



DOI: 10.32603/1993-8985

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

*Известия высших учебных заведений России*

# **РАДИОЭЛЕКТРОНИКА**

**Том 27 № 3 2024**



*Journal of the Russian Universities*

# **RADIOELECTRONICS**

**Vol. 27 No. 3 2024**

Санкт-Петербург  
Издательство СПбГЭТУ «ЛЭТИ»

2024

Saint Petersburg  
ETU Publishing house

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

**Индекс по каталогу** АО «Почта России» П4296

**Учредитель и издатель:** Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования «Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ"»

им. В. И. Ульянова (Ленина)» (СПбГЭТУ «ЛЭТИ»)

Журнал основан в 1998 г.

Издается 6 раз в год.

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

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

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

**Редакция журнала:**

197022, Санкт-Петербург,

ул. Проф. Попова, д. 5 Ф, СПбГЭТУ «ЛЭТИ».

Тел.: 8 (812) 234-10-13,

e-mail: radioelectronic@yandex.ru

**RE.ELTECH.RU**

© СПбГЭТУ «ЛЭТИ», оформление, 2020

## РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

*ГЛАВНЫЙ РЕДАКТОР*

**А. В. СОЛОМОНОВ**, д.ф.-м.н., проф.,

Санкт-Петербургский государственный

электротехнический университет «ЛЭТИ»

им. В. И. Ульянова (Ленина), С.-Петербург, Россия

*ПРЕДСЕДАТЕЛЬ РЕДАКЦИОННОЙ КОЛЛЕГИИ*

**В. М. КУТУЗОВ**, д.т.н., президент, Санкт-Петербургский

государственный электротехнический университет

«ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина), С.-Петербург, Россия

*РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:*

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

**Matthias A. HEIN**, PhD, Dr. rer. Nat. Habil., Prof.,

Технический университет, Ильменау, Германия

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

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

**Erkki LANDEKANTA**, PhD, Prof., Технический

университет, Лаппеенранта, Финляндия

**Ferran MARTIN**, PhD (Phys.), Prof., Автономный

университет, Барселона, Испания

**Piotr SAMCZYNSKI**, PhD, Dr. Sci., Associate Prof.,

Варшавский технологический университет,

Институт электронных систем, Варшава, Польша

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

**А. Г. ВОСТРЕЦОВ**, д.т.н., проф., Новосибирский

государственный технический университет,

Новосибирск, Россия

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

университет, Екатеринбург, Россия

**А. Н. ЛЕУХИН**, д.ф.-м.н., проф., Марийский

государственный технический университет,

Йошкар-Ола, Россия

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

**Л. А. МЕЛЬНИКОВ**, д.ф.-м.н., проф., Саратовский

государственный технический университет

им. Гагарина Ю. А., Саратов, Россия

**А. А. МОНАКОВ**, д.т.н., проф., Санкт-Петербургский

государственный университет аэрокосмического

приборостроения (ГУАП), С.-Петербург, Россия

**А. А. ПОТАПОВ**, д.ф.-м.н., гл.н.с., Институт радиотехники и

электроники им. В. А. Котельникова РАН, Москва, Россия

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

РАН, Саратов, Россия

**С. В. СЕЛИЩЕВ**, д.ф.-м.н., проф., НИУ "Московский

институт электронной техники", Москва, Россия

**А. Л. ТОЛСТИХИНА**, д.ф.-м.н., гл.н.с., Институт

кристаллографии им. А. В. Шубникова РАН,

Москва, Россия

**А. Б. УСТИНОВ**, д.ф.-м.н., проф., Санкт-Петербургский

государственный электротехнический университет

«ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина), С.-Петербург, Россия

**В. М. УСТИНОВ**, д.ф.-м.н., чл.-кор. РАН, директор, Центр

микроэлектроники и субмикронных

гетероструктур РАН, С.-Петербург, Россия

**В. А. ЦАРЕВ**, д.т.н., проф., Саратовский государственный

технический университет им. Гагарина Ю. А.,

Саратов, Россия

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

университет, Пенза, Россия

**Ю. В. ЮХАНОВ**, д.т.н., проф., Южный федеральный

университет, Ростов-на-Дону, Россия

*ОТВЕТСТВЕННЫЙ СЕКРЕТАРЬ*

**С. Е. ГАВРИЛОВ**, к.т.н., доц., Санкт-Петербургский

государственный электротехнический университет

«ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина), С.-Петербург, Россия

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

**Журнал выполняет следующие задачи:**

– предоставлять авторам возможность публиковать результаты своих исследований;

– расширять сферу профессионального диалога

российских и зарубежных исследователей;

– способствовать становлению лидирующих мировых

позиций ученых России в области теории и практики радиоэлектроники;

– знакомить читателей с передовым мировым опытом

внедрения научных разработок;

– привлекать перспективных молодых специалистов

к научной работе в сфере радиоэлектроники;

– информировать читателей о проведении симпозиумов,

конференций и семинаров в области радиоэлектроники



Материалы журнала доступны по лицензии  
Creative Commons Attribution 4.0



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

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

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

## **EDITORIAL BOARD**

### *EDITOR-IN-CHIEF*

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

### *CHAIRMAN OF THE EDITORIAL BOARD*

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

### *EDITORIAL BOARD:*

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

**Aleksey G. 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**, Cand. Sci. (Eng.), Associate Professor, Saint Petersburg Electrotechnical University, St Petersburg, Russia

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

### **Key Objectives:**

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

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



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

## СОДЕРЖАНИЕ

### Научные статьи

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

Смирнова О. Н., Александров А. А., Боброва Ю. С., Моисеев К. М. Оценка погрешности совмещения элементов проводящего рисунка печатных плат, полученных с помощью 3D-печати.....6

#### ***Телевидение и обработка изображений***

Васильева Д. В. Исследование чувствительности векторов признаков, сформированных на основе кратномасштабных преобразований обрабатываемых изображений.....20

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

Алексейцев С. А., Колесников А. А., Паршин Ю. Н. Полуавтоматизированное проектирование двухдиапазонных антенн с концевым типом возбуждения для цифровых антенных решеток.....30

Крячко А. Ф., Гладкий Н. А., Бибарсов М. Р., Аюков Б. А. Синтез алгоритма оценки характеристик волноводно-щелевой антенной решетки при изменении фазировки антенных элементов.....42

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

Монаков А. А. CFAR-обнаружитель цели в радиолокаторе с синтезированной апертурой.....52

Гейстер С. Р., Кириченко В. В. Способ двухэтапного радиолокационного измерения частоты следования лопастей винтовых летательных аппаратов.....68

Сердюков И. С. Разработка архитектуры программного комплекса симуляции и прототипирования радиолокационных систем и комплексов.....81

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

Титов Н. В. Методика измерения мощности дозы импульсного тормозного излучения дозиметрами гамма-излучения со счетчиком Гейгера–Мюллера.....97

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

Богачев М. И., Григаревичюс К. Р., Пыко Н. С., Пыко С. А., Цыганкова М., Плотникова Е. А., Агеева Т. В., Мухамедшина Я. О. Робастные методы оценивания характеристик двигательной активности по данным безмаркерных телевизионных наблюдений.....108

#### ***От редакции***

Правила для авторов статей.....124

## CONTENTS

### Original articles

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

**Smirnova O. N., Aleksandrov A. A., Bobrova Yu. S., Moiseev K. M.** Alignment Error Estimation of the Conductive Pattern of 3D-Printed Circuit Boards.....6

#### *Television and Image Processing*

**Vasilieva D. V.** Sensitivity Study of Feature Vectors Formed on the Basis of Multiple Scale Transformations of Processed Images.....20

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

**Alekseytsev S. A., Kolesnikov A. A., Parshin Yu. N.** Semi-Automatic Design of Dual-Band End-Fed Antennas for Digital Antenna Arrays.....30

**Kryachko A. F., Gladky N. A., Bibarsov M. R., Ayukov B. A.** Algorithm for Assessing the Characteristics of a Waveguide Slot Antenna Array when Changing Antenna Element Phasing.....42

#### *Radar and Navigation*

**Monakov A. A.** CFAR Target Detector in Synthetic Aperture Radar.....52

**Heister S. R., Kirichenko V. V.** Method for Two-Stage Radar Measurement of the Blade Repetition Rate of a Propeller-Driven Aircraft.....68

**Serdiukov I. S.** Development of a Software Package Architecture for Simulation and Prototyping of Radar Systems and Complexes.....81

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

**Titov N. V.** Methodology for Measuring the Dose Rate of Pulsed Bremsstrahlung Radiation using Gamma Radiation Dosimeters with Geiger–Muller Counter.....97

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

**Bogachev M. I., Grigarevichius K. R., Pyko N. S., Pyko S. A., Tsygankova M., Plotnikova E. A., Ageeva T. V., Mukhamedshina Ya. O.** Robust Methods for Assessing the Characteristics of Locomotor Activity Based on Markerless Video Capture Data.....108

#### *From the Editor*

**Author's Guide**.....124

## Оценка погрешности совмещения элементов проводящего рисунка печатных плат, полученных с помощью 3D-печати

О. Н. Смирнова<sup>✉</sup>, А. А. Александров, Ю. С. Боброва, К. М. Моисеев

Московский государственный технический университет им. Н. Э. Баумана, Москва, Россия

<sup>✉</sup> [olga.smirnova.nik@gmail.com](mailto:olga.smirnova.nik@gmail.com)

### Аннотация

**Введение.** При изготовлении печатных плат (ПП), в том числе их макетов, одной из важных задач является обеспечение совмещения одних слоев проводящего рисунка с другими. Если для применяемых на сегодняшний день (стандартных) технологий изготовления величины рассовмещений, причины их возникновения и меры предотвращения их возникновения известны, то для ПП, изготовленных методами 3D-печати, подобные исследования прежде не проводились. В дополнение к этому актуальной темой для 3D-печати, непосредственно связанной с топологической точностью, а именно одной из ее составляющих – погрешностью совмещения, является обеспечение возможности извлечения напечатанной части изделия во время печати для проведения определенных операций, например внутреннего монтажа компонентов, и ее последующий возврат для продолжения печати.

**Цель работы.** Количественная оценка и анализ причин возникновения погрешности межслойного совмещения ПП, изготовленных с помощью 3D-печати.

**Материалы и методы.** Для исследования используются: материал – полиэтиленерефталат-гликоль (PETg); слайсер – Ultimaker Cura; 3D-принтер – Ender 3 S1; латунное экструзионное сопло диаметром 0.3 мм. Исследование проводится на производственной базе Научно-образовательного центра "Центр аддитивных технологий" при МГТУ им. Н. Э. Баумана. Оценка погрешности совмещения выполняется по микрошлифам, результатам рентгеновского контроля и использования подхода к декомпозиции погрешностей, описанного Ю. Б. Цветковым для изделий электроники.

**Результаты.** Показана возможность изготовления макетов ПП с тремя проводящими слоями, в том числе с возможностью извлечения напечатанной части изделия с последующим возвратом за счет ее совмещения по напечатанным штифтам. Выявлено, что наибольший вклад в погрешность совмещения вносят масштабные искажения: в среднем около 150 мкм для каждого слоя в сравнении с его 3D-моделью и около 60 мкм при сравнении топологий слоев Top с Bottom, что превышает общее значение рассовмещения между двумя слоями в  $\pm 50$  мкм, характерное для штифтовой технологии совмещения, и говорит о необходимости контроля и минимизации возникающих температурных воздействий, например, с использованием термостатируемой рабочей камеры 3D-принтера.

**Заключение.** Анализ возможных причин возникновения рассовмещений показывает значимость влияния температурных градиентов, возникающих во время 3D-печати. Предложенный способ изготовления позволяет извлечь изделие во время печати с последующим возвратом и может быть использован для создания макетов ПП с двумя и более проводящими слоями независимо от применяемого метода 3D-печати.

**Ключевые слова:** печатные платы, погрешность совмещения, топологическая точность, послойное наложение филамента, FDM-технология, 3D-печать

**Для цитирования:** Оценка погрешности совмещения элементов проводящего рисунка печатных плат, полученных с помощью 3D-печати / О. Н. Смирнова, А. А. Александров, Ю. С. Боброва, К. М. Моисеев // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2024. Т. 27, № 3. С. 6–19. doi: 10.32603/1993-8985-2024-27-3-6-19

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

Статья поступила в редакцию 15.02.2024; принята к публикации после рецензирования 25.04.2024; опубликована онлайн 28.06.2024



## Alignment Error Estimation of the Conductive Pattern of 3D-Printed Circuit Boards

Olga N. Smirnova <sup>✉</sup>, Alexander A. Aleksandrov, Yulia S. Bobrova, Konstantin M. Moiseev

Bauman Moscow State Technical University, Moscow, Russia

<sup>✉</sup> olga.smirnova.nik@gmail.com

### Abstract

**Introduction.** When manufacturing printed circuit boards (PCBs), including their prototypes, the proper alignment of PCB layers is mandatory. While the causes and preventive measures against misalignment in PCBs manufactured using conventional technologies are known, research into alignment errors in 3D-printed PCBs is still ongoing. Another task regarding 3D printing, which is related to topological accuracy (alignment errors in particular), consists in ensuring the opportunity to remove the printed part of the product in order to perform operations thereon, such as embedding components, followed by its return and continuation of the printing process.

**Aim.** Numerical estimation and analysis of the causes of layer-to-layer alignment errors in PCBs manufactured using 3D printing.

**Materials and methods.** The research was conducted using the following materials and equipment: Polyethylene terephthalate glycol (PETG); an Ultimaker Cura slicer; an Ender 3 S13D printer; a brass nozzle with a diameter of 0.3 mm. The study was conducted using the facilities of the Additive Technologies Center, Bauman Moscow State Technical University. Interlayer alignment errors are estimated by microsection analysis and X-ray inspection, as well as using the misalignment decomposition method described by Yu. B. Tsvetkov for electronics.

**Results.** The possibility of manufacturing PCB prototypes with three conductive layers is demonstrated, including a method for removing the printed part of the product and its further return in the printing process using printed pins. Large-scale distortions were found to make the largest contribution to the alignment error: on average, approximately 150  $\mu\text{m}$  for each layer when compared to its 3D model and approximately 60  $\mu\text{m}$  when comparing the topology of the top layer with the bottom layer. These values exceed the common misalignment value of 50  $\mu\text{m}$  for the pin lamination process. This substantiates the need to control and minimize temperature effects, e.g., using 3D printers with a thermostatically-controlled chamber.

**Conclusion.** The conducted analysis of possible causes of misalignment emergence determines the significance of temperature gradients that occur during 3D printing. The proposed manufacturing method allows the printed part of the product to be removed and further returned into the printing process, which can be used to produce PCB prototypes with three conductive layers.

**Keywords:** printed circuit boards, alignment errors, topological accuracy, Fused Filament Fabrication, Fused Deposition Modeling, FDM, 3D printing

**For citation:** Smirnova O. N., Aleksandrov A. A., Bobrova Yu. S., Moiseev K. M. Alignment Error Estimation of the Conductive Pattern of 3D-Printed Circuit Boards. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2024, vol. 27, no. 3, pp. 6–19. doi: 10.32603/1993-8985-2024-27-3-6-19

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

Submitted 15.02.2024; accepted 25.04.2024; published online 28.06.2024

**Введение.** Стремление к миниатюризации печатных плат (ПП), т. е. уменьшению их размера и ширины печатных проводников и совершенствованию процессов их изготовления, т. е. сокращению времени, денежных средств и отходов, способствует активному освоению и внедрению прогрессивных производственных процессов, обеспечивающих использование всех преимуществ современных цифровых техноло-

гий, к которым относится 3D-печать, обладающая следующими основными преимуществами:

– уменьшение себестоимости изделий по причине сокращения производственного цикла и низкого расхода материалов;

– повышение эффективности производства в результате снижения затрат на сборочно-монтажные операции и упрощения внутрицеховой логистики;

Табл. 1. Параметры печати

Tab.1. Printing parameters

| Параметр   | Значение             | Ед. изм. |
|--|----------------------|----------|
| Шаблон заполнения<br>(в том числе для верхней и нижней поверхностей) | Прямолинейный        | –        |
| Плотность заполнения   | 100                  | %        |
| Скорость перемещения при печати:                                     |                      |          |
| – заполнение, периметры (в том числе внешние), мосты                 | 30                   | мм/с     |
| – маленькие периметры  | 15                   | мм/с     |
| – заполнение пробелов  | 10                   | мм/с     |
| Скорость печати первого слоя   | 20                   | мм/с     |
| Радиус закрытия пробелов при нарезке                                 | 0.049                | мм       |
| Режим нарезки  | Обычный              | –        |
| Разрешение нарезки   | 0                    | мм       |
| Разрешение G-кода  | 0.0125               | мм       |
| Тип каймы  | Кайма только снаружи | –        |
| Ширина каймы   | 4                    | мм       |
| Диаметр экструзионного сопла   | 0.30                 | мм       |
| Высота слоя (в том числе первого)                                    | 0.15                 | мм       |
| Количество контуров/периметров                                       | 1                    | шт       |
| Ширина экструзии<br>(в том числе первый слой, периметры, заполнение) | 0.28                 | мм       |
| Температура разжижителя  | 235                  | °C       |
| Температура рабочей платформы  | 90                   | °C       |

– уменьшение требований к обеспечению условий производства (величины показателей микроклимата, классы чистоты производственных помещений и т. п.).

