиной несколько микрометров. При этом функция передачи модуляции сохраняет значение выше 0.99, что указывает на минимальное влияние на качество снимков. Модель подтвердила зависимость амплитуды углового отклонения от значения реактивного момента.

Заключение. Установлено, что реактивные моменты оптико-механической системы значением меньше 0.05 Н·м вызывают размытие изображения, однако его величина несущественна: MTF = 0.99 соответствует сохранению требуемой четкости.

Ключевые слова: реактивный момент, космический аппарат, оптическая система, размытость изображения, угловое отклонение, математическое моделирование

Для цитирования: Белан И. М. Влияние реактивного момента на размытие изображения // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2025. Т. 28, № 5. С. 105–112.

doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-5-105-112

Конфликт интересов. Автор заявляет об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 20.06.2025; принята к публикации после рецензирования 22.10.2025; опубликована онлайн 28.11.2025



Estimation of Reactive Torque Effect on Image Blur

Ilya M. Belan

Branch Corporation "Kometa" – Scientific and Design Center
of Optoelectronic Surveillance Systems, St Petersburg, Russia

✉ iliyars97@gmail.com

Abstract

Introduction. When the optical system of a spacecraft rotates, the motion of its internal components initiates the emergence of a reactive torque. This torque causes unintended angular displacement of the spacecraft body, leading to a deviation of the line of sight and the formation of images with geometric distortions, commonly referred to as spatial blur. Such distortions limit the quality of remote sensing and astrophotography data. Despite the extensive study of stabilization problems, the influence of internal reactive torque arising from the motion of internal optical elements on the spatial accuracy of line-of-sight stabilization remains insufficiently investigated.

Aim. To evaluate the effect of the reactive torque of an optomechanical system on the spatial blur of the resultant image and to determine whether the blur level complies with the acceptable requirements for data quality.

Materials and methods. An analysis of angular oscillations of an actual spacecraft during the operation of its optomechanical system was conducted based on the data of gyroscopic measurements. To estimate the amount of image blur, time series of angular velocities were processed at intervals corresponding to the camera exposure time. On this basis, the shift of the line-of-sight axis and the linear shift of the image in the focal plane were calculated. Additionally, a mathematical model based on the methods of theoretical mechanics was used to describe the relationship between the reactive torque of the rotating optical system and the dynamic response of the spacecraft body. This model made it possible to compare the actual data obtained with the calculated effect of the reactive torque.

Results. The analysis established the presence of low-frequency angular oscillations, creating a spatial blur of several micrometers. In this case, the modulation transfer function remains above 0.99, indicating minimal impact on image quality. The developed model confirmed the dependence of the angular deflection amplitude on the magnitude of the reactive torque.

Conclusion. The reactive torque of an optomechanical system with a value of less than 0.05 N·m cause image blur; however, its magnitude is insignificant. Thus, the MTF of 0.99 corresponds to maintaining the required clarity.

Keywords: reactive torque, spacecraft, optical system, image blur, angular deviation, mathematical modeling

For citation: Belan I. M. Estimation of Reactive Torque Effect on Image Blur. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2025, vol. 28, no. 5, pp. 105–112.

doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-5-105-112

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

Submitted 20.06.2025; accepted 22.10.2025; published online 28.11.2025

Введение. Реактивный момент оказывает значительное влияние на устойчивость и точность позиционирования различных летательных аппаратов, включая квадрокоптеры [1], вертолеты [2] и космические аппараты [3, 4]. При вращении подвижных элементов оптико-механической системы (ОМС), размещенной на борту космического аппарата (КА), возникает реактивный момент, вызывающий вращение корпуса аппарата в противоположном направлении [5]. Это приводит

к смещению оси визирования оптической системы от заданного положения и может вызывать пространственное размытие изображения, особенно в условиях длительной экспозиции или высокой чувствительности оптики.

Пространственное размытие изображения представляет собой потерю четкости и детализации, возникающую в результате относительного движения между оптической системой и наблюдаемой сценой в процессе экспозиции.

В спутниковых системах дистанционного зондирования Земли высокого и сверхвысокого разрешения даже малые угловые отклонения камеры приводят к размытию изображения в пределах одного или нескольких пикселей, что существенно снижает информативность и геометрическую точность снимков. При этом размытие проявляется как ухудшение функции передачи модуляции (Modulation Transfer Function – MTF), уменьшение контраста и рост ошибки геопривязки [6–9].

Для компенсации реактивного момента в ряде случаев применяются соосно установленные маховики, врачающиеся во встречном направлении. Однако эффективное использование такого подхода требует точного знания характеристик самого реактивного момента, включая его значение и динамику во времени. Прямой аналитический расчет этих параметров может оказаться недостаточным из-за конструктивных особенностей и производственных допусков подвижных элементов ОМС, которые вносят неопределенность в формирование момента.

Одним из критически важных аспектов проектирования становится не только компенсация реактивного момента, но и понимание его допустимого уровня – такого, при котором качество изображения сохраняется в пределах допустимых значений. Отсутствие четких критериев в этом вопросе ограничивает возможности разработки высокоточных систем наблюдения и управления ориентацией для малых космических платформ. В связи с этим возникает необходимость в исследовании зависимости пространственного размытия изображения от реактивного момента и определении предельных значений, при которых отклонение оси визирования остается в пределах заданных допусков.

Методы (материалы и методы). Первым этапом исследования стала разработка динамической модели подвижной оптико-механической системы, установленной на борту КА (рис. 1). Для оценивания величины реактивного момента, возникающего при повороте ОМС, использовалась трехмерная модель подвижного зеркального блока, установленного в кардановом подвесе. Особенностью данной ОМС является несовпадение центра масс подвижного зеркального блока с точкой пересечения осей

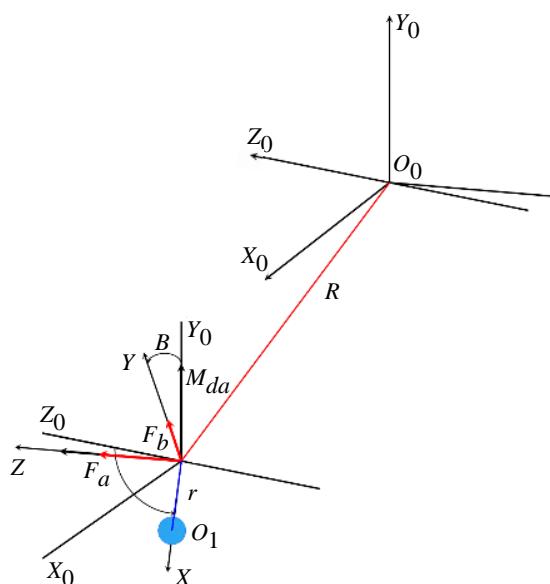


Рис. 1. Математическая модель оптико-механической системы

Fig. 1. Mathematical model of an optomechanical system

карданова подвеса. Это приводит к возникновению дополнительных сил инерции и, как следствие, реактивных моментов, воздействующих на корпус КА.

В модели используются две системы координат: $O_0X_0Y_0Z_0$ связана с корпусом КА и фиксирована в центре масс; $OXYZ$ связана с узлом подвеса зеркал. При повороте зеркального блока на углы α и β вокруг соответствующих осей возникают моменты M_{da} и M_{db} силы F_a и F_b . Соосно с двигателями расположены компенсирующие маховики, врачающиеся в противоположную сторону. Маховики создают моменты M_{ma} и M_{mb} .

Реактивные моменты, передающиеся на основание аппарата, определяются как сумма моментов от сил инерции и неполной компенсации приводов:

$$\begin{aligned} M_{ra} &= F_a r + M_{da} - M_{ma}; \\ M_{rb} &= F_b r + M_{db} - M_{mb}, \end{aligned} \quad (1)$$

где r – расстояние между пересечением осей карданова подвеса и центром тяжести блока зеркал.

Моменты двигателей определяются как

$$\begin{aligned} M_{da} &= \varepsilon_{da} J_{da}; \\ M_{db} &= \varepsilon_{db} J_{db}; \\ M_{ma} &= \varepsilon_{ma} J_{ma}; \\ M_{mb} &= \varepsilon_{mb} J_{mb}, \end{aligned}$$

где J_{da} , J_{db} – моменты инерции нагрузки по осям OY и OZ ; J_{ma} , J_{mb} – моменты инерции компенсационных маховиков, установленных по осям OY и OZ ; ε_{da} , ε_{db} – угловые ускорения подвижных частей кардана по соответствующим углам поворота; ε_{ma} , ε_{mb} – угловые ускорения маховиков по соответствующим углам поворота.

Спроецируем силы F_a и F_b , приложенные к центру кардана, на оси неподвижной системы координат $O_0X_0Y_0Z_0$:

$$\begin{aligned} F_{x_0} &= F_a \sin A + F_b \cos B \cos A; \\ F_{y_0} &= F_b \cos B; \\ F_{z_0} &= F_a \cos A - F_b \sin A \sin B. \end{aligned} \quad (2)$$

Нетрудно показать, что эти силы, приложенные к КА в точке O , создадут моменты относительно центра масс O_0 . С учетом (1) для проекций момента возмущения на оси КА получим:

$$\begin{aligned} M_{x_0} &= F_{z_0} R_y + F_{y_0} R_z + (M_{da} - M_{ma}) \sin A; \\ M_{y_0} &= F_{x_0} R_z + F_{z_0} R_x + (M_{da} - M_{ma}); \\ M_{z_0} &= F_{y_0} R_x + (M_{db} - M_{mb}) \cos A. \end{aligned} \quad (3)$$

Подставим уравнения (2) в (3). Получим

$$\begin{aligned} M_{x_0} &= (F_a \cos A - F_b \sin A \sin B) R_y + \\ &+ (F_b \cos B) R_z + (M_{db} - M_{mb}) \sin A; \\ M_{y_0} &= (F_a \sin A - F_b \sin B \cos A) R_z + \\ &+ (F_a \cos A + F_b \sin A \sin B) R_z + \\ &+ (M_{db} - M_{mb}) \sin A; \\ M_{z_0} &= F_b R \cos B R_x + (M_{db} - M_{mb}) \cos A. \end{aligned} \quad (4)$$

В (4) проекции моментов на оси состоят из суммы двух частей моментов, возникающих от смещения центра кардана относительно центра масс КА (слагаемые, содержащие R_x , R_y , R_z), и моментов, возникающих из-за неполной компенсации моментов двигателей моментами соответствующих маховиков.

Для расчета остаточных реактивных моментов зададимся значениями параметров, которые сведены в табл. 1.

Используя формулы (1)–(4) и исходные данные табл. 1, рассчитаем итоговые реактивные моменты (табл. 2).

Анализ угловых колебаний спутника. После оценки реактивного момента, возника-

Табл. 1. Исходные данные

Tab. 1. Initial data

Параметр	Значение
J_{da} , кг·м ²	2.84
J_{db} , кг·м ²	1.9
J_{ma} , кг·м ²	0.0169
J_{mb} , кг·м ²	0.0113
r , м	0.3
R_x , м	1.212
R_y , м	0.28
R_z , м	0.015
α , рад	0.0873
β , рад	0.0873
ε_a , рад/с ²	0.127
ε_b , рад/с ²	0.127

Табл. 2. Результаты расчета

Tab. 2. Calculation results

Параметр	Значение
M_{da} , Н·м	0.3607
M_{db} , Н·м	0.2413
F_a , Н	0.0504
F_b , Н	0.0378
F_x , Н	0.0077
F_y , Н	0.0377
F_z , Н	0.0499
M_{x_c} , Н·м	0.0145
M_{y_c} , Н·м	0.0206
M_{z_c} , Н·м	0.0356
M_{x_l} , Н·м	0.0013
M_{y_l} , Н·м	0.0151
M_{z_l} , Н·м	0.0113
M_x , Н·м	0.0158
M_y , Н·м	0.0357
M_z , Н·м	0.0469

ющего при повороте оптической системы, был проведен анализ динамического поведения корпуса спутника. Основой для оценки служили экспериментальные данные, полученные с угловых датчиков (гироскопов), установленных на борту аппарата. Данные включали временные ряды угловых скоростей, записанные во

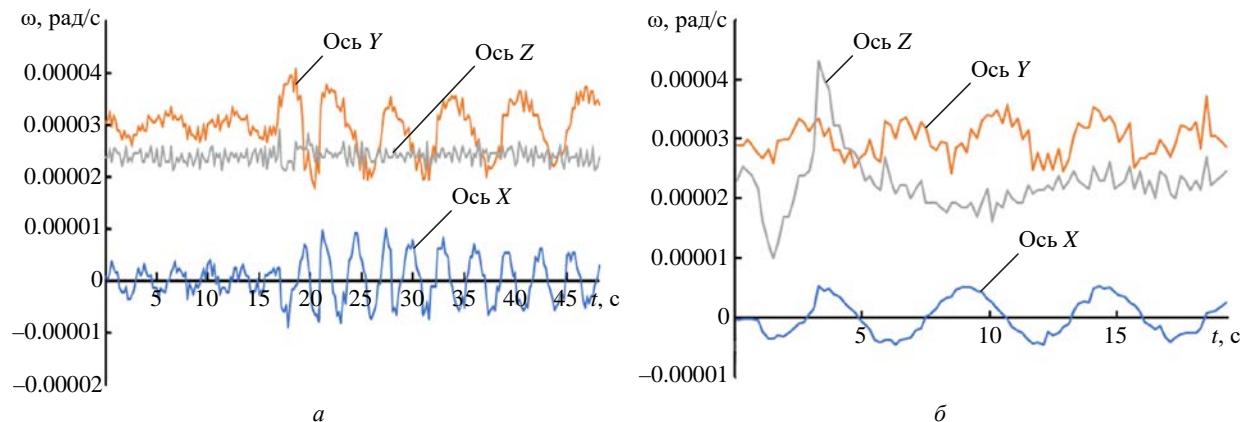


Рис. 2. Угловая скорость колебаний спутника при повороте оптической системы: а – вокруг OY ; б – вокруг OZ

Fig. 2. Angular velocity of oscillations of the satellite under the rotation of its optical system: a – around OY ; b – around OZ

время штатной работы подвижной оптики. Угловые колебания, зафиксированные в процессе съемки, интерпретировались как возмущения ориентации визирной оси, способные вызывать пространственное размытие изображения. Эти колебания были проанализированы на интервалах, соответствующих времени экспозиции камеры 0.2 с. По полученным данным рассчитывалось среднеквадратическое смещение проекции визирной оси на фокальную плоскость.