Литературный обзор исследований в данной области показывает возможность применения шести методов 3D-печати для изготовления ПП: аэрозольное нанесение материала (Aerosol Jet Printing – AJP), капельное нанесение материала (Drop on Demand – DOD), прямое нанесение материала (Direct Ink Writing – DIW), цифровое осаждение материала (Digital Material Deposition – DMD), многофункциональное нанесение (Multi-Functional Additive Manufacturing – MFAM) и послойное наложение филамента (Fused Deposition Modeling – FDM) [1]. Причем первые четыре метода уже имеют специализированное коммерческое оборудование для изготовления ПП. Однако оно, как и расходные материалы для него, довольно дорогостоящее и в настоящее время недоступно в России, поскольку производится только зарубежными компаниями. Тем не менее среди данных методов практически полностью импортозамещенным с доступными расходными материалами является метод послойного наложения филамента (ПНФ). Известны попытки использования этого метода для изготовления ряда изделий электронной техники, в частности имитатора ПП со встроенными компонентами

[2], носимой электроники [3], тензометрического датчика [4] и др. По совокупности своих возможностей и преимуществ метод ПНФ был выбран для проведения исследований.

Вместе с тем для данного метода 3D-печати отсутствуют какие-либо сведения об обеспечиваемой им точности совмещения слоев, от которой зависит наличие контакта между слоями и возможность монтажа компонентов.

Таким образом, целью исследования являлась количественная оценка погрешности межслойного совмещения ПП, изготовленных с помощью 3D-печати.

**Методика проведения эксперимента и материалы.** Оборудование и расходные материалы. Исследование проводилось в Научно-образовательном центре "Центр аддитивных технологий" (НОЦ "ЦАТ") МГТУ им. Н. Э. Баумана на 3D-принтере Ender 3 S1 (Creality, Китай) [5]. G-код<sup>1</sup> формируется с помощью слайсера<sup>2</sup> Ultimaker Cura (версия 5.2.1), а в качестве расходного материала применяется полиэтилентерефталат-гликоль (PETg) фирмы Filamentaro (Россия). Параметры печати приведены в табл. 1.

<sup>1</sup> Условное наименование языка программирования устройств с числовым программным управлением.

<sup>2</sup> Программа, создающая G-код на основе виртуального "расслаивания 3D-модели" по оси Z, соответствующей толщине платы, на слои заданной толщины.

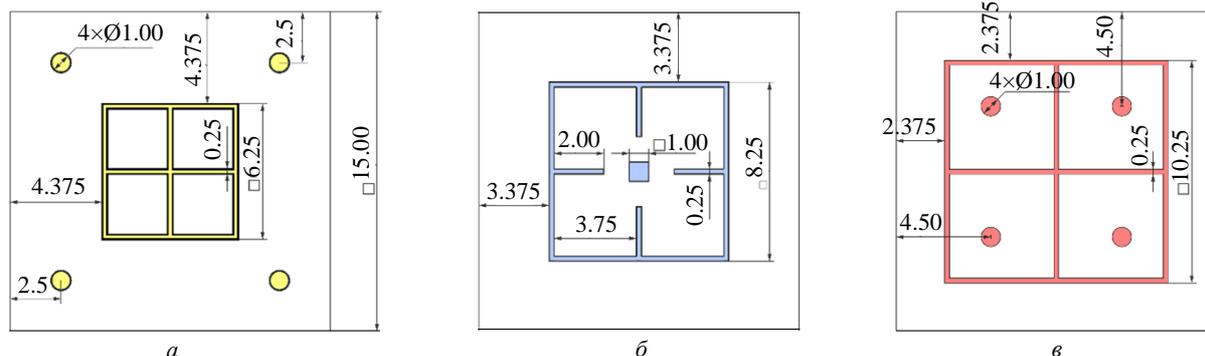


Рис. 1. Топология экспериментального образца: а – слой Top; б – слой Middle; в – слой Bottom

Fig. 1. Layout of the experimental sample: а – Top layer; б – Middle layer; в – Bottom layer

*Экспериментальный образец.* В качестве экспериментального образца выступает макет трехслойной ПП. Выбор нечетного количества проводящих слоев обусловлен демонстрацией открывающихся конструктивных возможностей за счет снятия ограничения для стандартных технологических процессов, а именно необходимости соблюдения баланса меди для предотвращения коробления при прессовании. Топология образца состоит из каналов проводников квадратного сечения, образующих квадраты разных размеров на каждом слое (рис. 1). Элементы проводящего рисунка (ЭПР) данного образца соответствуют 3-му классу точности по ГОСТ Р 53429 [6], которого удалось достигнуть для метода ПНФ в [7].

*Технологический процесс и методика проведения эксперимента.* Как правило, изготовление изделий методом 3D-печати, в том числе и методом ПНФ, не требует проведения дополнительных операций и вмешательства со стороны человека за исключением следующих случаев:

- 1) изготовление многослойных ПП при использовании 3D-принтеров с одной экструзионной головкой (ЭГ), т. е. возможна печать лишь одним материалом;
- 2) изготовление печатных узлов с интегрированными компонентами.

В этих случаях точность совмещения будет обеспечиваться не только точностью позиционирования ЭГ, но и технологическим решением для обеспечения межслойного совмещения.

В первом случае процесс изготовления может быть реализован без извлечения изделия путем заполнения каналов проводников проводящим материалом, в качестве которого в работе используется паяльная паста. Заполнение осуществляет-

ся вручную с помощью шприца с иглой, диаметр которой меньше или равен величине заполняемого канала, во время паузы печати с последующим возобновлением печати (рис. 2, а). Выбор паяльной пасты обусловлен ее рентгеноконтрастностью, однако в качестве проводящих материалов целесообразнее использовать уже отработанные материалы или подходящие для технологического процесса по вязкости, удельному сопротивлению и температуре отверждения: серебряные наночернила [8], медную проволоку [9], галлестан [3], токопроводящий клей марки ТПК-1С ТУ 6365-007-07615973-08 и др.

Во втором случае отсутствие какой-либо системы определения местоположения части напечатанного изделия или подложки значительно усложняет изготовление, так как проведение манипуляций без извлечения напечатанной части изделия не представляется возможным. Для решения этой проблемы, без изменения конструкции оборудования, предлагается подход, аналогичный применяемой штифтовой технологии для совмещения элементов смежных слоев ПП [1], точность которой напрямую зависит от зазора между диаметрами базового отверстия и штифта и составляет более  $\pm 50$  мкм [10]. Таким образом, в процесс изготовления добавляется операция межслойного совмещения (рис. 2, б).

Для проведения операции межслойного совмещения напечатаны конические штифты (угол наклона  $2^\circ$ ) круглого сечения  $\varnothing 3$  мм. С целью предотвращения искажений формы штифтов и расплавления их напечатанных слоев из-за избыточной тепловой энергии экструдированного материала (ЭМ) одновременно со штифт-

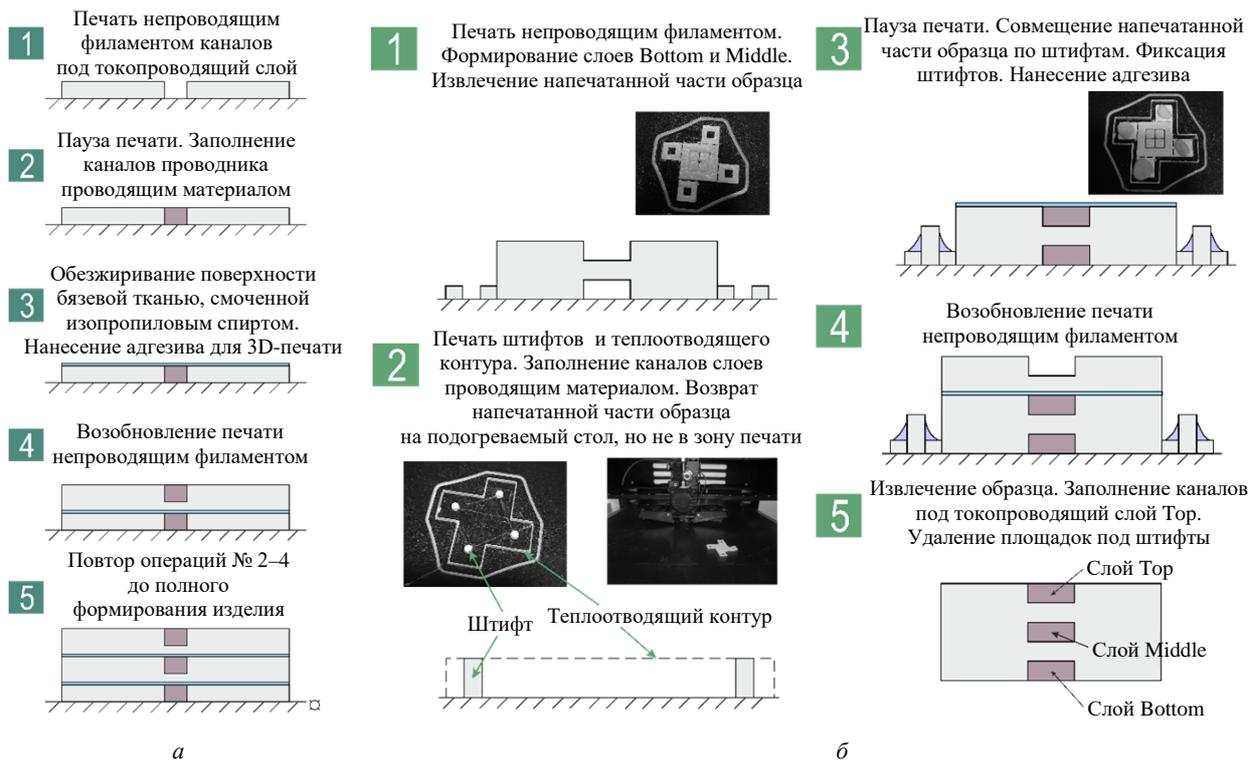


Рис. 2. Способы изготовления экспериментального образца: *а* – без применения операций межслойного совмещения; *б* – с использованием минимального количества операций межслойного совмещения

Fig. 2. Methods for manufacturing multilayer PCBs:  
*a* – without alignment operations; *b* – with minimum alignment operations

тами напечатан "теплоотводящий контур", за время послойного формирования которого напечатанные слои штифтов остывают и отверждаются. В качестве системы базирования выбрана четырехслотовая система, отличительной характеристикой которой является усреднение отклонений по двум координатным осям [11].

Линейные размеры образцов измерены с помощью штангенциркуля ШЦЦ-I-150-0.01 ГОСТ 166–89, погрешность измерений которого составляет  $\pm 0.03$  мм, а ЭПР и их расположения – с помощью цифрового USB-микроскопа Weller T0051383599N, погрешность измерений которого составляет  $\pm 0.025$  мм. Для проведения рентгеновского контроля используется рентгеновская установка Phoenix nanome|x (General Electric Company, Германия). Микрошлифы изготовлены в соответствии с ГОСТ IEC 61189-3–2013 (испытание 3X09) [12] с отверждением образцов на воздухе из-за значительного газовыделения филамента.

**Технологические особенности процесса 3D-печати методом ПНФ.** При изготовлении образцов без применения операций межслойного совмещения установлено следующее:

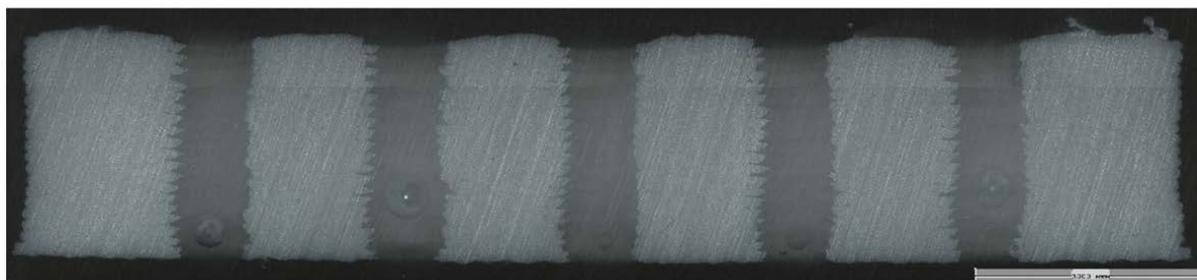
– для предотвращения потери адгезии к напечатанным слоям после заполнения каналов проводящим материалом необходима операция обезжиривания;

– для увеличения адгезии печатаемых слоев к слою, на котором останавливается печать, после операции обезжиривания на напечатанную часть образца следует дополнительно наносить адгезив;

– для предотвращения появления границы раздела между слоем, на котором остановлена печать, и последующими слоями на 3D-принтере без подогреваемой рабочей камеры следует увеличивать временной интервал от завершения операций обезжиривания и обезжиривания дополнительной адгезии до возобновления печати (рис. 3). Предполагается, что это приводит к испарению остатков обезжиривателя на поверхности слоя, на котором печать остановлена, под влиянием тепла, исходящего от подогреваемой рабочей платформы (РП).

Кроме того, при возобновлении процесса печати наблюдается частичное отсутствие соединения между уже напечатанными слоями и печатаемым слоем, что, вероятно, обусловлено

Без пауз во время печати



Паузы с разным временным интервалом с обезжириванием и нанесением адгезива на напечатанную часть и возобновление печати

~ 130 °C (пауза ~ 60 с;  
нагрев экструзионного сопла ~ 70 с)

~ 265 °C (пауза ~ 180 с;  
нагрев экструзионного сопла ~ 85 с)

~ 390 °C (пауза ~ 300 с;  
нагрев экструзионного сопла ~ 90 с)

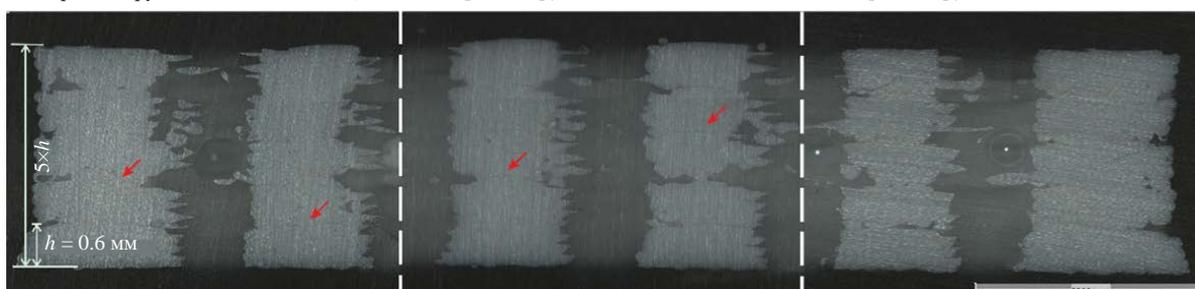


Рис. 3. Влияние временного интервала от завершения операции обезжиривания и нанесения адгезива до возобновления печати на адгезию между напечатанными и печатаемыми слоями

Fig. 3. Influence of various time intervals between the stage of degreasing and applying adhesive to resuming printing on the adhesion between the printed and printing layers

недостатком тепловой энергии частично расплавленного ЭМ для диффузного соединения слоев [13], вызванным дополнительными затратами энергии на нагрев охлажденных во время остановки напечатанных слоев. Решением этой проблемы является применение 3D-принтеров с термостатируемой камерой для предварительного нагрева напечатанной части образца перед возобновлением печати.

При изготовлении ПП с применением операции межслойного совмещения установлено следующее:

– для уменьшения смещения образца при 3D-печати следует минимизировать зазор между соприкасающимися поверхностями напечатанных штифтов и базовых отверстий;

– для снижения масштабных и геометрических искажений слоев ПП, а также обеспечения необходимой адгезии между ними необходимо поддерживать температуру на поверхности образца не ниже температуры РП при осаждении частично расплавленного ЭМ;

– для предотвращения искажения формы изделий из-за температурных деформаций рекомендуется использовать минимально возможное

количество операций совмещения слоев ПП;

– для улучшения совмещения и снижения искажений формы следует выбрать систему базирования по четырем сторонам (рис. 4), причем базирующие отверстия под штифты должны быть расположены несимметрично друг относительно друга для уменьшения смещения образца;

– для предотвращения возврата образца в область печати в неправильном положении рекомендуется в 3D-модели образца разместить специальную отметку-ключ на системе базирования, позволяющую однозначно идентифицировать правильное положение образца.

**Качественная оценка погрешностей совмещения.** Для оценки полученной погрешности совмещения проведен рентгеновский контроль (рис. 5). Точками обозначены центры ЭПР: голубой – слой Top, розовый – слой Bottom.