На графиках угловых скоростей спутника отчетливо наблюдаются низкочастотные колебания. Поскольку время экспозиции оказалось меньше периода этих колебаний, размытие изображения возникает лишь на части периода, а не в течение полного цикла. В таких условиях размытие носит характер случайного процесса, величина которого определяется моментом съемки внутри периода колебания [10, 11].

Результаты. Для анализа были рассмотрены интервалы, в которых ось визирования поворачивалась на максимально возможные углы. Именно на этом участке реактивные моменты достигают максимальных значений. На рис. 2 приведены зависимости угловых скоростей спутника при повороте оптической системы вокруг осей OY и OZ .

Так как ось OX совпадает с оптической осью вращения, вращение вокруг нее не приводит к параллельному смещению изображения и, соответственно, не формирует линейное размытие. Это объясняется тем, что при таком движении все точки изображения перемещаются вокруг центра проекции по дугам окружностей, оставаясь в пределах одной и той же оптической оси. Однако, несмотря на отсутствие

поступательного смещения, вращение вокруг оси OX создает угловое размытие – поворот всего изображения относительно центра кадра. В результате этого поворота в разных частях поля формируется неравномерное смещение пикселей, приводящее к локальным искажениям геометрии снимка.

За время экспозиции точка на расстоянии r от центра кадра смещается на величину $r\theta_x$, где θ_x – угол поворота за время экспозиции. В центре поля ($r = 0$) вклад от вращения отсутствует, на краю поля, когда $r = R$, где $R = 30$ мм – радиус изображения объектива, вклад максимальен.

По измеренным угловым скоростям были получены и использованы углы, отвечающие за перемещение изображения в плоскости фокуса, и θ_x , отвечающий за поворот изображения:

$$\begin{aligned}\theta_y(t) &= \int \omega_y dt; \\ \theta_z(t) &= \int \omega_z dt; \\ \theta_x(t) &= \int \omega_x dt.\end{aligned}$$

Угловое перемещение спутника показано на рис. 3.

Смещение изображения в фокальной плоскости определяется по формуле

$$r(t) = \begin{bmatrix} y(t) \\ z(t) \end{bmatrix} = f \begin{bmatrix} \theta_y(t) \\ \theta_z(t) \end{bmatrix},$$

где $f = 900$ мм – фокусное расстояние; θ – угловое отклонение за время экспозиции; график приведен рис. 4.

За время экспозиции результирующий сдвиг имеет две составляющие: линейную и угловую (рис. 4):

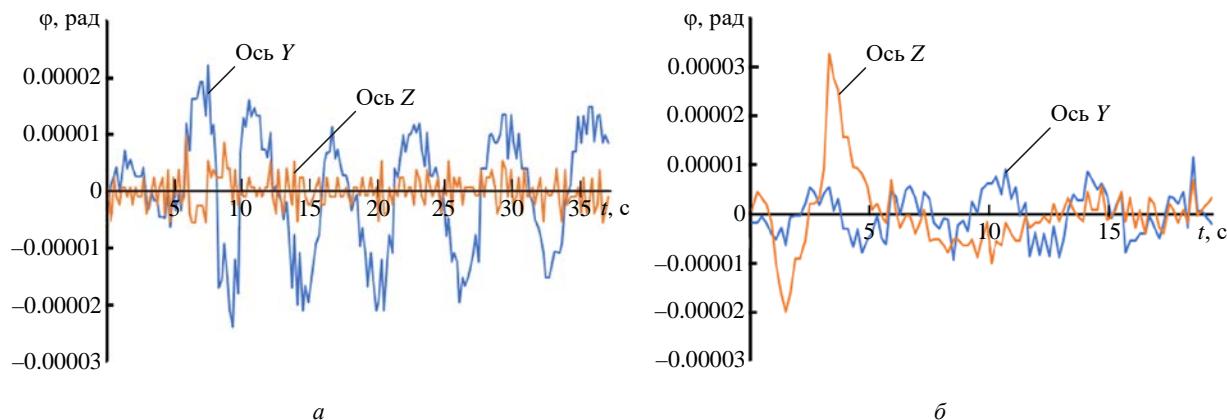


Рис. 3. Угловое перемещение спутника при повороте оптической системы: *а* – вокруг *OY*; *б* – вокруг *OZ*

Fig. 3. Angular displacement of the satellite under the rotation of its optical system: *a* – around *OY*; *b* – around *OZ*

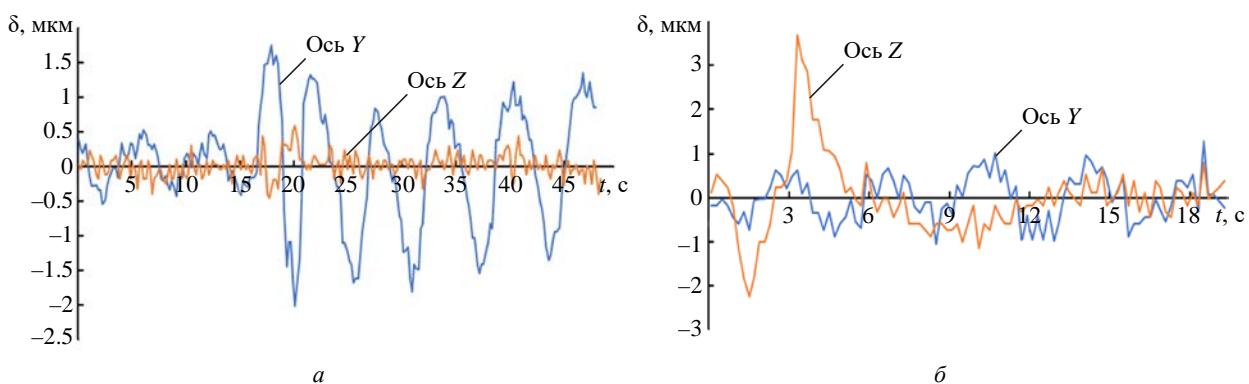


Рис. 4. Смещение изображения в фокальной плоскости: *а* – вокруг *OY*; *б* – вокруг *OZ*

Fig. 4. Image displacement in the focal plane: *a* – around *OY*; *b* – around *OZ*

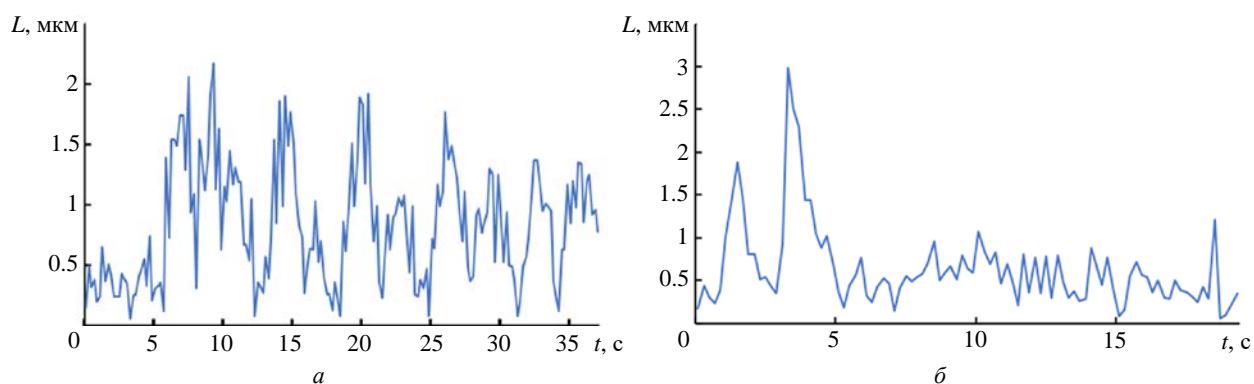


Рис. 5. Полное смещение в фокальной плоскости при повороте оси визирования: *а* – вокруг *OY*; *б* – вокруг *OZ*

Fig. 5. Total shift in the focal plane when rotating the line-of-sight axis: *a* – around *OY*; *b* – around *OZ*

$$L = \sqrt{(\Delta x)^2 + (\Delta y)^2}; \\ \alpha = R\theta_x.$$

Для оценки влияния на качество изображения используется суммарная длина размытия как векторная сумма линейной и угловой составляющих:

$$L_{\text{tot}} = \sqrt{L^2 + (R\theta_x)^2 + 2LR\theta_x \cos \psi},$$

где ψ – угол между векторами направлений размытия.

Результирующее смещение изображения за время экспозиции представлено на рис. 5.

Согласно рассчитанным траекториям максимальное результирующее смещение изображения за время экспозиции:

- $L = 2.13$ мкм при повороте вокруг *OY*;
- $L = 3.09$ мкм при повороте вокруг *OZ*.

Траектория сдвига в пределах экспозиции квазипрямoliniйна, поэтому деградация MTF вдоль худшего направления описывается аппроксимацией линейного размытия [12, 13]:

$$MTF(v) = \frac{\sin(\pi vL)}{\pi vL},$$

где v – пространственная частота объектива; L – линейное смещение изображения в фокальной плоскости.

Пространственная частота определяется исходя из размера пикселя, объектива, в рассматриваемой оптической системе размер пикселя составляет 30 мкм:

$$v = 1/2p = 16.7 \text{ mm}^{-1}.$$

Тогда итоговая MTF составляет:

- $MTF = 0.9979$ при повороте вокруг OY ;
- $MTF = 0.9956$ при повороте вокруг OZ .

Заключение. Полученные значения MTF в худшем случае составляют 0.9956, что соответствует снижению контраста на 0.1 %. Это указывает на крайне незначительное влияние размытия на качество изображения: система сохраняет практически полный контраст даже на предельных пространственных частотах, что говорит о хорошей компенсации реактивного момента. Согласно литературным данным [14, 15] критическим считается снижение MTF до уровня 0.2...0.3, при котором начинают заметно ухудшаться визуальное восприятие и метрическая точность.

Список литературы

1. Hiraoka T., Nishihara O., Kumamoto H. Steering reactive torque presentation method for a steer-by-wire vehicle // Review of Automotive Engineering. 2008. Vol. 29, № 2. P. 287–294.
2. Yoon J., Doh J. Optimal PID control for hovering stabilization of quadcopter using long short term memory // Advanced Engineering Informatics. 2022. Vol. 53. Art. № 101679.
doi: 10.1016/j.aei.2022.101679
3. Kumar S., Dewan L. Quadcopter stabilization using hybrid controller under mass variation and disturbances // J. of Vibration and Control. 2022. P. 1077546322112562.
<https://doi.org/10.1177/1077546322112562>
4. Lui C. Stabilization control of quadrotor helicopter through matching solution by controlled Lagrangian method // Asian J. of Control. 2022. Vol. 24, № 4. P. 1885–1894.
doi: 10.1002/asjc.2622
5. Krodkiewski J. M., Faragher J. S. Stabilization of motion of helicopter rotor blades using delayed feedback-modelling, computer simulation and experimental verification // J. of Sound and Vibration. 2000. Vol. 234, № 4. P. 591–610.
doi: 10.1006/jsvi.1999.2878
6. Wahballah W. A., Bazan T. M., Ibrahim M. Smear effect on high-resolution remote sensing satellite image quality // IEEE Aerospace Conf., Big Sky, USA, 03–10 March 2018. IEEE, 2018. P. 1–14.
doi: 10.1109/AERO.2018.8396589()
7. Haghshenas J. Maximum allowable low-frequency platform vibrations in high resolution satellite missions: Challenges and look-up figures // Proc. of Optical Systems Design 2015: Optical Design and Engineering VI. Vol. 9626. SPIE, 2015. P. 740–749.
doi: 10.1117/12.2191109
8. Геча В. Я., Жиленев М. Ю., Новоселов С. А. Обзор средств оценки составляющих качества изображения на выходе спутниковой оптико-электронной аппаратуры дистанционного зондирования земли в целях обеспечения бортовой обработки снимков на борту космического аппарата // Вопр. электромеханики. Тр. ВНИИЭМ. 2021. Т. 185, № 6. С. 38–48.
9. Smith S. L., Mooney J. A., Fiete R. D. Understanding image quality losses due to smear in high-resolution remote sensing imaging systems // Optical Engineering. 1999. Vol. 38, № 5. P. 821–826.
doi: 10.1109/AERO.2018.8396589
10. Analysis of smear in high-resolution remote sensing satellites / W. A. Wahballah, T. M. Bazan, F. El-Tohamy, M. Fathy // Sensors, Systems, and Next-Generation Satellites XX. SPIE. 2016. Vol. 10000. P. 375–385.
doi: 10.1117/12.2241634
11. Holst G. C. CCD arrays, cameras, and displays. 2nd ed. Winter Park, FL: JCD publishing, 1998. 378 p.
12. Computation model of image motion velocity for space optical remote cameras / W. Zhong, H. Deng, Zh. Sun, X. Wu // Intern. Conf. on Mechatronics and Automation, Changchun, 09–12 Aug. 2009. IEEE, 2009. P. 588–592.
doi: 10.1109/ICMA.2009.5245072
13. Degradation of modulation transfer function in push-broom camera caused by mechanical vibration / P. Xu, Q. Hao, Ch. Huang, Y. Wang // Optics & laser technology. 2003. Vol. 35, № 7. P. 547–552.
doi: 10.1016/S0030-3992(03)00084-7
14. Joseph G. Building Earth Observation Cameras. Boca Raton: CRC Press, 2015. 368 p.
15. Schowengerdt R. A. Remote Sensing: Models and Methods for Image Processing. Amsterdam: Elsevier, 2006. 560 p.

Информация об авторе

Илья Михайлович Белан – магистр по специальности "Приборостроение" (2021, Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)), аспирант кафедры

Влияние реактивного момента на размытие изображения
Estimation of Reactive Torque Effect on Image Blur

лазерных измерительных и навигационных систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина); инженер 2-й категории Филиала Корпорации "Комета" – Научно-проектный центр оптоэлектронных комплексов наблюдения. Автор четырех научных публикаций. Сфера научных интересов – прикладная механика, системы ориентации; стабилизация пространственного положения.