Рентгеновские снимки образцов показывают наличие погрешности совмещения, что также подтверждается изображениями микрошлифов. Причем визуально направление смещений одних ЭПР относительно других напоминает вид масштабных искажений (растяже-

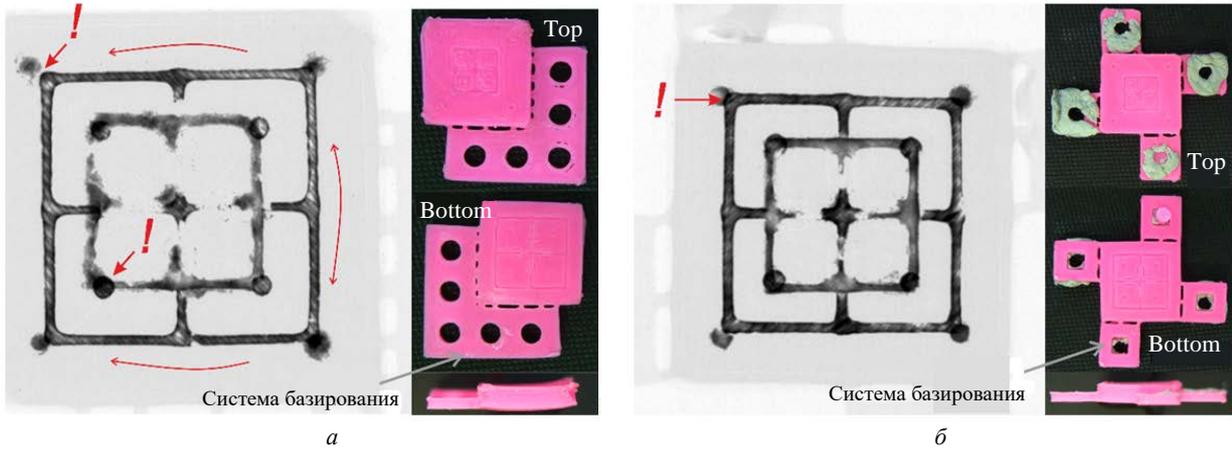


Рис. 4. Экспериментальные образцы, изготовленные с применением операции межслойного совмещения с использованием разных систем базирования: а – L-конфигурация (по двум сторонам); б – 4-слотовая (по четырем сторонам)

Fig. 4. Experimental samples produced with alignment operations using different basing systems: а – L-configuration (on two sides); б – 4-slot (on four sides)

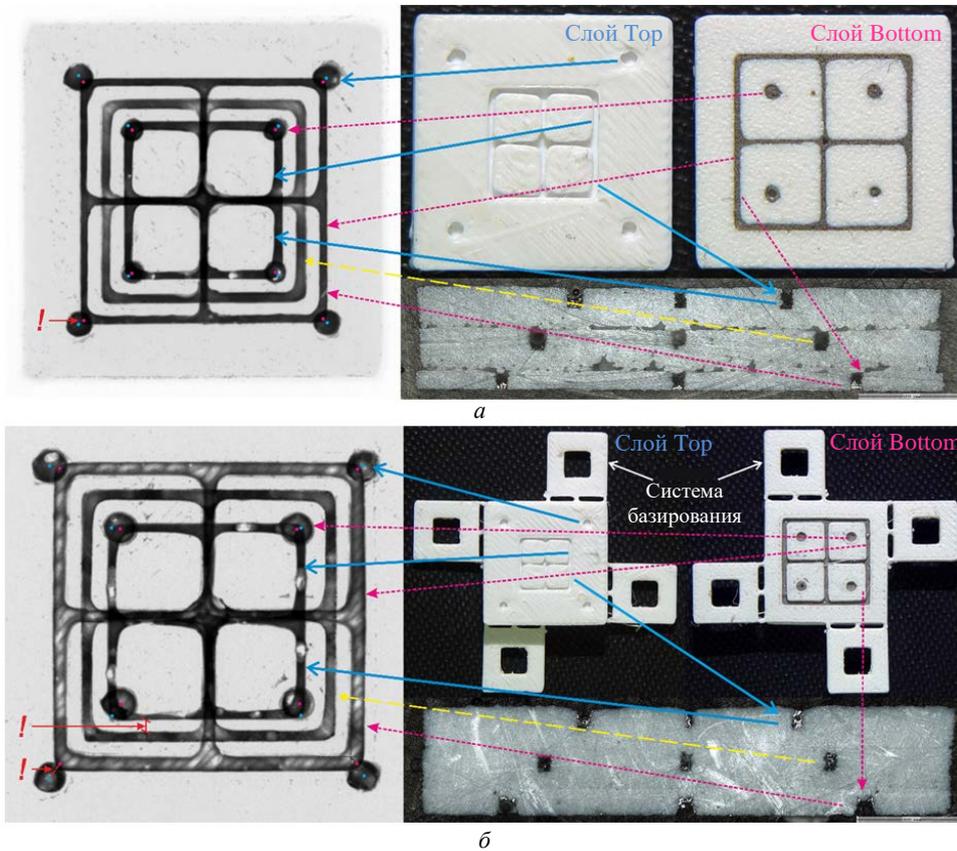


Рис. 5. Экспериментальные образцы, изготовленные разными способами: а – без операции межслойного совмещения; б – с операцией межслойного совмещения

Fig. 5. Experimental samples produced by different methods: а – without alignment operations; б – with alignment operations

ние/сжатие) для образца, изготовленного без применения операции межслойного совмещения. Для образца, изготовленного с применением операции межслойного совмещения, картина распределения погрешности неясна, единственное, можно отметить смещение слоя Top относительно других слоев.

С целью проверки предположения о влиянии топологии образцов на погрешность совмещения изготовлены без использования операций межслойного совмещения образцы с другим проводящим рисунком, состоящим только из отверстий, одинаково или нет расположенных в объеме образца (рис. 6). На рисунке слева

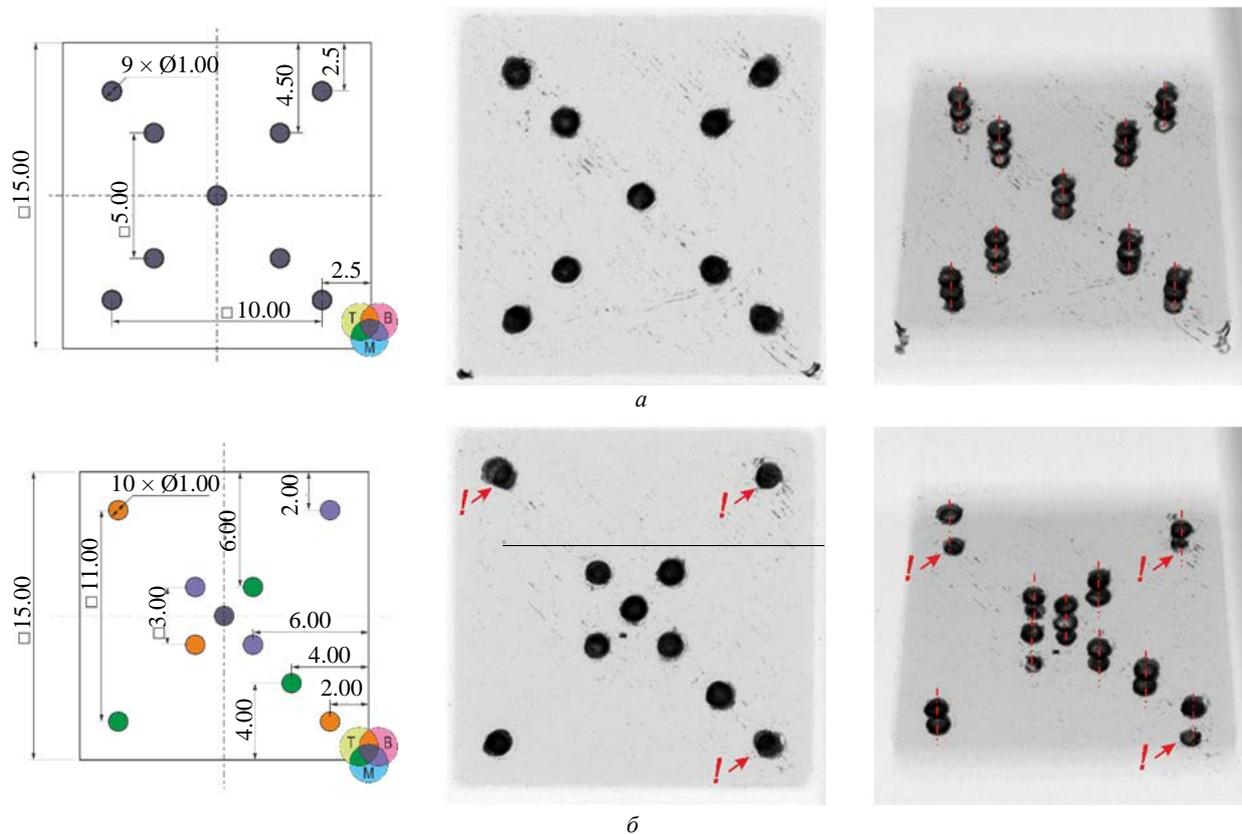


Рис. 6. Образцы с топологией, состоящей только из отверстий: а – одинаковая топология всех слоев; б – разная топология всех слоев

Fig. 6. Samples with vias as the only topology feature: а – same topology of each layer; б – different topology of each layer

направо показаны: схема, информационная проекция сверху, информационная проекция под углом. Также с помощью диаграммы Эйлера графически обозначена цветовая легенда, где Т – слой Top, М – слой Middle, В – слой Bottom. Проведенный рентгеновский контроль показывает, что визуальное рассовмещение для образца с одинаковой топологией всех слоев ниже, чем у образца с различным проводящим рисунком в объеме, причем погрешность совмещения между слоями Top и Bottom кажется больше, чем между соседними слоями. Таким образом, на качественном уровне подтверждается влияние топологии на погрешность совмещения.

**Количественная оценка погрешности совмещения.** В связи с тем, что установки рентгеновского контроля не являются средствами измерений, а по микрошлифам возможна оценка погрешности совмещения только по одной из осей, расположенной вдоль плоскости шлифа, данные методы не могут дать полное представление об имеющихся погрешностях.

Однако количественная оценка погрешности совмещения по двум осям координат возможна путем ее декомпозиции<sup>3</sup>, подход к проведению которой описан Ю. Б. Цветковым для изделий электроники [14].

Данный подход позволяет выявить три однотипные составляющие погрешности совмещения (сдвиг, угловой разворот, масштабные искажения) и оценить величину случайных погрешностей по четырем парам ЭПР. Основой для дифференцированной оценки отдельных составляющих являются регрессионные модели погрешностей совмещения, описывающие их распределение по полю топологического слоя. В данном подходе рассовмещение  $(\Delta x_i, \Delta y_i)$  в конкретной точке с координатами  $X_i Y_i$  представляется в виде

<sup>3</sup> Разложение погрешностей на составляющие, каждая из которых характеризует влияние того или иного фактора или их совокупностей.

$$\Delta x_i = \Delta x_0 + \alpha_x Y_i + \mu_x X_i + \delta x_i;$$

$$\Delta y_i = \Delta y_0 - \alpha_y X_i + \mu_y Y_i + \delta y_i,$$

где  $\Delta x_0$ ,  $\Delta y_0$  – сдвиг одной системы координат относительно другой;  $\alpha_x$ ,  $\alpha_y$  – угловой разворот;  $\mu_x$ ,  $\mu_y$  – масштабные искажения (растяжение-сжатие);  $\delta x_i$ ,  $\delta y_i$  – случайные погрешности, возникающие в результате совместного воздействия незначительных по величине, часто разнонаправленных факторов. Предполагается, что их распределение носит вероятностный характер и может быть оценено с помощью метода наименьших квадратов.

Особенностью применения данного подхода для 3D-печати, в том числе для метода ПНФ, является использование в качестве исходных данных, вычисленных на основе произведенных измерений координат центров ЭПР, выбранных в качестве оцениваемой пары (рис. 7), вместо расстояний от края отверстия до соответствующего края контактной площадки, являющихся "классической" оцениваемой парой.

Полученные результаты (табл. 2) показывают, что наибольший вклад в погрешность совмещения вносят масштабные искажения, а также наблюдается увеличение сдвига слоев друг относительно друга при применении операций межслойного совмещения (наибольшее

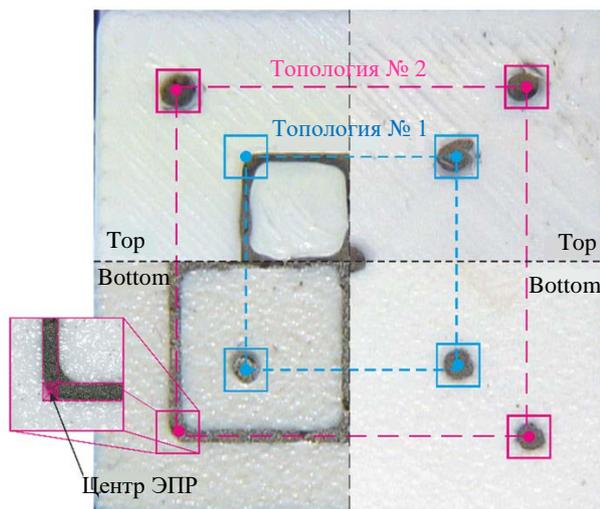


Рис. 7. Выбранные пары ЭПР и обозначение топологий, совмещение которых подлежит оценке: слева – образец с топологией, состоящей из каналов под проводники и отверстий; справа – образцы с топологией, состоящей только из отверстий

Fig. 7. Selected pairs of elements of conductive patterns and designation of topologies, which are subjected to alignment estimation: on the left – a sample with vias and channels for traces as topology features; on the right – a sample with vias as the only topology feature

по модулю значение выделено красным, наименьшее – зеленым). Кроме того, полученные средние значения отклонения центров ЭПР превышают значения  $\pm 50$  и  $\pm 17$  мкм, характерные для штифтовой и бесштифтовой технологий совмещения, применяемых в стандартных технологических процессах [10].

Табл. 2. Результат декомпозиции смещения слоя Top относительно слоя Bottom

Tab. 2. Decomposition of the Top layer displacement relative to the Bottom layer

| Схема   |                       | Рис. 1    |        | Рис. 1    |        | Рис. 5, а |        |        |
|---|-----------------------|-----------|--------|-----------|--------|-----------|--------|--------|
| Наличие операции межслойного совмещения               |                       | Да        |        | Нет       |        | Нет       |        |        |
| Общий вид   |                       | Рис. 4, б |        | Рис. 4, а |        | Рис. 5, а |        |        |
| № топологии   |                       | 1         | 2      | 1         | 2      | 1         | 2      |        |
| Среднее значение отклонения центров ЭПР по модулю, мм |                       | X         | 0.073  | 0.088     | 0.133  | 0.058     | 0.185  | 0.171  |
|   |                       | Y         | 0.041  | 0.046     | 0.111  | 0.031     | 0.176  | 0.159  |
| Составляющая погрешности совмещения, мм               | Сдвиг                 | X         | -0.073 | -0.088    | -0.072 | -0.039    | -0.052 | -0.074 |
|   |                       | Y         | -0.028 | -0.011    | 0.01   | -0.031    | -0.005 | -0.005 |
|   | Угловой разворот      | X         | -0.008 | 0.013     | -0.007 | 0.024     | -0.019 | 0.012  |
|   |                       | Y         | 0.034  | 0.042     | 0.033  | -0.017    | -0.028 | 0      |
|   | Масштабные искажения  | X         | 0.025  | -0.029    | 0.133  | 0.036     | 0.185  | 0.171  |
|   |                       | Y         | 0.014  | -0.022    | 0.111  | -0.024    | 0.176  | 0.159  |
|   | Случайные погрешности | X         | 0.05   | 0.07      | 0.001  | 0.031     | 0.052  | 0.069  |
|   |                       | Y         | 0.07   | 0.035     | 0.114  | 0.047     | 0.006  | 0.003  |