Адрес: Филиал Корпорации "Комета" – Научно-проектный центр оптоэлектронных комплексов наблюдения ул. Шателена, д. 7, Санкт-Петербург, 194021, Россия

E-mail: iliyars97@gmail.com

<https://orcid.org/0000-0002-6202-2331>

References

1. Hiraoka T., Nishihara O., Kumamoto H. Steering Reactive Torque Presentation Method for a Steer-By-Wire Vehicle. *Review of Automotive Engineering*. 2008, vol. 29, no. 2, pp. 287–294.
2. Yoon J., Doh J. Optimal PID Control for Hovering Stabilization of Quadcopter Using Long Short Term Memory. *Advanced Engineering Informatics*. 2022, vol. 53, art. no. 101679.
doi: [10.1016/j.aei.2022.101679](https://doi.org/10.1016/j.aei.2022.101679)
3. Kumar S., Dewan L. Quadcopter Stabilization Using Hybrid Controller Under Mass Variation and Disturbances. *J. of Vibration and Control*. 2022, p. 107754632211256.
<https://doi.org/10.1177/10775463221125628>
4. Lui C. Stabilization Control of Quadrotor Helicopter through Matching Solution by Controlled Lagrangian Method. *Asian J. of Control*. 2022, vol. 24, no. 4, pp. 1885–1894.
doi: [10.1002/asjc.2622](https://doi.org/10.1002/asjc.2622)
5. Krodkiewski J. M., Faragher J. S. Stabilization of Motion of Helicopter Rotor Blades Using Delayed Feedback–Modelling, Computer Simulation and Experimental Verification. *J. of Sound and Vibration*. 2000, vol. 234, no. 4, pp. 591–610.
doi: [10.1006/jsvi.1999.2878](https://doi.org/10.1006/jsvi.1999.2878)
6. Wahballah W. A., Bazan T. M., Ibrahim M. Smear Effect on High-Resolution Remote Sensing Satellite Image Quality. *IEEE Aerospace Conf., Big Sky, USA, 03–10 March 2018*. IEEE, 2018, pp. 1–14.
doi: [10.1109/AERO.2018.8396589](https://doi.org/10.1109/AERO.2018.8396589)
7. Haghshenas J. Maximum Allowable Low-Frequency Platform Vibrations In High Resolution Satellite Missions: Challenges and Look-Up Figures. Proc. of Optical Systems Design 2015: Optical Design and Engineering VI. Vol. 9626. SPIE, 2015, pp. 740–749.
doi: [10.1117/12.2191109](https://doi.org/10.1117/12.2191109)
8. Gecha V. Ya., Zhilenev M. Yu., Novoselov S. A. *Obzor sredstv otseki sostavlyayushchikh kachestva izobrazheniya* na vykhode sputnikovoi optiko-elektronnoi apparatury distantsionnogo zondirovaniya zemli v tselyakh obespecheniya bortovoi obrabotki snimkov na bortu kosmicheskogo appara
9. Smith S. L., Mooney J. A., Fiete R. D. Understanding Image Quality Losses Due to Smear in High-Resolution Remote Sensing Imaging Systems. *Optical Engineering*. 1999, vol. 38, no. 5, pp. 821–826.
doi: [10.1109/AERO.2018.8396589](https://doi.org/10.1109/AERO.2018.8396589)
10. Wahballah W. A., Bazan T. M., El-Tohamy F., Fathy M. Analysis of smear in high-resolution remote sensing satellites. *Sensors, Systems, and Next-Generation Satellites XX*. SPIE. 2016, vol. 10000, pp. 375–385.
doi: [10.1117/12.2241634](https://doi.org/10.1117/12.2241634)
11. Holst G. C. *CCD Arrays, Cameras, and Displays*. 2nd ed. Winter Park, FL, JCD Publishing, 1998, 378 p.
12. Zhong W., Deng H., Sun Zh., Wu X. Computation Model of Image Motion Velocity for Space Optical Remote Cameras. Intern. Conf. on Mechatronics and Automation, Changchun, 09–12 Aug. 2009. IEEE, 2009, pp. 588–592.
doi: [10.1109/ICMA.2009.5245072](https://doi.org/10.1109/ICMA.2009.5245072)
13. Xu P., Hao Q., Huang Ch., Wang Y. Degradation of Modulation Transfer Function in Push-Broom Camera Caused by Mechanical Vibration. *Optics & laser technology*. 2003, vol. 35, no. 7, pp. 547–552.
doi: [10.1016/S0030-3992\(03\)00084-7](https://doi.org/10.1016/S0030-3992(03)00084-7)
14. Joseph G. *Building Earth Observation Cameras*. Boca Raton, CRC Press, 2015, 368 p.
15. Schowengerdt R. A. *Remote Sensing: Models and Methods for Image Processing*. Amsterdam, Elsevier, 2006, 560 p.

Information about the author

Ilya M. Belan, Master in Instrument Engineering (2021, Saint Petersburg Electrotechnical University), Post-graduate student of the Department of Laser Measurement and Navigation Systems of the Saint Petersburg Electrotechnical University; 2nd category Engineer of Branch of the "Kometa" Corporation – Scientific and Design Center for Optoelectronic Observation Systems. The author of 4 scientific publications. Area of expertise: applied mechanics, attitude control systems; and spatial stabilization.

Address: Branch of the "Kometa" Corporation – Scientific and Design Center for Optoelectronic Observation Systems, 7, Shatelen St., St Petersburg 194021, Russia

E-mail: iliyars97@gmail.com

<https://orcid.org/0000-0002-6202-2331>

Ленинград – родина электронной промышленности СССР

Ю. А. Маслеников, С. М. Таиров

В 2025 г. было объявлено, что в России началось десятилетие науки и технологии. В своем обращении по этому поводу президент РФ указал на особую роль электроники и особенно микроэлектроники.

В связи с этим, по нашему мнению, следует отметить важнейшую роль ленинградской науки и предприятий в становлении и развитии этой отрасли в стране. Это "Светлана" – разработчик и производитель полупроводниковых приборов, "Позитрон" – головной разработчик и производитель конденсаторов и резисторов, НИИ "Феррит-Домен" – ведущее предприятие в области магнитной памяти, Институт полупроводников АН СССР, мощный тандем – Физико-технический институт и Политехнический институт, где работали выдающиеся ученые с мировым именем А. Ф. Иоффе и Ж. И. Алферов, выпускник ЛЭТИ и заведующий базовой кафедрой в этом институте. В ЛЭТИ уже в 1951 г. была открыта первая в стране кафедра полупроводников и диэлектриков. Работы по теории и технологии полупроводников активно проводились в Ленинградском государственном университете, Ленинградском технологическом институте и в ЛИТМО.

В довоенные годы в других городах (за малым исключением – Москвы) ничего даже похожего не было, кроме относительно небольших предприятий, которые выпускали электронные компоненты, разработанные в ленинградских институтах. В первые послевоенные годы многое начало меняться, но прежде всего за счет эвакуированных институтов и производств. Следует отметить, что отставание от передовых стран по наиболее продвинутым направлениям тогда было не более 1.5–2 лет. И, что особенно удивительно, некоторые изделия, разработанные самостоятельно, практически не уступали зарубежным, но их не копировали, хотя и были выдающиеся примеры создания полного аналога зарубежной военной и гражданской техники, такие как:

- стратегический бомбардировщик ТУ-4 (обратная разработка американского B-29);
- баллистическая ракета Р-1 (обратная разработка немецкой ракеты Фау-2);
- легковой автомобиль "Москвич-400" (обратная разработка немецкого "Опель Кадет К38");
- стиральная машина "Рига-55" (обратная разработка шведской модели фирмы "Хускварна").

Примерно также развивался один из сюжетов в электронной промышленности. Первый транзистор появился в 1948 г. в США. Однако тогда этот прибор обладал очень низкими параметрами и значительно уступал малогабаритным электронным лампам. Потребовалось несколько лет, чтобы решить задачи получения сверхчистых германия и кремния, затем выращивания малодефектных кристаллов. Потом долго боролись с низким выходом годных кристаллов, большими утечками и проблемами контактов. Высока была и стоимость (в 1950 г. \$ 6–10, что означает \$ 80–130 за транзистор в сегодняшних ценах). Только в 1953 г. началось использование транзисторов в аппаратуре. Наши специалисты следили за работами в США, закупали образцы и оборудование. И в соответствии с решением правительства на заводе "Светлана" (директор Н. М. Киселев, начальник цеха А. Н. Курилов) было развернуто строительство цеха. В 1955 г. первый в стране цех серийного производства начал выпуск отечественных транзисторов П1 (разработка НИИ-35, Москва) на заводе "Светлана" в Ленинграде. При заводе было создано ОКБ по разработке полупроводниковых приборов. В первый год производства транзисторов П1 было выпущено уже 96 тысяч штук. С этого началась полупроводниковая промышленность в СССР.

Активная самостоятельность в разработках ленинградской научной и инженерной школы с твердой ориентацией на мировой уровень сохранилась вплоть до конца семидесятых годов прошлого века. Фундамент ленинградской науки и высшей школы позволял выходить на

мировой уровень в производстве самых разно-плановых изделий. Об успехах этого направления работ одного из ленинградских предприятий электронной промышленности рассказывается далее. В определенном смысле это было импортозамещение по-советски. Условные юбилеи этих разработок случились в 2025 г.

В 1962 г. в ходе визита в Ленинград Н. С. Хрущева окончательно удалось убедить в необходимости срочного развития электронной промышленности в стране. Одним из главных "убеждающих" был руководитель одного из предприятий в Доме Советов на Московской площади Филипп Георгиевич Старос. Это предприятие – абонементный ящик 155 ("абонементный ящик такой-то", в разговорном просто "ящик" – так в СССР "легендировали" за-секреченные предприятия), которое и посетил Н. С. Хрущев по приглашению председателя Государственного комитета по электронной технике А. И. Шокина. После этого были выделены огромные средства, построен "Научный центр", включающий шесть НИИ и пять заводов в Зеленограде под Москвой, а также несколько крупных электронных производств.

В Ленинграде больше новых заводов не строили, однако одним частным результатом визита стало строительство нового здания для а. я. 155 на выезде из города на Московском шоссе, 46.

Если ИИ задать вопрос, кто и когда сделал первый в мире калькулятор на больших интегральных схемах (БИС), получим ответ: "Первый в мире калькулятор, использовавший интегральные микросхемы (БИС), – японский Sharp QT-8D, выпущенный в 1969 г. В нем использовались всего четыре БИС, отвечающие за основную логику вычислений". А в конце 1970 г. на столе у министра электронной промышленности А. И. Шокина (в 1965 г. Государственный комитет по электронной технике был преобразован в Министерство электронной промышленности) лежала внешне похожая копия этого калькулятора, но с БИС собственной разработки. Этот калькулятор и БИС к нему были сделаны в Ленинградском конструкторском бюро (ЛКБ, ранее – а. я. 155) под руководством вышеупомянутого Староса. В начале 1971 г. Шокин продемонстрировал этот калькулятор первому секретарю ЦК КПСС

Леониду Ильичу Брежневу, и это изделие стало "калькулятором к XXIV съезду КПСС" (1971), получив название "Электроника 24-71".

Это был первый звездный час советской микроэлектроники.

С запаздыванием всего на год–полтора в стране появилось изделие мирового уровня и полностью собственной разработки. И достигнуто это было с помощью своей специально созданной системы автоматизированного проектирования БИС (САПР БИС) на оборудовании в основном собственной разработки. И это было сделано в Ленинграде. Вот оценка Ф. Г. Староса результатов работы на одном из совещаний. Он сказал: "Знаете, все эти микрокалькуляторы – ничто. Сегодня мы открываем новую эру для человечества – эру персональных компьютеров. Через пять–десять лет такие люди, как вы и я, смогут позволить себе иметь собственный компьютер дома, и он будет таким же мощным, как сегодня БЭСМ-6". Был 1971 г., и пророчество оказалось поразительным. Технологический фундамент этой разработки был создан усилиями И. В. Берга, Л. Г. Фроловой, Л. М. Норкина, А. М. Скворцова, В. В. Цветкова, Н. В. Щетининой, М. Н. Кайдановской, Э. А. Одинцовой. Схемотехнические расчеты и топологию создали В. С. Гальперин, Г. И. Берлинков, Ю. В. Беленький, Т. Н. Ковалевская, А. С. Сыченников, Н. И. Архипова. За фотошаблоны отвечал Б. Н. Котлецов, а за системы контроля микросхем и управления фотонаборной установкой В. М. Вальков, Д. И. Ажоткин, В. И. Хлебников, М. С. Кушуль, Е. Е. Фридман, Э. М. Раскина. Система автоматизации проектирования разрабатывалась под руководством С. И. Баранова, Ю. И. Шендеровича, Э. В. Попова, В. А. Селютина. Алгоритмы арифметики калькулятора разработал Б. С. Рувинский. Первым помощником Староса в этой работе был Генрих Романович Фирдман – заместитель главного конструктора по системотехнике, что стало ключевым фактором успеха работы.

Электронная промышленность Ленинграда очень выделялась на фоне этой отрасли в стране, но все же главной промышленностью города всегда было кораблестроение. Количество всевозможного радиотехнического, связ-

ного и вычислительного оборудования на кораблях возрастило очень быстро, а электроника позволяла значительно уменьшить габариты и увеличить быстродействие аппаратуры. В ряде случаев предприятия электронной промышленности разрабатывали для кораблей целые сложные системы, а не только микросхемы. Так, в ЛКБ была разработана и выпускалась боевая информационно-управляющая система (БИУС) "Узел" для дизельных подводных лодок (ПЛ). Система, имея большое количество всевозможных датчиков, обрабатывала информацию как о собственном положении, глубине, скорости хода, наличии типов торпед, так и об окружающей обстановке, возможных угрозах, а также давала рекомендации по возможным вариантам поражения противника или защиты от него. Такие системы были важны особенно для ПЛ, где габариты играют очень важную роль. И здесь надо отметить приоритет ленинградских инженеров, работавших в электронной промышленности и взявшихся решить задачу создания БИУС для дизельных ПЛ – задачу, за которую не брался Минсудпром, делавший БИУС для атомных ПЛ. Эти инженеры работали в ЛКБ, возглавляемом главным конструктором этой разработки Ф. Г. Старосом.

В 1964 г. в ЛКБ военные заказчики впервые по новой только что утвержденной программе испытаний приняли разработку управляющей ЭВМ УМ-2. В ней были доведены до совершенства архитектурные, схемотехнические и конструктивные решения на основе созданной Старосом методологии микроЭлектроники – методологии комплексной миниатюризации элементной базы, узлов и блоков управляющей ЭВМ. УМ-2 опробовалась в КБ Королева и Туполева и для применения в ВМФ. Но Ленинград – морской город, город кораблестроителей, и первое применение УМ-2 нашла для дизельных ПЛ. В 1970 г. БИУС "Узел" был принят Государственной комиссией, и первая в стране дизельная ПЛ с БИУС встала в строй.