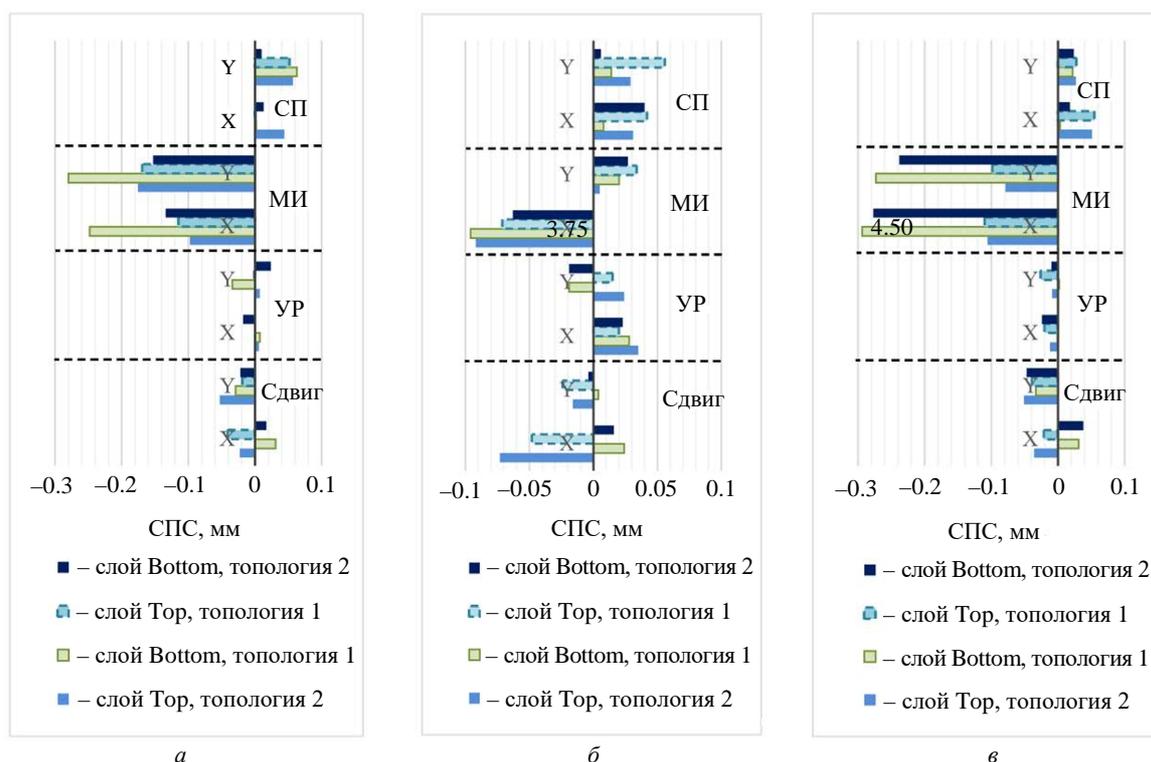


Рис. 8. Результаты декомпозиции отклонений расположения слоев образцов с их 3D-моделями: а – изготовленный без применения операций межслойного совмещения образец с топологией, состоящей из каналов под проводники и отверстий; б – изготовленный с применением одной операции межслойного совмещения образец с топологией, состоящей из каналов под проводники и отверстий; в – изготовленный без применения операций межслойного совмещения образец с топологией, состоящей только из отверстий

Fig. 8. Comparison of the decomposition of sample layers and their 3D-models: а – a sample with vias and channels for traces as topology features manufactured without alignment operations; б – a sample with vias and channels for traces as topology features manufactured with an alignment operation; в – a sample with vias as the only topology feature manufactured without alignment operations

Для оценки отклонений от 3D-модели проведена декомпозиция каждой топологии на каждом слое (рис. 8). На рисунке используются следующие обозначения: СПС – составляющая погрешности совмещения; УР – угловой разворот; МИ – масштабные искажения; СП – случайные погрешности. В результате помимо подтверждения вышеуказанных предположений обнаружено следующее:

- чем ближе топология к центру образца, тем сильнее сжатие;
- слой Bottom имеет большую величину сжатия (усадки) по сравнению со слоем Top;
- наименьший вклад в погрешность совмещения вносит угловой разворот.

Таким образом, независимо от топологии и способа изготовления наблюдаются значительные масштабные искажения слоев, в среднем около 150 мкм для каждого слоя в сравнении с его 3D-моделью и около 60 мкм при сравнении

топологий слоев Top с Bottom, что предположительно связано с температурными градиентами во время печати. Данные значения для одной составляющей погрешности совмещения уже превышают значение, характерное для погрешности совмещения слоев друг с другом при штифтовой технологии совмещения, а именно  $\pm 50$  мкм [10], что говорит о необходимости первоочередного контроля температурных воздействий.

Влияние температурных градиентов значительно для способа изготовления без операции межслойного совмещения по причине охлаждения напечатанных слоев во время заполнения каналов проводников проводящим материалом. В пользу данного предположения говорят изображения микрошлифов, на которых поперечное сечение образца представляет собой несколько трапеций с основаниями, верхнее из которых больше нижнего, наложенных друг на друга.

Кроме того, исследования, проведенные с

#### Оценка погрешности совмещения элементов

проводящего рисунка печатных плат, полученных с помощью 3D-печати

Alignment Error Estimation of the Conductive Pattern of 3D-Printed Circuit Boards

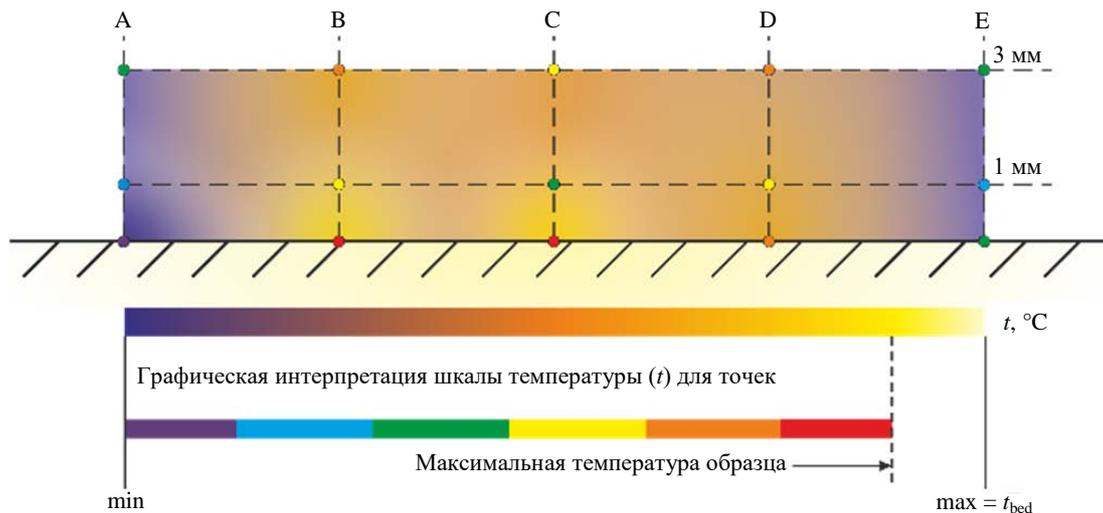


Рис. 9. Неравномерность распределения температуры в сечении образца (за максимальную температуру принято значение температуры ПП,  $t_{bed}$ ) (адаптировано на основе результатов [15])

Fig. 9. Nonuniform temperature distributions in the cross section of a sample (with the maximum accepted temperature being that of the printing platform  $t_{bed}$ ) (adapted based on [15])

применением тепловизоров [15, 16], наглядно показывают неравномерность теплового профиля образца (рис. 9).

Более низкая температура краев образца по сравнению с центральной частью обуславливается большими потерями тепла из-за конвективно-лучистого переноса, что часто приводит к короблению образца, а именно отсоединению углов образца от ПП [15]. Во время печати также происходит теплообмен между соседними растрами, что замедляет усадку последующих печатаемых слоев, приводит к дополнительному сжатию уже напечатанных слоев и вызывает деформации [17]. Математическое описание происходящих явлений широко представлено в [18, 19].

Таким образом, для уменьшения влияния тепловых градиентов на совмещение слоев следует использовать оборудование с термостатируемой рабочей камерой. С этой же целью для способа изготовления с использованием операции межслойного совмещения дополнительно следует перед совмещением нагревать напечатанную часть изделия.

**Заключение и выводы.** Для количественной оценки погрешности совмещения и последующего сравнения полученного значения с известными значениями для стандартных технологических процессов использован подход к декомпозиции, описанный Ю. Б. Цветковым для изделий электроники. Особенность его применения для 3D-печати заключается в необходи-

мости расчета координат центров ЭПР, которые выступают в качестве исходных данных. Такой подход и используемый в нем математический аппарат являются универсальными и могут быть применены для всех методов 3D-печати ПП.

В результате проведенного исследования установлено, что наибольший вклад в погрешность совмещения вносят масштабные искажения, причем степень усадки слоя Bottom больше, чем слоя Top независимо от топологии и технологического процесса изготовления. В среднем масштабные искажения составляют около 150 мкм для каждого слоя в сравнении с его 3D-моделью и около 60 мкм при сравнении топологий слоев Top с Bottom, что превышает общее значение рассовмещения между двумя слоями в  $\pm 50$  мкм, характерное для штифтовой технологии совмещения. Данное явление предположительно связано с температурными градиентами во время печати. Для снижения погрешности совмещения следует использовать 3D-принтеры с термостатируемой рабочей камерой.

Предложенный способ изготовления с использованием операции межслойного совмещения, в основе которого лежит штифтовая система совмещения, может быть применим не только для метода ПНФ, но и для других методов 3D-печати, способом подачи основного материала которых является сопло.

Выявленные погрешности совмещения достаточно большие, чтобы применять рассмотренный метод 3D-печати для изготовления ПП и их маке-

тов выше 3-го класса точности. Для обеспечения изготовления изделий более высокого класса точности следует обратить внимание на 3D-принтеры, способные минимизировать влияние температурных воздействий и имеющие возможность устанавливать экструзионные сопла диаметром, меньшим или равным требуемой ширине проводника. Однако изменение модели оборудования и/или использование других комплектующих к нему может сопровождаться появлением непрогнозируемых погрешностей,

что потребует проведения повторной оценки погрешности совмещения по предложенной в данной статье методике. При использовании других методов 3D-печати, например капельного или аэрозольного нанесения материала, которые потенциально могут обеспечить лучшую топологическую точность относительно метода ПНФ по причине осаждения капель/частиц диаметром менее 100 мкм, предложенная методика оценки погрешностей также будет применима.

#### Авторский вклад

**Смирнова Ольга Николаевна** – анализ литературы по теме исследования; разработка методик проведения экспериментов; обработка полученных результатов; обсуждение результатов; подготовка статьи.

**Александров Александр Александрович** – изготовление экспериментальных образцов; обсуждение результатов; подготовка статьи.

**Боброва Юлия Сергеевна** – обсуждение результатов, подготовка статьи.

**Моисеев Константин Михайлович** – постановка задачи; обсуждение результатов; руководство научными исследованиями; подготовка статьи.

#### Author's contribution

**Olga N. Smirnova**, literature review; development of research methods; analysis of the experimental results; discussion of the results; preparation of the paper text.

**Alexander A. Aleksandrov**, manufacturing of experimental samples; discussion of the results; preparation of the paper text.

**Yulia S. Bobrova**, discussion of the results; preparation of the paper text.

**Konstantin M. Moiseev**, definition of research scopes; discussion of the results; management of the work; preparation of the paper text.

#### Список литературы

1. Смирнова О. Н., Боброва Ю. С., Моисеев К. М. Методы 3D-печати для изготовления печатных плат // Электроника: наука, технология, бизнес. 2022. № 8. С. 128–134. doi: 10.22184/1992-4178.2022.219.8.128.136

2. Walpuski B., Sloma M. Accelerated Testing and Reliability of FDM-Based Structural Electronics // Applied sciences. 2022. № 12. 8 p. doi: 10.3390/app12031110

3. Application of 3D Printing for smart objects with embedded electronic sensors and systems / H. Ota, S. Emaminejad, Y. Gao, A. Zhao, E. Wu, S. Challa, K. Chen, H. M. Fahad, A. K. Jha, D. Kiriya, W. Gao, H. Shiraki, K. Morioka, A. R. Ferguson, K. E. Healy, R. W. Davis, A. Javey // Advanced Materials Technologies. 2016. Vol. 1. 22 p. doi: 10.1002/admt.201600013

4. Alsharari M., Chen B., Shu W. 3D Printing of Highly Stretchable and Sensitive Strain Sensors Using Graphene Based Composites // Proceedings. 2018. № 2, iss. 13. 4 p. doi: 10.3390/proceedings2130792

5. Брошюра Ender 3 S1. URL: <https://www.creality.com/products/creality-ender-3-s1-3d-printer?parent-baobab-id=Irajvagadw> (дата обращения: 12.01.2024).

6. ГОСТ Р 53429–2009. Платы печатные. Основные параметры конструкции. М.: Стандартин-

форм, 2018. 11 с.

7. Оценка размерных показателей элементов проводящего рисунка печатных плат, полученных с помощью 3D-печати / О. Н. Смирнова, А. А. Александров, Ю. С. Боброва, К. М. Моисеев // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2023. Т. 26, № 4. С. 81–94. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-4-81-94

8. Fabrication of conductive paths on a fused deposition modeling substrate using inkjet deposition / W. Zhou, F. A. List, C. E. Duty, S. S. Babu // Rapid Prototyping Journal. 2016. Vol. 22, iss. 1. P. 77–86. doi: 10.1108/RPJ-05-2014-0070

9. 3D printed capacitive sensors / C. Shemelya, F. Cedillos, E. Aguilera, E. Maestas, J. Ramos, D. Espalin, D. Muse, R. Wicker, E. MacDonald // IEEE Sensors, Baltimore, USA, 03–06 Nov. 2013. IEEE, 2013. 4 p. doi: 10.1109/ICSENS.2013.6688247

10. Пахнин А. Формирование структуры сложных многослойных печатных плат // Производство электроники: технологии, оборудование, материалы. 2011. № 2. С. 32–39.

11. Семенов П. В., Цветков Ю. Б. Анализ точности базирования при совмещении слоев многослойных печатных плат // Сборка в машиностроении, приборостроении. 2010. № 11. С. 34–40.

12. ГОСТ ИЕС 61189-3-2013 Методы испытаний электрических материалов, печатных плат и других структур межсоединений и печатных узлов. Ч. 3: Методы испытаний материалов для структур межсоединений (печатных плат). М.: Стандартинформ, 2015. 82 с.

13. Гибсон Я., Розен Д., Стакер Б. Технологии аддитивного производства. Трёхмерная печать, быстрое прототипирование и прямое цифровое производство / пер. с англ. под ред. И. В. Шишковского. М.: Техносфера, 2020. 648 с.

14. Цветков Ю. Б. Анализ совмещаемости слоев в производстве изделий микросистемной техники // Микросистемная техника. 2004. № 8. С. 33–38.

15. Ramian J., Ramian J., Dziob D. Thermal Deformations of Thermoplast during 3D Printing: Warping in the Case of ABS // Materials. 2021. № 14. 18 p. doi: 10.3390/ma14227070

16. Zgryza Ł., Raczyńska A., Pańnikowska-Łukaszuk M. Thermovisual measurements of 3D print-

ing of ABS and PLA filaments // Advances in Science and Technology – Research Journal. 2018. Vol. 12 (3). P. 266–271. doi: 10.12913/22998624/94325

17. Schmutzler C., Zimmermann A., Zaeh M. F. Compensating warpage of 3D printed parts using free-form deformation // Procedia CIRP. 2016. Vol. 41. P. 1017–1022. doi: 10.1016/j.procir.2015.12.078

18. Thermal analysis of additive manufacturing of large-scale thermoplastic polymer composites / B. G. Compton, B. K. Post, C. E. Duty, L. Love, V. Kunc // Additive Manufacturing, 2017. Vol. 17. P. 77–86. doi: 10.1016/j.addma.2017.07.006

19. Thermal Analysis of Fused Deposition Modeling Process Based Finite Element Method: Simulation and Parametric Study / K. Khanfer, A. Al-Masri, I. Deiab, K. Vafai // Numerical Heat Transfer, Part A: Applications. 2022. Vol. 81. P. 94–118. doi: 10.1080/10407782.2022.2038972

### Информация об авторах

**Смирнова Ольга Николаевна** – аспирант кафедры электронных технологий в машиностроении Московского государственного технического университета им. Н. Э. Баумана. Автор 18 научных работ. Сфера научных интересов – печатные платы и печатные узлы в части технологий их изготовления; методы испытаний и контроля.

Адрес: МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2-я Бауманская ул., д. 5, стр. 1, Москва, 105005, Россия

E-mail: olga.smirnova.nik@gmail.com

<https://orcid.org/0009-0004-3625-3250>

**Александров Александр Александрович** – аспирант кафедры технологий обработки материалов Московского государственного технического университета им. Н. Э. Баумана. Автор шести научных публикаций. Сфера научных интересов – аддитивные технологии; лазерные аддитивные технологии; коаксиальное лазерное плавление; исследование технологической прочности жаропрочных сплавов.

Адрес: МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2-я Бауманская ул., д. 5, стр. 1, Москва, 105005, Россия

E-mail: alexandrov@bmstu.ru

<https://orcid.org/0009-0009-8980-7866>

**Боброва Юлия Сергеевна** – инженер-технолог, выпускник кафедры электронных технологий в машиностроении Московского государственного технического университета им. Н. Э. Баумана (2006). Автор более 40 научных работ. Сфера научных интересов – технологии изготовления и контроля печатных плат.

Адрес: МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2-я Бауманская ул., д. 5, стр. 1, Москва, 105005, Россия

E-mail: ju.s.bobrova@gmail.com

<http://orcid.org/0009-0009-7231-7422>

**Моисеев Константин Михайлович** – кандидат технических наук (2012), доцент кафедры электронных технологий в машиностроении Московского государственного технического университета им. Н. Э. Баумана. Автор более 50 научных работ. Сфера научных интересов – микро- и наноэлектроника; вакуумная и плазменная электроника; вакуумные технологические процессы и оборудование.