Об этой работе в 2009 г. лучше всего сказал генеральный конструктор неатомных ПЛ ЦКБ МТ "Рубин", доктор технических наук, профессор Ю. Н. Кормилицин, по проектам которого построено более 180 ПЛ: "Создание боевой информационно-управляющей системы "Узел"

является гигантским прорывом в двух принципиальных направлениях:

– техническом, поскольку габариты, объем, масса и энергопотребление были значительно уменьшены, а эффективное быстродействие и количество решаемых задач увеличены во много раз относительно тех систем, которые разрабатывались в то время в Министерстве судостроительной промышленности;

– политическом, так как впервые подводникам разрешили выйти за отраслевые барьеры и работать с фирмами другого министерства, т. е. заглянуть и перепрыгнуть через высокий ведомственный "забор", укрепленный секретностью.

…Дело в том, что внедрение БИУС "Узел" приводило к очевидному уменьшению водоизмещения кораблей и, как следствие, к резкому сокращению потребления финансовых и трудовых ресурсов".

И здесь надо вспомнить тех, кто решил эту задачу. Общее инженерное руководство осуществлялось Ф. Г. Старосом и И. В. Бергом. Взаимодействие с ВМФ, формирование технического задания (ТЗ) на систему, а также внутренних частных ТЗ на составляющие части системы и общая координация работ были возложены на М. П. Гальперина. ЦВК под руководством А. И. Бородина разрабатывали Е. И. Жуков (с 1966 г. возглавивший эту работу), И. Ф. Грачев, В. А. Коротков, Ю. К. Судгин, Л. Г. Мичурина, О. Д. Попова, Б. И. Симонов. За систему памяти отвечали специалисты отдела С. И. Крейнина – В. Я. Кузнецов (с 1966 г. – начальник отдела), Е. С. Кузьмин, Э. В. Якушев, Т. М. Тучкова, О. С. Вартанов, В. И. Ткачев, С. И. Дискин. С начала и до конца разработки системы ввода-вывода, термостатирования и питания велись в отделе под руководством и при личном участии начальника отдела В. Е. Панкина. Электронная часть ввода-вывода создавалась, настраивалась и сопровождалась И. И. Мешечкиным, В. В. Виноградовым, Г. Ф. Прокофьевой, а электромеханическая – О. А. Знаменским, В. В. Городецким, В. В. Рыжковым, Г. В. Росляковой, А. Б. Макеевым, Ю. Г. Чудиновских. Тракты отображения разрабатывали Э. А. Никитин, К. Б. Бодашков, Е. Б. Бардин, А. Д. Ганшин, И. П. Кривцов, В. А. Подвальский, Е. М. Блох.

Вопросы подсистем питания решались А. В. Родяковым, Н. М. Пигалевым, подсистем термостатирования – В. Н. Чертковым, В. И. Карпенко. Тяготы конструирования в условиях долгой неопределенности в объемах и составе аппаратуры и новизны военно-морских требований выносили П. А. Петров, А. С. Соболев, Р. Н. Лаврентьев, С. В. Золотайко, А. В. Малявкин, А. П. и В. А. Синицыны. Архитектура и лицо системы формировались под руководством М. П. Гальперина (номинально – тогда начальника отдела разработки системного и целевого ПО) М. А. Алексеевским и В. О. Игнатьевым.

Системное ПО под руководством М. А. Алексеевского разрабатывалось Ф. С. Голубевой, Б. И. Барановым, Г. А. Несвижским. Целевые алгоритмы, разрабатываемые и энергично меняемые в процессе реализации (особенно в части торпедной стрельбы), воплощали в жизнь А. С. Константинова, Н. Ф. Фадеева, М. И. Лапачугина, С. И. Моцкин, О. Н. Меламед (определение элементов движения цели), В. О. Игнатьев, Д. В. Демидович, В. А. Харламов (боевое и тактическое маневрирование), Л. Н. Серебрякова (гидрология), А. Г. Федотова, Э. А. Лабецкий, В. И. Цибковский, Н. А. Таранкова, М. И. Рябова (торпедная стрельба), Г. Ф. Горожанко, Ю. А. Масленников, В. В. Гунякина, А. Л. Трошков (навигация). Кросс-средства обеспечения разработки целевого и системного ПО создавались в лаборатории Г. Р. Фирдмана (впоследствии – в отделье) Ю. И. Шендеровичем, Э. В. Поповым, А. В. Шебаршиным, Е. И. Боруховичем, А. И. Рыжиковой. Решение организационных вопросов разработки ПО системы в этот период было возложено на О. Д. Глухова.

В период эскизно-технического проекта создается комплексная лаборатория под руководством Б. Г. Голованова. Им вместе с М. П. Гальпериным был сформирован коллектив, ставший впоследствии отделом и принявший на себя значительную часть вопросов взаимодействия с заказчиком, ЦКБ-проектантом, предприятиями – разработчиками и изготовителями смежных систем, военно-морскими службами и серийными заводами. В основе этого коллектива были Е. В. Биндинченко, Г. Н. Гутман, А. С. Щербина, Ю. М. Розанов, М. И. Ардовский, В. Б. Собакин, И. З. Миловидова, В. Г. Любимов.

Неоценимо положительную роль в успехе разработки сыграли контр-адмиралы в отставке О. С. Жуковский и В. Н. Ерошенко. О. С. Жуковский пришел на предприятие в 1967 г. и обеспечил деловой контакт с руководством ВМФ. В. Н. Ерошенко пришел в 1968 г. и организовал оперативное взаимодействие с руководством военно-морской базы в Лиепае по всем текущим задачам подготовки и проведения испытаний БИУС "Узел".

Добавить к этому можно только то, что это была первая в стране микроэлектронная система в Вооруженных силах Советского Союза. В экспортном варианте она плавала на наших ПЛ под флагами Индии, Китая, Алжира, Польши и других стран. И это сделано тоже в Ленинграде.

И, наконец, мы подходим ко второму звездному часу советской микроэлектроники – созданию первой в стране микроЭВМ "Электроника С5-01". В 1973 г. Ф. Г. Староса на посту руководителя предприятия сменяет Виктор Пантелеимонович Цветов. Предприятие получает новое название – Ленинградское конструкторско-технологическое бюро (ЛКТБ). Одновременно технологические возможности предприятия начинают позволять проектировать такие сложные БИС, которые способны реализовать структуру 16-разрядной управляющей ЭВМ. В 1974 г. работа над этой ЭВМ начинается совместно с Киевским институтом кибернетики. В декабре 1975 г. состоялась успешная приемка микроЭВМ Государственной комиссией под руководством академика В. М. Глушкова, положив начало серии микроЭВМ "Электроника С5". С этого момента начинается эпоха микроЭВМ в Советском Союзе. Министром электронной промышленности А. И. Шокиным отмечено, что разработанная микроЭВМ является первой отечественной микроЭВМ широкого назначения на МДП больших интегральных схемах, выполнена на уровне известных современных образцов и оснащена математическим обеспечением высокого уровня.