Адрес: МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2-я Бауманская ул., д. 5, стр. 1, Москва, 105005, Россия

E-mail: k.moiseev@bmstu.ru

<http://orcid.org/0000-0002-8753-7737>

### References

1. Smirnova O. N., Bobrova Yu. S., Moiseev K. M. 3D Printing Methods for PCB Manufacturing. Electronics: Science, Technology, Business. 2022, no. 8, pp. 128–134. doi: 10.22184/1992-4178.2022.219.8.128.136 (In Russ.)

2. Walpuski B., Sloma M. Accelerated Testing and Reliability of FDM-Based Structural Electronics. Applied Sciences. 2022, no. 12, 8 p. doi: 10.3390/app12031110

3. Ota H., Emaminejad S., Gao Y., Zhao A., Wu E., Challa S., Chen K., Fahad H. M., Jha A. K., Kiriya D., Gao W., Shiraki H., Morioka K., Ferguson A. R., Healy K. E., Davis R. W., Javey A. Application of 3D

Printing for Smart Objects with Embedded Electronic Sensors and Systems. Advanced Materials Technologies. 2016, vol. 1, 22 p. doi: 10.1002/admt.201600013

4. Alsharari M., Chen B., Shu W. 3D Printing of Highly Stretchable and Sensitive Strain Sensors Using Graphene Based Composites. Proceedings. 2018, no. 2, iss. 13, 4 p. doi: 10.3390/proceedings2130792

5. 3D Printer. Ender 3 S1. Available at: <https://www.creality.com/products/creality-ender-3-s1-3d-printer?parent-baobab-id=lrajvagadw> (accessed 12.01.2024).

6. GOST R 53429–2009. Printed Circuit Boards. Basic Parameters of Structure. Moscow, Standartinform, 2018, 11 p. (In Russ.)
7. Smirnova O. N., Aleksandrov A. A., Bobrova Yu. S., Moiseev K. M. Evaluation of Dimensional Characteristics of Conductive Pattern Elements of 3D-Printed Circuit Boards. *Journal of the Russian Universities. Radioelectronics*. 2023, vol. 26, no. 4, pp. 81–94. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-4-81-94 (In Russ.)
8. Zhou W., List F. A., Duty C. E., Babu S. S. Fabrication of Conductive Paths on a Fused Deposition Modeling Substrate Using Inkjet Deposition. *Rapid Prototyping J.* 2016, vol. 22, iss. 1, pp. 77–86. doi: 10.1108/RPJ-05-2014-0070
9. Shemelya C., Cedillos F., Aguilera E., Maestas E., Ramos J., Espalin D., Muse D., Wicker R., MacDonald E. 3D Printed Capacitive Sensors. *IEEE Sensors*, Baltimore, USA, 03–06 Nov. 2013. IEEE, 2013, 4 p. doi: 10.1109/ICSENS.2013.6688247
10. Pakhnin A. Formation of the Structure of Complex Multilayer Printed Circuit Boards. *Electronics Production: Technologies, Equipment, Materials*. 2011, no. 2, pp. 32–39. (In Russ.)
11. Semenov P. V., Tsvetkov Yu. B. Analysis of Basing Accuracy of Layers Alignment of Multilayer Printed Circuit Boards. *Assembly in Mechanical Engineering, Instrumentation*. 2010, no. 11, pp. 34–40. (In Russ.)
12. GOST IEC 61189-3-2013 Test methods for electrical materials, printed boards and other interconnection structures and assemblies. Pt 3. Test methods for interconnection structures (printed boards). Moscow, Standartinform, 2015, 82 p. (In Russ.)
13. Gibson I., Rosen D., Stucker B. *Additive Manufacturing Technologies. 3D Printing, Rapid Prototyping and Direct Digital Manufacturing*. Second Edition. NY, Springer New York, 2015, 498 p.
14. Tsvetkov Yu. B. Analysis of the Compatibility of Layers in the Production of Microsystem Technology Products. *Microsystem Technology*. 2004, no. 8, pp. 33–38. (In Russ.)
15. Ramian J., Ramian J., Dziob D. Thermal Deformations of Thermoplast during 3D Printing: Warping in the Case of ABS. *Materials*. 2021, no. 14, 18 p. doi: 10.3390/ma14227070
16. Zgryza Ł., Raczynska A., Paśnikowska-Łukaszuk M. Thermovisual Measurements of 3D Printing of ABS and PLA Filaments. *Advances in Science and Technology – Research Journal*. 2018, vol. 12 (3), pp. 266–271. doi: 10.12913/22998624/94325
17. Schmutzlera C., Zimmermann A., Zaeha M. F. Compensating Warpage of 3D Printed Parts Using Free-Form Deformation. *Procedia CIRP*. 2016, vol. 41, pp. 1017–1022. doi: 10.1016/j.procir.2015.12.078
18. Compton B. G., Post B. K., Duty C. E., Love L., Kunc V. Thermal Analysis of Additive Manufacturing of Large-Scale Thermoplastic Polymer Composites. *Additive Manufacturing*. 2017, vol. 17, pp. 77–86. doi: 10.1016/j.addma.2017.07.006
19. Khanafer K., Al-Masri A., Deiab I., Vafai K. Thermal Analysis of Fused Deposition Modeling Process Based Finite Element Method: Simulation and Parametric Study. *Numerical Heat Transfer, Part A: Applications*. 2022, vol. 81, pp. 94–118. doi: 10.1080/10407782.2022.2038972

### Information about the authors

**Olga N. Smirnova**, postgraduate student of the Department of Electronic Engineering Technologies of the Bauman Moscow State Technical University. The author of 18 scientific publications. Area of expertise: printed circuit boards and their assembly; manufacturing technologies; test and control methods.

Address: Bauman Moscow State Technical University, 5, p.1, 2nd Bauman St., Moscow 105005, Russia

E-mail: olga.smirnova.nik@gmail.com

<https://orcid.org/0009-0004-3625-3250>

**Alexander A. Alesandrov**, postgraduate student of the Department of Materials processing technologies of the Bauman Moscow State Technical University. The author of 6 scientific publications. Area of expertise: additive technologies; laser additive technologies; coaxial laser melting; study of technological strength of heat-resistant alloys.

Address: Bauman Moscow State Technical University, 5, p.1, 2nd Bauman St., Moscow 105005, Russia

E-mail: alexandrov@bmstu.ru

<https://orcid.org/0009-0009-8980-7866>

**Julia S. Bobrova**, process engineer, graduate (2006) of the Department of Electronic Engineering Technologies of the Bauman Moscow State Technical University. The author of more than 40 scientific publications. Area of expertise: technologies of manufacturing and control of printed circuit boards.

Address: Bauman Moscow State Technical University, 5, p.1, 2nd Bauman St., Moscow 105005, Russia

E-mail: ju.s.bobrova@gmail.com

<http://orcid.org/0009-0009-7231-7422>

**Konstantin M. Moiseev**, Cand. Sci. (Eng.) (2012), Senior Lecturer of Department of Electronic Engineering Technologies of the Bauman Moscow State Technical University. The author of more than 50 scientific publications. Area of expertise: micro- and nanoelectronics; vacuum and plasma electronics; vacuum technological processes and equipment.

Address: Bauman Moscow State Technical University, 5, p.1, 2nd Bauman St., Moscow 105005, Russia

E-mail: k.moiseev@bmstu.ru

<http://orcid.org/0000-0002-8753-7737>

## Исследование чувствительности векторов признаков, сформированных на основе кратномасштабных преобразований обрабатываемых изображений

Д. В. Васильева 

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

 [dolli.dina@mail.ru](mailto:dolli.dina@mail.ru)

### Аннотация

**Введение.** В условиях глобализации транспортировка нефтепродуктов танкерным флотом становится одной из причин возникновения техногенных катастроф в акваториях морей и океанов. В таких условиях важную роль играет экологический мониторинг, обеспечивающий своевременное выявление результатов техногенных катастроф. Указанная задача решается с помощью распознавания образов, полученных с беспилотных летательных аппаратов, предполагающего отбор только того фото- и видеоконтента, на котором запечатлены следы техногенных аварий или результаты их последствий.

**Цель работы.** Разработка научно-технических подходов, позволяющих еще на предварительном этапе в автоматическом режиме осуществлять селекцию входных данных, поступающих в виде фото- и видеоизображений с беспилотных летательных аппаратов.

**Материалы и методы.** В теоретической части исследования применяется метод классификации на основе методов теории распознавания образов. В ходе работы применялась математическая обработка и расчет в программе MATLAB. Моделирование проводилось в среде САПР MathCAD.

**Результаты.** Проведены эксперименты, заключающиеся в выборе базиса формирования дискретного вейвлет-преобразования. Для моделирования были отобраны результаты исследования чувствительности векторов признаков изображений, формируемых на основе различных видов вейвлет-преобразований. Разработана концепция построения изображений в интересах формирования векторов признаков.

**Заключение.** Предложен подход к формализации изображений в интересах формирования векторов признаков. Обоснована метрика оценки их контрастности. В ходе практической части установлено, что чувствительность системы распознавания, определяемая на основе представления изображений в виде матриц дискретных вейвлет-преобразований, зависит не только от типа материнского вейвлета, но и от значения параметра масштаба.

**Ключевые слова:** алгоритм распознавания векторов признаков, вейвлет-преобразование сигналов, контрастность признаковых пространств

**Для цитирования:** Васильева Д. В. Исследование чувствительности векторов признаков, сформированных на основе кратномасштабных преобразований обрабатываемых изображений // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2024. Т. 27, № 3. С. 20–29. doi: 10.32603/1993-8985-2024-27-3-20-29

---

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

**Благодарности.** Автор выражает благодарность профессору, доктору технических наук С. В. Дворникову за помощь в написании статьи.

Статья поступила в редакцию 05.04.2024; принята к публикации после рецензирования 06.05.2024; опубликована онлайн 28.06.2024

---

## Sensitivity Study of Feature Vectors Formed on the Basis of Multiple Scale Transformations of Processed Images

Dina V. Vasilieva 

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

 dolli.dina@mail.ru

### Abstract

**Introduction.** Under the conditions of globalization, transportation of oil products by tanker fleets becomes one of the causes of man-made disasters in the water areas of seas and oceans. In this context, environmental monitoring acquires particular significance as a tool for ensuring timely detection of negative consequences of man-made disasters. This task is facilitated by recognition of images obtained from unmanned aerial vehicles with selection of those depicting the traces of man-made accidents or their consequences.

**Aim.** To develop approaches for carrying out automatic selection of input data obtained from unmanned aerial vehicles in the form of photo and video images at the preliminary stage of image recognition.

**Materials and methods.** The theoretical part of the study employed a classification method based on pattern recognition theory. Mathematical processing and calculation were carried out in the MATLAB environment. Simulation was conducted using the MathCAD environment.

**Results.** A series of experiments was conducted to select a basis for discrete wavelet transforms. Modeling was conducted using the study results of the sensitivity of the feature vectors of images formed on the basis of different types of wavelet transforms. A concept of image construction for the purposes of feature vector formation was developed.

**Conclusion.** An approach to the formalization of images for the purposes of feature vector formation is proposed. A metric of their contrast estimation is substantiated. It was established that the sensitivity of a recognition system based on the representation of images in the form of discrete wavelet transform matrices depends not only on the type of the mother wavelet, but also on the value of the scale parameter.

**Keywords:** algorithm for recognizing feature vectors, wavelet transform of signals, contrast of feature spaces

**For citation:** Vasilieva D. V. Sensitivity Study of Feature Vectors Formed on the Basis of Multiple Scale Transformations of Processed Images. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2024, vol. 27, no. 3, pp. 20–29. doi: 10.32603/1993-8985-2024-27-3-20-29

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

**Acknowledgements.** The author would like to thank Prof. Dr. S. V. Dvornikov for his help in writing the article.

Submitted 05.04.2024; accepted 06.05.2024; published online 28.06.2024

**Введение.** Вопросы охраны окружающей среды являются одним из приоритетных направлений среди глобальных проблем, решаемых на государственном уровне. Возрастающие темпы промышленного производства требуют все большего расхода энергоресурсов, основу которых составляют углеводороды [1–3]. В условиях глобализации, когда производственные мощности удалены от мест добычи полезных ископаемых на значительные расстояния, транспортировка нефтепродуктов танкерным флотом становится одной из причин возникновения техногенных катастроф в акваториях морей и океанов. Учитывая, что даже за непредна-

меренное загрязнение окружающей среды транспортные компании несут строгую административную и финансовую ответственность, виновные в техногенных катастрофах стремятся не афишировать результаты аварий [4–6].

В таких условиях важную роль играют организации, занимающиеся экологическим мониторингом, обеспечивающие своевременное выявление результатов техногенных катастроф [7]. Они в интересах своевременного выявления загрязненных нефтепродуктами акваторий активно используют средства космического и воздушного базирования, осуществляющие видовой контроль. Но учитывая, что водная

поверхность занимает значительную часть земной поверхности, объем контролируемых данных экологического мониторинга становится запредельным [8, 9].

В такой ситуации необходима разработка научно-технических подходов, позволяющих еще на предварительном этапе в автоматическом режиме осуществлять селекцию входных данных, поступающих в виде фото- и видеоизображений с беспилотных летательных аппаратов [10, 11].

Один из таких подходов базируется на решении задачи распознавания образов, предполагающей отбор только того фото- и видеоконтента, на котором запечатлены следы техногенных аварий или результаты их последствий [12, 13].

В связи с этим в настоящей статье представлены результаты исследования чувствительности векторов признаков изображений, формируемых на основе различных видов вейвлет-преобразований [14].

**Обоснование подхода к решению задачи экологического мониторинга на основе методов теории распознавания образов.** В общем случае сущность экологического мониторинга водного пространства сводится к поиску акваторий с разливами нефти [15]. В простейшем случае поток видеоданных поступает на пост управления оператору для принятия решения. Но учитывая огромные просторы водного покрова земного шара, такой подход становится достаточно трудоемким [16].

Альтернативным решением является использование технологий искусственного интеллекта [17]. Но в этом случае необходимо разработать методический аппарат, позволяющий формализовать изображения до уровня, необходимого для принятия решения об обнаружении нефтяных разливов в автоматическом режиме [18].

В таком контексте формализованное изображение должно представлять собой матрицу или вектор числовых значений, сравнение которых с установленными пороговыми значениями позволит принять достоверное решение [19]. Тогда по результатам обучения нейронных сетей посредством выставления соответствующих весовых коэффициентов открывается возможность организации нескольких альтернативных решений, в той или иной мере отражающих возможную ситуацию [20].

Как правило, такой подход предполагает формирование пороговых значений по результатам усреднений многократного анализа изображений с различными альтернативными ситуациями [21]. Таким образом, формализация результатов анализа изображений до уровня представления их в виде измеряемых числовых значений, используемых для последующего обучения системы нейронных сетей, является основополагающим моментом, определяющим эффективность их функционирования.

С учетом рассмотренных обстоятельств целесообразным видится использование подхода к решению рассмотренной задачи с позиций автоматизации процедур обнаружения на обрабатываемом изображении результатов или последствий техногенных катастроф [22].

В частности, предлагается использовать элементы теории распознавания образов, в рамках которой необходимо разработать предложения по формализации изображений до уровня формирования на их основе векторов признаков [16]. Далее из возможных вариантов формализации изображений выбирается вариант, позволяющий сформировать векторы признаков, обеспечивающие наибольшую контрастность, т. е. наилучшую чувствительность системы распознавания [23].

**Частная постановка задачи классификации образов.** В терминах теории распознавания рассматриваемую задачу можно отнести к задачам автоматической классификации [24], согласно которой принятое решение об отнесении классифицируемого объекта строго относятся к одному из альтернативных классов [25]. Очевидно, что в этом случае каждый из альтернативных классов может быть представлен совокупностью признаков, на основе которых формируются векторы признаков, которые в той или иной мере их характеризуют.

В этом случае самым простым решением является создание признакового пространства для распознавания двух альтернативных классов:  $A_2$  – класс изображений, в которых не содержатся результаты последствия разливов нефти;  $A_1$  – класс изображений, которые как раз и отображают результаты последствия разливов нефти [16].

С позиций теории распознавания образов каждый из классов может быть описан своим вектором признаков:  ${}^2\mathbf{V}_m$  – вектор признаков, характеризующий класс  $A_2$ ;  ${}^1\mathbf{V}_m$  – вектор признаков, характеризующий класс  $A_1$ . Здесь  $m = 1, \dots, M$  – текущий параметр, определяющий размерность векторов признаков, где  $M$  – размерность признакового пространства [26].

С таких позиций процедуры классификации сводятся к сравнению вектора признаков текущего изображения  ${}^0\mathbf{V}_m$  с векторами признаков двух альтернативных классов  $A_1$  и  $A_2$ , в результате которого рассчитывается разность между парами векторов  ${}^2\mathbf{V}_m$  и  ${}^0\mathbf{V}_m$  и  ${}^1\mathbf{V}_m$  и  ${}^0\mathbf{V}_m$ :

$$d_{01(02)} = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \left| {}^0\mathbf{V}_m - {}^{1(2)}\mathbf{V}_m \right|,$$

где  $d_{01}$  – разность между вектором обрабатываемого изображения  ${}^0\mathbf{V}_m$  и вектором  ${}^1\mathbf{V}_m$ ;  $d_{02}$  – разность между вектором  ${}^0\mathbf{V}_m$  и вектором  ${}^2\mathbf{V}_m$ .

Тогда, применительно к тематике исследования, алгоритм принятия решения может быть представлен в виде следующего условия оценки знаковой функции:

$$\text{sign}(d_{01} - d_{02}) = \begin{cases} 0 > A_0 \in A_2; \\ 0 \leq A_0 \in A_1. \end{cases} \quad (1)$$

Тогда общий алгоритм классификации, с учетом аналитического расчета значений разности векторов между обрабатываемым изображением и векторами альтернативных классов, может быть представлен следующим образом [27]:

$$d_{01(02)} = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \left| {}^0\mathbf{V}_m - {}^{1(2)}\mathbf{V}_m \right| \begin{cases} A_0 \in A_2 \\ > \\ \leq \\ A_0 \in A_1 \end{cases} d_{02}. \quad (2)$$

Очевидно, что при таком задании алгоритма эффективность правильной классификации будет тем выше, чем лучшую контрастность, т. е. большую разность между векторами признаков, обеспечит выбранный функциональный базис, в котором они формируются, при минимальном

различии между альтернативными классами.

С таких позиций текущую задачу исследования можно определить как поиск базиса декомпозиции изображения, при котором будет обеспечена наибольшая контрастность между векторами признаков, при минимальном различии между классами:

$$F\{\mathbf{V}_m\}_M \Big|_{\|A_1 - A_2\| \rightarrow \min} \max \left| {}^1\mathbf{V}_m - {}^2\mathbf{V}_m \right|, \quad (3)$$

где  $F\{*\}$  – обозначение функционального базиса декомпозиции изображения, который, в соответствии с задачей исследования, будет формироваться на основе различных видов вейвлет-преобразований.

Следует понимать, что в рамках практических приложений формализация изображений должна быть алгоритмически реализуема, а формируемые на ее основе векторы признаков должны обладать достаточно высокой контрастностью. Другими словами, вектор признаков должен обладать высокой чувствительностью к любым изменениям изображения, характеризующим наличие нефтяных разливов на акватории морей и океанов.

Таким образом, происходит не фактическое распознавание изображения, а выявление наличия на нем признаков техногенной катастрофы.

**Обоснование выбора базиса декомпозиции изображений.** Учитывая, что цифровое цветное изображение с высоким качеством разрешения представляет собой растровую структуру, как правило состоящую из трех пикселей, его формализация приведет к получению трехмерной матрицы с большим числом коэффициентов. Например, изображение размером  $1600 \times 1200$  пикселей состоит почти из 2 млн точек.

Очевидно, что непосредственное формирование векторов признаков, например конкатенацией столбцов или строк матрицы изображения, связано с большой размерностью и, как следствие, – со сложностями в последующей обработке.

В связи с этим, учитывая, что задачу обнаружения нефтяных разливов на поверхности воды можно рассматривать с позиций изменения цветового фона изображения, целесообразно перейти к цифровым растровым полутонным изображениям.

Такие полутонные изображения, в которых глубина цвета кодируется восемью битами, обеспечат возможность каждому пикселю принимать значения яркости в диапазоне от 0 до 255 градаций.

Такой подход позволяет существенно сократить размеры матрицы изображения при небольших потерях в разрешении [15].

Для дальнейшей обработки таких матриц предлагается использовать декоррелирующие вейвлет-преобразования [28]. А поскольку матрица изображения является набором дискретных значений, то, соответственно, дискретное вейвлет-преобразование (ДВП).

Реализация ДВП представляет собой результат свертки входной реализации  $x[n]$  и исходного материнского вейвлета  $\psi[n]$ , определяющего АЧХ фильтра.

Физически реализация ДВП представляет собой одновременную декомпозицию входной реализации посредством высокочастотной фильтрации  $h[2n - k]$  для получения детализирующих коэффициентов  $y_{в,ч}[n]$  и низкочастотной фильтрации  $g[2n - k]$  для формирования аппроксимирующих коэффициентов  $y_{н,ч}[n]$ :

$$y_{н,ч}[n] = \sum_{k=0}^K x[k]g[2n - k];$$

$$y_{в,ч}[n] = \sum_{k=0}^K x[k]h[2n - k].$$

Заметим, что поскольку высокочастотный и низкочастотный фильтры связаны между собой, то их называют квадратурными зеркальными фильтрами.

В результате реализации ДВП формируется двумерная матрица вейвлет-коэффициентов, отображающих распределение энергии входной реализации в частотно-временном пространстве.

Простейшим ДВП является вейвлет-преобразование Хаара, согласно которому элементы входного массива группируются по 2 и вычисляются их суммы и разности [28]. При этом группировка сумм проводится рекурсивно для образования следующего уровня разложения. В итоге получают  $2^{k-1}$  разностей и одну общую сумму.

Аналитически вейвлет Хаара  $\psi_X[n]$  можно представить как

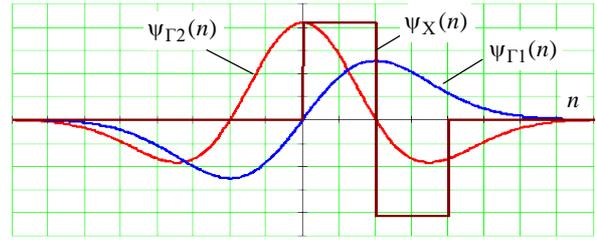


Рис. 1. Временное представление материнских вейвлетов  
 Fig. 1. Temporal representation of mother wavelets

$$\psi_X[n] = \begin{cases} 1, & 0 \leq n < 1/2; \\ -1, & 1/2 \leq n < 1; \\ 0, & n \notin [0, 1). \end{cases}$$

Учитывая, что на практике широкое применение находят вейвлеты Гаусса, в исследовании были рассмотрены ДВП на основе вейвлетов Гаусса 1-го порядка  $\psi_{\Gamma 1}[n]$  и 2-го порядка  $\psi_{\Gamma 2}[n]$ :

$$\psi_{\Gamma 1}[n] = -n \exp(-n^2/2);$$

$$\psi_{\Gamma 2}[n] = (1 - n^2) \exp(-n^2/2).$$

В качестве примера на рис. 1 показаны временные структуры вейвлетов  $\psi_{\Gamma 1}[n]$ ,  $\psi_{\Gamma 2}[n]$  и  $\psi_X[n]$ .

Выбор данных типов вейвлетов был осуществлен на этапе подготовки к исследованию [16]. В настоящее время известно большое количество различных типов вейвлетов, но их применение в рамках исследования ограничено структурой входных данных, являющихся целочисленными значениями.

В качестве примера на рис. 2 показано изображение водной поверхности (контрольное). В терминах оценок (1) и (2) данное изображение соответствует классу  $A_2$ . На рис. 3 представлена соответствующая ему матрица числовых значений.

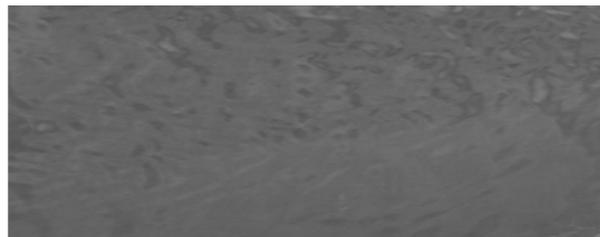


Рис. 2. Изображение водной поверхности (контрольное)  
 Fig. 2. Water surface image (control)

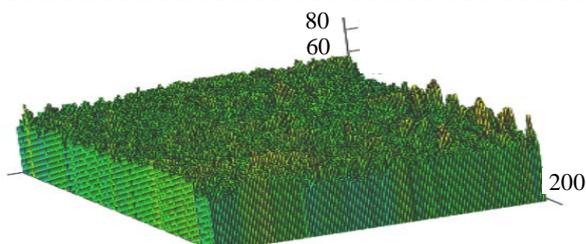


Рис. 3. Матрица данных изображения водной поверхности (контрольное)

Fig. 3. Water surface image data matrix (control)

Именно дискретная структура данных способствовала выбору вейвлета Хаара для формирования ДВП. Вейвлеты Гаусса были выбраны на предварительном этапе исследования как обеспечившие наилучшую аппроксимацию тестовых изображений по показателю средней квадратической ошибки.

**Результаты эксперимента.** Поскольку целевая установка эксперимента заключалась в выборе базиса формирования ДВП, для моделирования были отобраны 2 изображения водной поверхности: без разлива нефтепродуктов (контрольное) и с разливом нефти (тестовое). Причем размер площади нефтяного пятна на изображении составлял всего 1/16 (6.25 %) от общего значения.

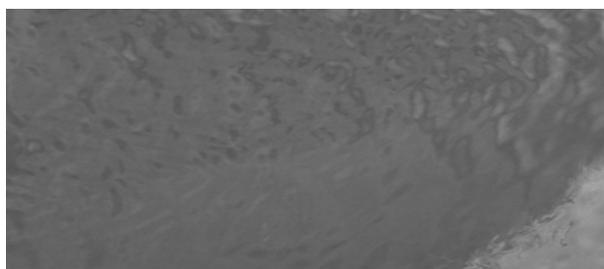


Рис. 4. Изображение водной поверхности (тестовое)

Fig. 4. Image of water surface (test)

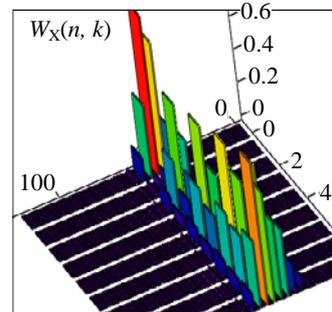
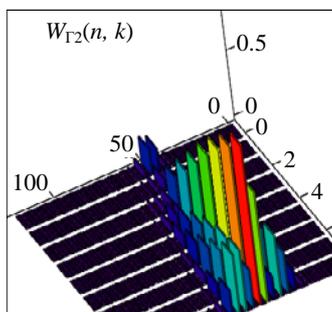
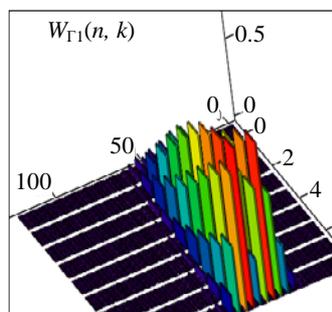


Рис. 6. Матрицы ДВП контрольного изображения

Fig. 6. DWT matrices of the control image

$$\begin{aligned}
 & \text{vh1} := \left[ \begin{array}{l} A \leftarrow N \\ \text{for } k \in 0, E..R \\ \quad \text{for } T \in 0, 4..A \\ \quad \quad \text{vf}_{k,T} \leftarrow \left[ \frac{1}{\sqrt{k+1}} \cdot \left[ \sum_{t=0}^A \left( f(t) \cdot h\left(\frac{t-T}{k+1} \cdot a\right) \right) \right] \right] \\ \text{vf} \leftarrow \text{vf} \end{array} \right]
 \end{aligned}$$

Рис. 5. Листинг программы формирования ДВП

Fig. 5. Listing of the program for DWT formation

На рис. 4 представлено изображение водной поверхности (тестовое), которое в терминах оценок (1) и (2) соответствует классу  $A_1$ .

Моделирование проводилось в среде САПР MathCAD, листинг формирования ДВП представлен на рис. 5.

На рис. 6 показаны матрицы ДВП контрольного изображения, формируемые на основе вейвлетов Хаара  $W_X(n, k)$ , Гаусса 1-го  $W_{\Gamma_1}(n, k)$  и 2-го  $W_{\Gamma_2}(n, k)$  порядков, а на рис. 7 – аналогичные матрицы ДВП для тестового изображения водной поверхности.

Векторы признаков изображений формировались усреднением матриц ДВП по переменной  $k$  (переменная сдвига).

В качестве примера на рис. 8 показаны векторы признаков контрольного изображения, формируемые на основе вейвлетов Хаара  $V_X(k)$ , Гаусса 1-го  $V_{\Gamma_1}(k)$  и 2-го  $V_{\Gamma_2}(k)$  порядков.

В ходе моделирования рассчитывалась мощность ошибки.

Выбор базиса декомпозиции осуществлялся в соответствии с условием (3). При этом в эксперименте в качестве регулирующего параметра рассматривалась переменная  $n$ .

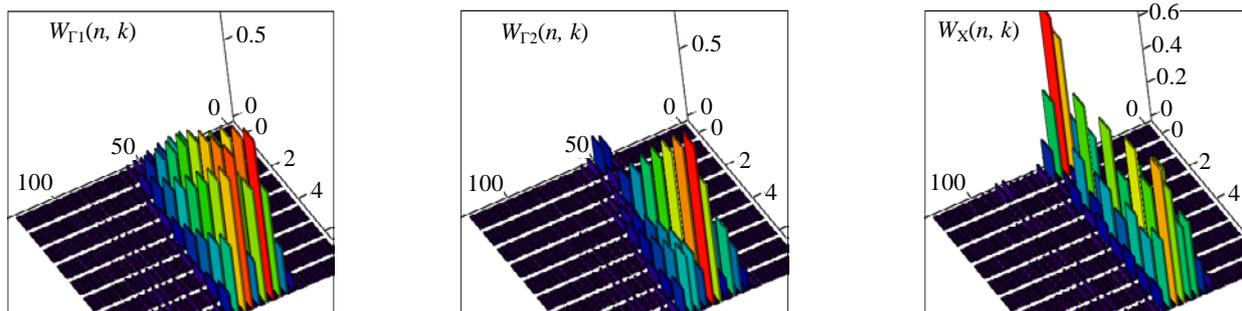


Рис. 7. Матрицы ДВП тестового изображения  
 Fig. 7. DWT matrices of the test image

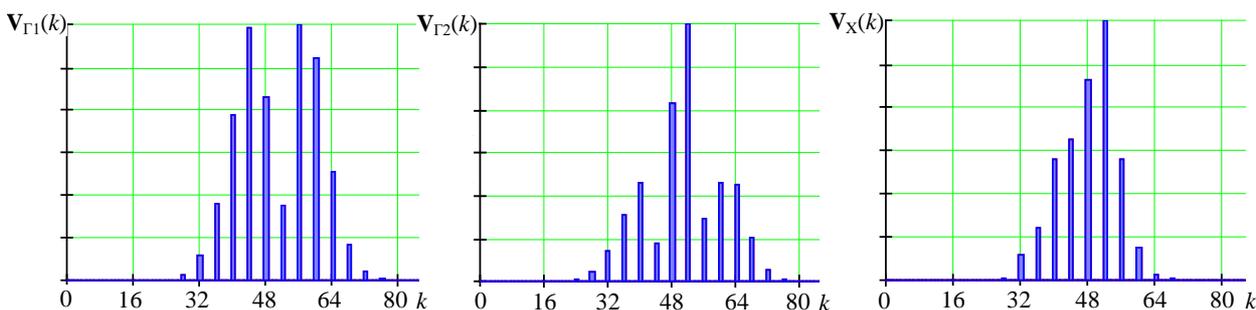


Рис. 8. Векторы признаков контрольного изображения  
 Fig. 8. Feature vectors of the control image

Результаты оценки мощности ошибки между векторами признаков контрольного и тестового изображений для различных типов ДВП

Results of error power estimation between feature vectors of the control and test images for different DWT types

| Вейвлет             | Значение параметра масштаба $k$ |       |       |       |       |       |       |       |
|---------------------|---------------------------------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|
|                     | 4                               | 8     | 12    | 16    | 20    | 24    | 28    | 32    |
| $\Delta_X$          | 0.309                           | 0.426 | 0.379 | 0.353 | 0.354 | 0.36  | 0.402 | 0.4   |
| $\Delta_{\Gamma_1}$ | 0.453                           | 0.343 | 0.353 | 0.467 | 0.653 | 0.743 | 0.927 | 1.004 |
| $\Delta_{\Gamma_2}$ | 0.374                           | 0.31  | 0.255 | 0.277 | 0.306 | 0.389 | 0.479 | 0.579 |

В таблице представлены результаты оценки мощности ошибки между векторами признаков контрольного и тестового изображений, полученными из ДВП на основе вейвлетов Хаара  $\Delta_X$ , Гаусса 1-го  $\Delta_{\Gamma_1}$  и 2-го  $\Delta_{\Gamma_2}$  порядков.

Анализ полученных результатов позволяет сделать следующие выводы. Для значений параметра масштаба  $k = 8$  и  $12$  предпочтительным видится выбор для декомпозиции изображений вейвлета Хаара. При других значениях данного параметра наибольшую контрастность между векторами признаков контрольного и тестового изображений обеспечивает вейвлет Гаусса 1-го порядка.