МикроЭВМ "Электроника С5-01" в серии "Электроника С5-02" находилась по большинству параметров на мировом микропроцессорном уровне. И это тоже было сделано в Ленинграде. В дополнение к тем сотрудникам, которые формировали технологический фундамент

разработки БИС, в эту работу также весомый вклад внесли С. М. Таиров, В. С. Хорин, Я. В. Дьяченко, В. А. Фогель, В. М. Бурштейн, В. В. Гусаков, Н. М. Яковлева. Структура микроЭВМ и система команд были разработаны сотрудниками Киевского института кибернетики А. В. Палагиным, А. Ф. Кургаевым, В. А. Ивановым совместно со специалистами ЛКТБ И. С. Евзовичем и А. Ф. Дряпаком. И если в июне 1971 г. США гордились созданием 4-разрядной микроЭВМ, то СССР в декабре 1975 г. смог уже гордиться наличием 16-разрядной микроЭВМ. Она была создана на основе комплекта *p*-канальных БИС серии К536:

уровень интеграции 2000–8000 элементов на кристалле в зависимости от степени регулярности схемы, площадь кристалла 20 мм², схемотехника – динамическая, четырехтактная, тактовая частота 100 кГц.

Эта микроЭВМ положила начало применению широко распространенного, начиная со второй половины 70-х гг., семейства микроЭВМ "Электроника С5", куда вошли и одноплатные, и однокристальные варианты исполнения, в том числе и для Министерства обороны СССР.

Таковы некоторые "юбилейные" результаты работ ленинградских предприятий в области передовой микроэлектроники от транзистора до системы управления.

Правила для авторов статей

В редакцию журнала "Известия вузов России. Радиоэлектроника" необходимо представить:

- электронную скан-копию рукописи (1 экз.) - файл статьи (pdf формат) с подписями всех авторов (объем оригинальной статьи не менее 8 страниц текста с аннотацией, обзорной статьи не более 20 страниц текста с аннотацией);
- электронную копию статьи (1 экз., docx формат);
- 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;
- оригинал/скан-копию экспертного заключения о возможности опубликования в открытой печати (1 экз.);
- сведения об авторах на русском и английском языках (1 экз., docx формат);
- рекомендацию кафедры (подразделения) к опубликованию (следует указать предполагаемую рубрику) (1 экз.);
- сопроводительное письмо (1 экз.). В письме должна быть отражена следующая информация: ФИО адресата и дата подачи рукописи; цель обращения и административная информация (заглавие рукописи, состав авторского коллектива, вид статьи); краткое изложение основных результатов исследования и описание их влияния на научное знание (1–2 абзаца); заявление об отсутствии подачи статьи в другие журналы и об отсутствии какого-либо конфликта интересов.

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 настоятельно 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 докторской или кандидатской диссертации).

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.citehisforme.com>.

Нежелательны ссылки на источники более 10–15-летней давности, приветствуются ссылки на современные источники, имеющие идентификатор doi.

За достоверность и правильность оформления представляемых библиографических данных авторы несут ответственность вплоть до отказа в праве на публикацию.

Аннотация на английском языке (Abstract) в русскоязычном издании и международных базах данных является для иностранных читателей основным и, как правило, единственным источником информации о содержании статьи и изложенных в ней результатах исследований. Зарубежные специалисты по аннотации

оценивают публикацию, определяют свой интерес к работе российского ученого, могут использовать ее в своей публикации и сделать на нее ссылку, открыть дискуссию с автором.

Текст аннотации должен быть связным и информативным. При написании аннотации рекомендуется использовать Present Simple Tense. Present Perfect Tense является допустимым. Рекомендуемый объем – 200–250 слов.

Список литературы (References) для зарубежных баз данных приводится полностью отдельным блоком, повторяя список литературы к русскоязычной части. Если в списке литературы есть ссылки на иностранные публикации, то они полностью повторяются в списке, готовящемся в романском алфавите. В References совершенно недопустимо использовать российский ГОСТ 7.0.5–2008. Библиографический список представляется с переводом русскоязычных источников на латиницу. При этом применяется транслитерация по системе BSI (см. <http://ru.translit.net/?account=bsi>).

Типовые примеры описания в References приведены на сайте журнала <https://re.eltech.ru>.

Сведения об авторах

Включают для каждого автора фамилию, имя, отчество (полностью), ученую или академическую степень, ученое звание (с датами присвоения и присуждения), почетные звания (с датами присвоения и присуждения), краткую научную биографию, количество печатных работ и сферу научных интересов (не более 5–6 строк), название организации, должность, служебный и домашний адреса, служебный и домашний телефоны, адрес электронной почты. Если ученых и/или академических степеней и званий нет, то следует указать место получения высшего образования, год окончания вуза и специальность. Также требуется включать идентификационный номер исследователя ORCID (Open Researcher and Contributor ID), который отображается как адрес вида <http://orcid.org/xxxx-xxxx-xxxx-xxxx>. При этом важно, чтобы кабинет автора в ORCID был заполнен информацией об авторе, имел необходимые сведения о его образовании, карьере, другие статьи. Вариант «нет общедоступной информации» при обращении к ORCID не допускается. В сведениях следует указать автора, ответственного за прохождение статьи в редакции.

Правила оформления текста

Текст статьи подготавливается в текстовом редакторе Microsoft Word. Формат бумаги А4. Параметры страницы: поля – верхнее и нижнее 2.5 см, левое и правое 2.25 см; колонтитулы – верхний 1.5 см, нижний 2.5 см. Применение полужирного и курсивного шрифтов допустимо при крайней необходимости.

Дополнительный, поясняющий текст следует выносить в подстрочные ссылки при помощи знака сноски, а при большом объеме – оформлять в виде приложения к статье. Ссылки на формулы и таблицы даются в круглых скобках, ссылки на использованные источники (литературу) – в квадратных прямых.

Все сведения и текст статьи набираются гарнитурой "Times New Roman"; размер шрифта основного текста 11 pt, остальных сведений 10 pt; выравнивание по ширине; абзацный отступ 0.6 см; межстрочный интервал "Множитель 1.1"; автоматическая расстановка переносов.

Правила верстки списка литературы, формул, рисунков и таблиц подробно описаны на сайте <https://re.eltech.ru>.

Перечень основных тематических направлений журнала

Тематика журнала соответствует номенклатуре научных специальностей:

2.2 – Электроника, фотоника, приборостроение и связь:

- 2.2.1 – Вакуумная и плазменная электроника.
- 2.2.2 – Электронная компонентная база микро- и наноэлектроники, 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.
- Радиофotonika.
- 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, д. 5 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 28 № 5 2025

Vol. 28 No. 5 2025

Научные редакторы А. М. Мончак, П. В. Апалина

Редакторы Э. К. Долгатов, И. Г. Скачек

Компьютерная верстка Е. И. Третьяковой

Science Editors A. M. Monchak, P. V. Apalina

Editors E. K. Dolgatov, I. G. Skachek

DTP Professional E. I. Tretyakova

Подписано в печать 21.11.25. Дата выхода в свет 28.11.25.

Формат 60×84 1/8. Бумага офсетная. Печать цифровая.

Уч.-изд. л. 15.99. Печ. л. 15.5. Тираж 300 экз. (1-й завод 1–150 экз.) Заказ .

Цена свободная.

Signed to print 21.11.25. Publication date 28.11.25.

Sheet size 60×84 1/8. Educational-ed. liter. 15.99. Printed sheets 15.5.

Number of copies 300. Printing plant 1–150 copies. Order no. .

Free price.

Отпечатано в издательстве СПбГЭТУ «ЛЭТИ»
197022, С.-Петербург, ул. Проф. Попова, 5 Ф

Published by ETU Publishing house
5 F Prof. Popov St., St Petersburg 197022, Russia