**Заключение.** Результаты проведенного исследования позволяют судить о достижении сформулированной целевой установки.

В теоретической части исследования обоснован подход к решению проблемы обнаружения разливов нефти в акватории морей и океанов с позиций задачи классификации на основе методов теории распознавания образов [16]. Получены условия принятия решения об обнаружении последствий техногенных катастроф по результатам обработки изображений. Предложен подход к формализации изображений в интересах формирования векторов признаков. Обоснована метрика оценки их контрастности.

В ходе практической части установлено, что чувствительность системы распознавания, определяемая на основе представления изображений в виде матриц ДВП, зависит не только от типа материнского вейвлета, но и от значения параметра масштаба.

Так, при значениях параметра масштаба 8 и

12 наилучшую контрастность векторов признаков обеспечивает вейвлет Хаара, в остальных случаях – вейвлет Гаусса 1-го порядка.

Дальнейшие исследования будут связаны с разработкой алгоритма автоматической классификации при обнаружении нефтяных разливов на обрабатываемых изображениях.

### Список литературы

1. Автоматизация процедур обнаружения лесных пожаров по результатам обработки видео / Д. В. Васильева, С. В. Дворников, С. А. Якушенко, С. С. Дворников // Науч.-аналитич. журн. "Вестник Санкт-Петербургского ун-та ГПС МЧС России". 2023. № 4. С. 47–58. doi: 10.61260/2218-130X-2024-2023-4-47-58
2. Меленгьев В. В., Мателенок И. В., Смирнова А. С. Визуализация радиолокационных сигнатур морского льда для контроля обстановки в арктических акваториях // Системы контроля окружающей среды. 2023. № 2(52). С. 18–26. doi: 10.33075/2220-5861-2023-2-18-26
3. Князев Н. А., Лаврова О. Ю. Спутниковый мониторинг распространения нефтяного загрязнения вдоль Сирийского побережья, вызванного аварией в городе Банияс 23 августа 2021 года // Современные проблемы дистанционного зондирования Земли из космоса. 2022. Т. 19, № 1. С. 295–301. doi: 10.21046/2070-7401-2022-19-1-295-301
4. Корнилов В. Д. Мировой танкерный флот. Морские вести России. 2014. № 13. URL: <https://morvesti.ru/analitika/1692/31948/> (дата обращения 26.02.2024).
5. Алексенко А. И., Касаткина А. С. Вопросы ответственности судовладельца за ущерб от загрязнения нефтепродуктами с морских судов // Вестн. РУДН. Сер. Юр. науки. 2022. Т. 26, № 3. С. 678–694. doi: 10.22363/2313-2337-2022-26-3-678-694
6. Свецкий А. В. Правовая охрана морской среды от разливов нефти и нефтепродуктов // Юр. исследования. 2023. № 3. С. 1–12. doi: 10.25136/2409-7136.2023.3.39944
7. Алексеев Д. В., Лентарев А. А. Статистический анализ разливов нефти и нефтепродуктов на море // Вестн. гос. ун-та морского и речного флота им. адмирала С. О. Макарова. 2023. Т. 15, № 6. С. 959–970. doi: 10.21821/2309-5180-2023-15-6-959-970
8. Баранов А. А., Никитина А. В., Симонина О. А. Исследование возможности использования сетей мобильной связи общего пользования для передачи видеоданных с борта БЛА // Тр. учеб. заведений связи. 2022. Т. 8, № 1. С. 16–26. doi: 10.31854/1813-324X-2022-8-1-16-26
9. Аббасов И. Б. Современные тенденции мониторинга водной среды прибрежных акваторий // Экологическая безопасность прибрежной и шельфовой зон моря. 2019. № 1. С. 29–39. doi: 10.22449/2413-5577-2019-1-29-39
10. Zatsepa S. N., Ivchenko V. V., Solbakov A. A. SPILLMOD – a CFD model for information support of marine oil spill response // J. of Oceanological Research. 2022. Vol. 50, № 2. P. 72–105. doi: 10.29006/1564-2291.JOR-2022.50(2).4
11. Егорова К. В., Соколов С. С. Безопасная система мониторинга разливов нефти с использованием беспилотных летательных аппаратов // Информационная безопасность регионов России (ИБРР-2023): XIII Санкт-Петерб. межрегион. конф., Санкт-Петербург, 25–27 окт. 2023 г. / Санкт-Петерб. общество информатики, вычислительной техники, систем связи и управления. СПб., 2023. С. 197–198.
12. Смирнов Ю. Д., Добрынин О. С. Разработка беспилотных летательных аппаратов для проведения экологического мониторинга // Зап. Горного ин-та. 2014. Т. 207. С. 213–216.
13. Обнаружение морских дронов в оптическом диапазоне / Д. В. Васильева, С. А. Якушенко, С. С. Дворников, А. А. Погорелов, С. В. Дворников // Морской вестн. 2023. № 4 (88). С. 90–92.
14. Vasilyeva D. V., Dvornikov S. V., Yakushenko S. A., Dvornikov S. S. Automation of detection procedures based on the results of processing images from video surveillance systems // Тез. докл. III Междунар. форума "Математические методы и модели в высокотехнологичном производстве". Ч. 1 / ГУАП. СПб., 2023.
15. Формирование векторов признаков сигналов из вейвлет-коэффициентов их фреймовых преобразований / С. В. Дворников, Д. В. Степынин, А. С. Дворников, А. П. Букарева // Информационные технологии. 2013. № 5. С. 46–49.
16. Формирование векторов признаков для систем видеонаблюдения / Д. В. Васильева, С. С. Дворников, Ю. Е. Толстуха, П. С. Обрезков, С. В. Дворников // Вопр. радиоэлектроники. Сер. Техника телевидения. 2023. № 4. С. 62–68.
17. Громов Ю. Ю., Ищук И. Н., Родионов В. В. Применение искусственного интеллекта в задачах обработки данных дистанционного мониторинга // Тр. Междунар. конф. по компьютерной графике и зрению "Графикон". 2023. № 33. С. 727–735. doi: 10.20948/graphicon-2023-727-735
18. Дворников С. В., Кудрявцев А. М. Теоретические основы частотно-временного анализа кратковременных сигналов / Военная акад. связи. СПб., 2010. 240 с.
19. Синтез фазоманипулированных вейвлет-сигналов / С. В. Дворников, С. С. Манаенко, С. С. Двор-

ников, А. А. Погорелов // Информационные технологии. 2015. Т. 21, № 2. С. 140–143.

20. Obratsov V., Moqi Sun. Possible Methodological Options for Development of Pattern Recognition Theory // Communications in Computer and Information Science. 2019. Vol. 1055. P. 64–73. doi: 10.1007/978-3-030-35430-5\_6

21. Пат. RU 2261476 C1 G06K 9/00. Способ распознавания радиосигналов / В. А. Аладинский, С. В. Дворников, А. М. Сауков, А. Н. Симонов. Опубл. 27.09.2005.

22. Дворников С. В. Теоретические основы синтеза билинейных распределений энергии нестационарных процессов в частотно-временном пространстве (обзор) // Тр. учеб. заведений связи. 2018. Т. 4, № 1. С. 47–60.

23. Нгуен Чонг Н., Подстригаев А. С. Распознавание сигналов в автокорреляционном приемнике // Вестн. связи. 2022. № 5. С. 36–40.

24. Дворников, С. В., Дворников С. С., Спирин А. М. Синтез манипулированных сигналов на основе

вейвлет-функций // Информационные технологии. 2013. № 12. С. 52–55.

25. Васильева Д. В., Дворников С. В., Дворников С. С. Обоснование технических требований к РЛС обнаружения // Вопр. радиоэлектроники. Сер. Техника телевидения. 2023. № 4. С. 97–104.

26. Способ сжатия графических файлов / С. В. Дворников, А. А. Устинов, И. Н. Оков, А. Б. Царелунго, М. О. Дворовой, В. В. Цветков // Вопр. радиоэлектроники. Сер. Техника телевидения. 2017. № 4. С. 77–86.

27. Дворников С. В., Сауков А. М. Метод распознавания радиосигналов на основе вейвлет-пакетов // Науч. приборостроение. 2004. Т. 14, № 1. С. 85–93.

28. Дворников С. В., Дворников С. С., Марков Е. В. Модифицированные импульсные последовательности на основе кодов Баркера // Тр. учеб. заведений связи. 2022. Т. 8, № 1. С. 8–14. doi: 10.31854/1813-324X-2022-8-1-8-14

### Информация об авторе

**Васильева Дина Владимировна** – инженер по специальности "Химическая технология тугоплавких неметаллических и силикатных материалов" (2004, Санкт-Петербургский государственный технологический институт (технический университет)), старший преподаватель кафедры радиотехнических систем Института радиотехники и инфокоммуникационных технологий Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. Автор 15 научных работ. Сфера научных интересов – цифровая обработка сигналов.

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

E-mail: [dolli.dina@mail.ru](mailto:dolli.dina@mail.ru)

<http://orcid.org/0009-0009-5343-3356>

### References

1. Vasilieva D. V., Dvornikov S. V., Yakushenko S. A., Dvornikov S. S. Automation of Forest Fire Detection Procedures Based on the Results of Video Processing. Scientific and Analytical J. "Vestnik Saint Petersburg University of State Fire Service of Emercom of Russia". 2023, no. 4, pp. 47–58. (In Russ.) doi: 10.61260/2218-130X-2024-2023-4-47-58

2. Melentyev V. V., Matelenok I. V., Smirnova A. S. Visualization of Radar Signatures of Sea Ice for Monitoring the Situation in Arctic Waters. Environmental Control Systems. 2023, no. 2(52), pp. 18–26. doi: 10.33075/2220-5861-2023-2-18-26

3. Knyazev N. A., Lavrova O. Yu. Satellite Monitoring of Oil Pollution Spread along the Syrian Coast Caused by the Accident in the City of Baniyas on August 23, 2021. Modern Problems of Remote Sensing of the Earth from Space. 2022, vol. 19, no. 1, pp. 295–301. doi: 10.21046/2070-7401-2022-19-1-295-301

4. Kornilov V. D. World Tanker Fleet. Marine News of Russia. 2014, no. 13. Available at: <https://morvesti.ru/analitika/1692/31948/> (accessed 26.02.2024)

5. Aleksenko A. I., Kasatkina A. S. Issues of the Shipowner's Liability for Damage Caused by Oil Pollution from Sea-Going Vessels. RUDN J. of Law. 2022, vol. 26, no. 3, pp. 678–694. doi: 10.22363/2313-2337-2022-26-3-678-694

6. Svetsky A. V. Legal Protection of the Marine Environment from Oil and Oil Product Spills. Legal Studies. 2023, no. 3, pp. 1–12. doi: 10.25136/2409-7136.2023.3.39944

7. Alekseev D. V., Lentarev A. A. Statistical Analysis of Oil and Oil Product Spills at Sea. *Vestnik Gosudarstvennogo Universiteta Morskogo I Rechnogo Flota Imeni Admirala S. O. Makarova*. 2023, vol. 15, no. 6, pp. 959–970. doi: 10.21821/2309-5180-2023-15-6-959-970

8. Baranov A. A., Nikitina V. V., Simonina O. A. Mobile Communication Networks for Video Data Transmission from UAV. Proc. of Educational Institutions of Communication. 2022, vol. 8, no. 1, pp. 16–26. doi: 10.31854/1813-324X-2022-8-1-16-26

9. Abbasov I. B. Modern Trends of Monitoring the Water Environment of Coastal Areas. Ecological Safety of Coastal and Shelf Zones of Sea. 2019, no. 1, pp. 29–39. doi: 10.22449/2413-5577-2019-1-29-39

10. Zatsepa S. N., Ivchenko V. V., Solbakov A. A. SPILLMOD – a CFD Model for Information Support of Marine Oil Spill Response. J. of Oceanological Research. 2022, vol. 50, no. 2, pp. 72–105. doi: 10.29006/1564-2291.JOR-2022.50(2).4

11. Egorova K. V., Sokolov S. S. Safe System for Oil Spill Monitoring Using Unmanned Aerial Vehicles. Information security of Russian regions (IBRR-2023):

XIII St Petersburg Interregional Conf., St Petersburg, 25–27 Oct. 2023. St Petersburg Society of Informatics, Computer Science, Communication and Control Systems. St Petersburg, 2023, pp. 197–198.

12. Smirnov Yu. D., Dobrynin O. C. Development of Unmanned Aerial Vehicles for Environmental Monitoring. Notes of the Mining Institute. 2014, vol. 207, pp. 213–216. (In Russ.)

13. Vasil'eva D. V., Yakushenko S. A., Dvornikov S. S., Pogorelov A. A., Dvornikov S. V. Detection of Sea Drones in the Optical Range. *Morskoy Vestnik*. 2023, no. 4 (88), pp. 90–92. (In Russ.)

14. Vasilyeva D. V., Dvornikov S. V., Yakushenko S. A., Dvornikov S. S. Automation of Detection Procedures Based on the Results of Processing Images from Video Surveillance Systems. Collection of Abstracts of Reports of the III Intern. Forum "Mathematical Methods and Models in High-Tech Production". Ch. 1. St Petersburg, GUAP, 2023.

15. Dvornikov S. V., Step'nin D. V., Dvornikov A. S., Bukareva A. P. Formatoin of Vectors Signs Signals from Wavelet-Coefficients of their Frame Transforms. *Information Technologies*. 2013, no. 5, pp. 46–49. (In Russ.)

16. Vasilyeva D. V., Dvornikov S. S., Tolstukha Yu. E., Obrezkov P. S., Dvornikov S. V. Formation of Feature Vectors for Video Surveillance Systems. *Voprosy radioelectroniki*. Series: Television Technics. 2023, no. 4, pp. 62–68. (In Russ.)

17. Gromov Yu. Yu., Ischuk I. N.; Rodionov V. V. Application of Artificial Intelligence in the Tasks of Remote Monitoring Data Processing. Proc. of the Intern. Conf. on Computer Graphics and Vision "Graphicon". 2023, no. 33, pp. 727–735. doi: 10.20948/graphicon-2023-727-735. (In Russ.)

18. Dvornikov S. V., Kudryavtsev A. M. Theoretical Bases of Frequency-Time Analysis of Short-Time Signals. St Petersburg Military Academy of Communications. 2010, 240 p. (In Russ.)

19. Dvornikov S. V., Manaenko S. S., Dvornikov S. S., Pogorelov A. A. Synthesis PSK Wavelet-Signal. *Information Technologies*. 2015, vol. 21, no. 2, pp. 140–143. (In Russ.)

20. Obraztsov V., Moqi Sun. Possible Methodological Options for Development of Pattern Recognition Theory. *Communications in Computer and Information Science*. 2019, vol. 1055, pp. 64–73. doi: 10.1007/978-3-030-35430-5\_6

21. RU Pat. 2261476 C1 G06K 9/00. Aladinsky V. A., Dvornikov S. V., Saukov A. M., Simonov A. N. Method for Recognizing Radio Signals. Publ. 27.09.2005. (In Russ.)

22. Dvornikov S. V. Theoretical Foundations of the Synthesis of Bilinear Energy Distributions of Nonstationary Processes in the Frequencytemporary Space (review). *Proc. of Educational Institutions of Communication*. 2018, vol. 4, no. 1, pp. 47–60. (In Russ.)

23. Nguyen Chong N., Podstrigaev A. C. Signal Recognition in Autocorrelation Receiver. *Communications Bulletin*. 2022, no. 5, pp. 36–40. (In Russ.)

24. Dvornikov, S. V., Dvornikov S. S., Spirin A. M. Syntheses of Manipulated Signals on the Base of Wavelet-Functions. *Information Technologies*. 2013, no. 12, pp. 52–55. (In Russ.)

25. Vasilieva D. V., Dvornikov S. V., Dvornikov S. S. Justification of Technical Requirements for Detection Radar. *Voprosy radioelectroniki*. Series: Television Technics. 2023, no. 4, pp. 97–104. (In Russ.)

26. Dvornikov S. V., Ustinov A. A., Okov I. N., Tsarelungo A. B., Dvorovoi M. O., Tsvetkov V. V. Compression of Graphic Files through the Risez Procedure. *Voprosy radioelectroniki*. Series: Technics of television. 2017, no. 4, pp. 77–86.

27. Dvornikov S. V., Saukov A. M. Signal Identification Method Based on Wavelet-Packets. *Nauchnoe Pribo-rostroenie*. 2004, vol. 14, no. 1, pp. 85–93. (In Russ.)

28. Dvornikov S., Dvornikov S., Markov E. Modified Pulse Sequences Based on Barker Codes. *Proc. of Telecommunication Universities*. 2022, vol. 8, no. 1, pp. 8–14. doi: 10.31854/1813-324X-2022-8-1-8-14

### Information about the author

**Dina V. Vasilieva**, Engineer in chemical technology of refractory non-metallic and silicate materials (2004, St Petersburg State Technical University (TI), senior lecturer at the Department of Radio Engineering of Institute of Radio Engineering and Infocommunication Technologies of Saint-Petersburg State University of Aerospace Instrumentation. The author of 15 scientific publications. Area of expertise: digital signal processing.

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

E-mail: [dolli.dina@mail.ru](mailto:dolli.dina@mail.ru)

<https://orcid.org/0009-0009-5343-3356>

## Полуавтоматизированное проектирование двухдиапазонных антенн с концевым типом возбуждения для цифровых антенных решеток

С. А. Алексейцев, А. А. Колесников<sup>✉</sup>, Ю. Н. Паршин

Новосибирский государственный технический университет, Новосибирск, Россия

<sup>✉</sup> andrewkolesnikov091@gmail.com

### Аннотация

**Введение.** В настоящее время вопрос реализации двухдиапазонного режима работы директорных дипольных антенн представлен широким рядом работ, практически все из которых посвящены изучению свойств классического диполя с центральным типом возбуждения. В то же самое время вопрос концевой возбуждения излучателей для двухдиапазонных директорных антенн остается открытым. Проектирование таких излучателей требует глубокого анализа с точки зрения разработки как математических, так и электродинамических моделей (топологий), соответствующих тактико-техническим требованиям современных цифровых антенных решеток. Компоновка излучателей с концевым возбуждением для двухдиапазонных приложений дает возможность решить ряд технологических задач, связанных с размещением дополнительных радиотехнических элементов на излучающем модуле.

**Цель работы.** Обоснование, в рамках системного подхода к проектированию антенных элементов и узлов, процедуры определения стартового облика возбудителя двухдиапазонной антенны, пригодной для полуавтоматизированного проектирования более сложных антенных систем, таких как фазированные антенные решетки и директорные антенны.

**Материалы и методы.** В рамках исследования для определения входного импеданса двухдиапазонной системы, состоящей из двух активных излучателей и двух пассивных директоров, используется метод наводимых электродвижущих сил. Модели двухдиапазонных директорных излучателей разработаны с применением пакета полноволнового электромагнитного моделирования CST Studio Suite 2021.

**Результаты.** В статье представлены результаты разработки процедур полуавтоматического проектирования антенн с двухдиапазонной функцией входного импеданса с учетом специфики электродинамического режима возбуждения линейных диполеподобных проводников источником с разнесенными в пространстве выходными клеммами. Проанализированы варианты и предложены пути реализации печатной компоновки антенны, выполненной на стандартных радиотехнических компонентах, подразумевающих серийное изготовление.

**Заключение.** На основе предложенных моделей могут быть спроектированы директорные, турникетные, кардиодные антенны, а также антенные решетки.

**Ключевые слова:** излучатель дипольного вида, концевой тип возбуждения, директорная антенна, двухдиапазонный режим работы, полуавтоматическое проектирование

**Для цитирования:** Алексейцев С. А., Колесников А. А., Паршин Ю. Н. Полуавтоматизированное проектирование двухдиапазонных антенн с концевым типом возбуждения для цифровых антенных решеток // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2024. Т. 27, № 3. С. 30–41. doi: 10.32603/1993-8985-2024-27-3-30-41

**Источник финансирования.** Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 23-79-01093, <https://rscf.ru/project/23-79-01093/>.

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

Статья поступила в редакцию 25.03.2024; принята к публикации после рецензирования 29.04.2024; опубликована онлайн 28.06.2024



## Semi-Automatic Design of Dual-Band End-Fed Antennas for Digital Antenna Arrays

Sergey A. Alekseytsev, Andrey A. Kolesnikov✉, Yury N. Parshin

Novosibirsk State Technical University, Novosibirsk, Russia

✉ andrewkolesnikov091@gmail.com

### Abstract

**Introduction.** The topic of implementing a dual-band mode of operation for director dipole antennas is represented by a wide range of works, almost all of which are dedicated to studying the properties of a classic dipole. However, the issue of end excitation of radiators for dual-band director antennas remains open. The development of such radiators requires a deep analysis both from the point of view of developing mathematical and electrodynamics models, which corresponds to the tactical and technical requirements of modern digital antenna arrays.

**Aim.** To substantiate a procedure for determining the initial appearance of a dual-band antenna exciter from the standpoint of the systems approach to the design of antenna elements and nodes. This procedure is suitable for a semi-automated design of more complex antenna systems.

**Materials and methods.** As part of the research, the input impedance of a dual-band system consisting of two active radiators and two passive directors was determined using the method of induced electromotive forces (EMF). Models of dual-band director radiators were developed using the CST Studio Suite 2021 full-wave electromagnetic simulation.

**Results.** The results of developing procedures for a semi-automatic design of antennas with a dual-band function of input impedance are presented. Following a comparative analysis, approaches to implementing the printed layout of an antenna comprising standard radio engineering components, which imply serial production, are proposed.

**Conclusion.** The proposed models can be used when designing director, turnstile, and cardioid antennas, as well as antenna arrays. These designs are analogous to antennas based on a classic central excited dipole.

**Keywords:** dipole-type radiator, end-fed excitation, director antenna, dual-band operation mode, semi-automatic design

**For citation:** Alekseytsev S. A., Kolesnikov A. A., Parshin Yu. N. Semi-Automatic Design of Dual-Band End-Fed Antennas for Digital Antenna Arrays. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2024, vol. 27, no. 3, pp. 30–41. doi: 10.32603/1993-8985-2024-27-3-30-41

**Source of funding.** The research was carried out with the support of a grant from the Russian Science Foundation No. 23-79-01093, <https://rscf.ru/project/23-79-01093/>.

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

Submitted 25.03.2024; accepted 29.04.2024; published online 28.06.2024

**Введение.** В условиях совершенствования элементной базы фазированных антенных решеток были предложены и изучены различные компоновки излучающего элемента с целью повышения эффективности приемо-передающего тракта. Как правило, подавляющее большинство решений так или иначе подразумевает в качестве возбудителя использовать либо классический полуволновой диполь (в проволочном или печатном исполнении), либо патч-излучатель [1–3]. Данный выбор обусловлен приемлемым сочетанием электродинамических (входной

импеданс, частота поляризации, направленность) и массогабаритных параметров [4–6]. В то же самое время не прекращаются исследования в области различных модификаций этих классических решений, которые способны повысить электродинамический ресурс излучателя не за счет подводимой мощности, а за счет более высоких перечисленных характеристик. В том числе уделяется внимание проектированию многодиапазонных/широкополосных излучателей на базе цельной топологии с минимальными размерами [7–9].

В [10] представлена и проанализирована двухдиапазонная антенна для передачи данных Wi-Fi на двух центральных частотах 2.4 и 5 ГГц. В качестве возбудителя используется классическая компоновка из диполя и согласующе-симметрирующего устройства. Следует отметить, что, хотя в работе и показаны результаты согласования и направленности на двух центральных частотах, однако в модели и изготовленном прототипе имеется лишь одна пара плеч диполя. Авторы заявляют, что оптимизацией геометрических размеров печатной модели достигается двухдиапазонный режим работы антенны. Вероятно, на частоте 5 ГГц имеется излучение высших гармоник, что представляется не вполне оптимальным с точки зрения обеспечения качества сигнала.

В [11] предлагается двухдиапазонный широкополосный печатный диполь с одним каналом питания для приложений базовых станций, ширина полосы частот по модулю коэффициента отражения  $-10$  дБ составляет 36.7 % (690...1000 МГц) и 47.3 % (1710...2770 МГц) для нижнего и верхнего диапазонов соответственно. Сама топология представляет собой достаточно простое построение, использующее отрезки прямоугольных полосков без закруглений и плавных переходов.

Следует заметить, что плечи диполя под верхний и нижний диапазоны расположены в пространстве по типу монополя, т. е. представляют собой "отростки" полосковых линий от осевого проводника. Данный конструктив весьма оригинален и позволяет обеспечить согласование с питающим фидером в двух непересекающихся полосах частот. Недостатком данного подхода является сложность

воспроизведения методики проектирования при системном подходе.

В данной статье представлены результаты разработки процедуры полуавтоматического проектирования двухдиапазонных излучателей дипольного вида с концевым типом возбуждения. Данные результаты являются продолжением исследований авторов в этой области.

**Материалы и методы.** Модель возбудителя. На рис. 1 показаны возможные способы возбуждения излучателей дипольного вида.

За основу последующего процесса проектирования возбудителя двухдиапазонной антенны используем режим, когда возбуждение осуществляется пространственно разнесенными выходными клеммами генератора (рис. 1, б). Для обеспечения двухдиапазонного режима используем двухдипольную компоновку (рис. 2).

Если в восьмиполусной схеме с двумя пассивными токнесущими проводниками клеммное напряжение на двух парах полюсов принять равным нулю, поскольку они (директоры) являются короткозамкнутыми посередине проводниками, то входной импеданс системы, приведенный к отождествленным парам полюсов, будет записан следующим образом:

$$Z_{\text{вх}} = \left( -Z_{21}^2 Z_{43}^2 + Z_{33} Z_{44} Z_{21}^2 - 2Z_{44} Z_{21} Z_{31} Z_{32} + 2Z_{21} Z_{31} Z_{42} Z_{43} + 2Z_{21} Z_{32} Z_{41} Z_{43} - 2Z_{33} Z_{21} Z_{41} Z_{42} - Z_{31}^2 Z_{42}^2 + Z_{22} Z_{44} Z_{31}^2 \right) / \left( 2Z_{22} Z_{43}^2 - 2Z_{21} Z_{43}^2 + 2Z_{33} Z_{42}^2 + 2Z_{32} Z_{44} + 2Z_{21} Z_{33} Z_{44} - 2Z_{22} Z_{33} Z_{44} - 2Z_{31} Z_{32} Z_{44} + 2Z_{31} Z_{42} Z_{43} + 2Z_{32} Z_{41} Z_{43} - 2Z_{33} Z_{41} Z_{42} - 4Z_{32} Z_{42} Z_{43} \right) +$$

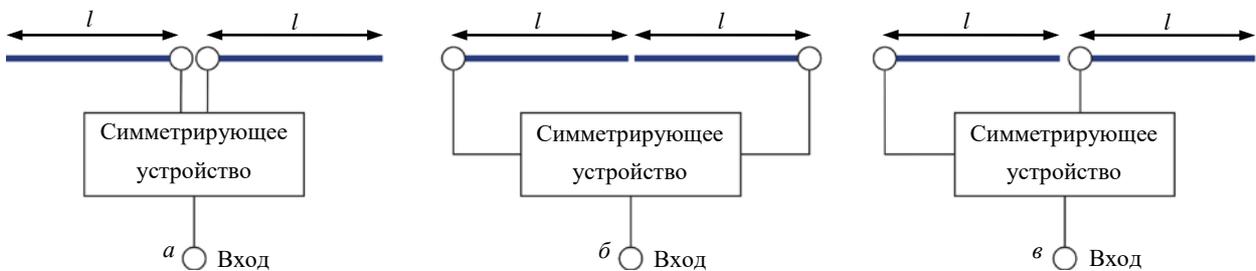


Рис. 1. Варианты возбудителей дипольных директорных антенн: а – с центральным питанием; б – с концевым; в – с центрально-концевым

Fig. 1. Variants of exciters for dipole director antennas: а – with central; б – with end; в – with central-end feeding

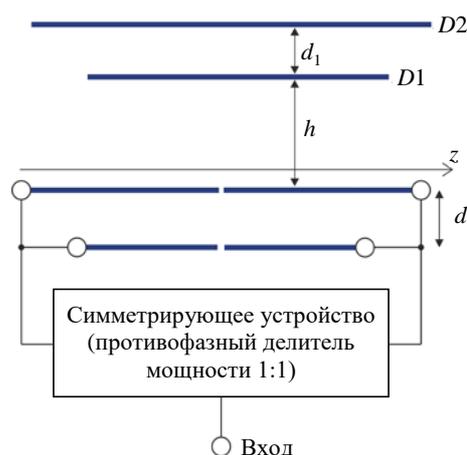


Рис. 2. Схема двухдиапазонного возбуждателя с двумя директорами

Fig. 2. Schematic diagram of a dual-band exciter with a pair of directors

$$\begin{aligned}
 & + (2Z_{31}Z_{32}Z_{41}Z_{42} - 2Z_{22}Z_{31}Z_{41}Z_{43} - \\
 & - Z_{32}^2Z_{41}^2 + Z_{11}Z_{44}Z_{33}^2 - 2Z_{11}Z_{32}Z_{42}Z_{43} + \\
 & + Z_{22}Z_{33}Z_{41}^2 + Z_{11}Z_{33}Z_{42}^2 + Z_{11}Z_{22}Z_{43}^2 - \\
 & - Z_{11}Z_{22}Z_{33}Z_{44}) / (2Z_{22}Z_{43}^2 - 2Z_{21}Z_{43}^2 + \\
 & + 2Z_{33}Z_{42}^2 + 2Z_{32}^2Z_{44} + 2Z_{21}Z_{33}Z_{44} - \\
 & - 2Z_{22}Z_{33}Z_{44} - 2Z_{31}Z_{32}Z_{44} + 2Z_{31}Z_{42}Z_{43} + \\
 & + 2Z_{32}Z_{41}Z_{43} - 2Z_{33}Z_{41}Z_{42} - 4Z_{32}Z_{42}Z_{43}). \quad (1)
 \end{aligned}$$

На данном этапе входными параметрами для определения стартового облика возбуждателя являются длины диполей, длины директоров и межэлементные расстояния. Именно от этих параметров зависит функция входного импеданса системы. Характерные для данной компоновки частотные зависимости модуля коэффициента отражения представлены на рис. 3. Здесь для при-

мера приведены два графика для различных соотношений длин низкочастотного и высокочастотного излучателей:  $a - l_1/l_2 = 1.15$ ;  $b - l_1/l_2 = 1.12$ . Здесь  $l_1$  – длина плеча низкочастотного диполя;  $l_2$  – длина плеча высокочастотного диполя.

Важно отметить, что не для всех желаемых частот согласования в данном наборе параметров возможна сходимость процесса двухцелевой параметрической оптимизации. Это обусловлено тем, что функция входного импеданса (1) схемы (рис. 2) может не иметь локальных минимумов для определенных значений параметров. Учитывая этот факт, набор параметров для оптимизации следует дополнять параметрами симметрирующего устройства.

Параметры  $d$  (расстояние между излучателями) и  $h$  (расстояние между излучателем и первым директором) (рис. 2) имеют наибольшее влияние на коэффициент отражения, так как они определяют электродинамический режим возбуждателя. На рис. 4 проиллюстрировано влияние данных параметров на коэффициент отражения излучателя.

Далее на рис. 5 представлены графики зависимостей коэффициента направленного действия (КНД) от тех же параметров. При изменении значений  $h$  и  $d$  происходит сдвиг резонансных частот, аналогично рис. 3. Для оценки характеристик направленности целесообразно выбрать некоторые фиксированные значения. В данном случае выбраны центральные частоты рабочих (верхнего и нижнего) диапазонов, изображенных на рис. 3, а.

*Модель излучающих плеч диполя.* Для унификации формы излучателей для последующе-

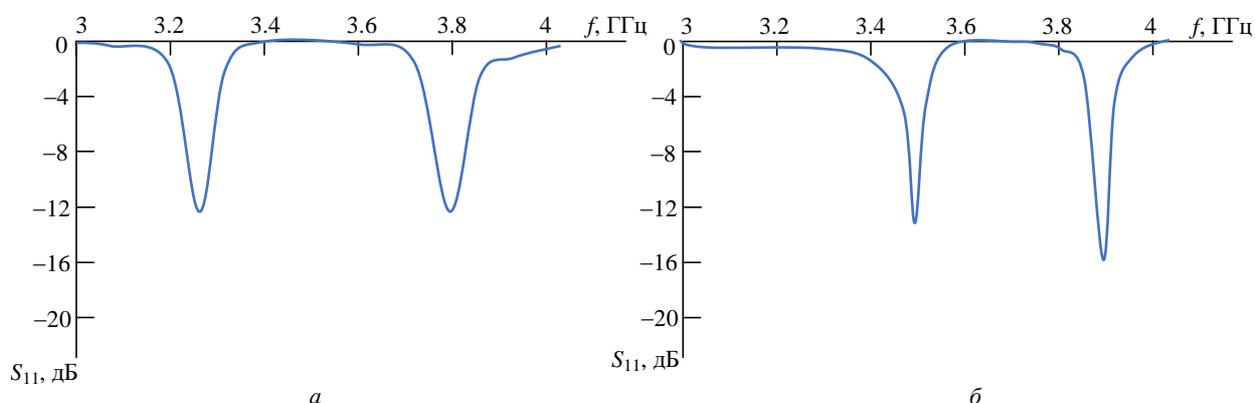


Рис. 3. S-параметры двухдиапазонной компоновки излучателей с "землей":  $a - l_1/l_2 = 1.15$ ;  $b - l_1/l_2 = 1.12$

Fig. 3. S-parameters of a dual-band radiator configuration with "ground":  $a - l_1/l_2 = 1.15$ ;  $b - l_1/l_2 = 1.12$

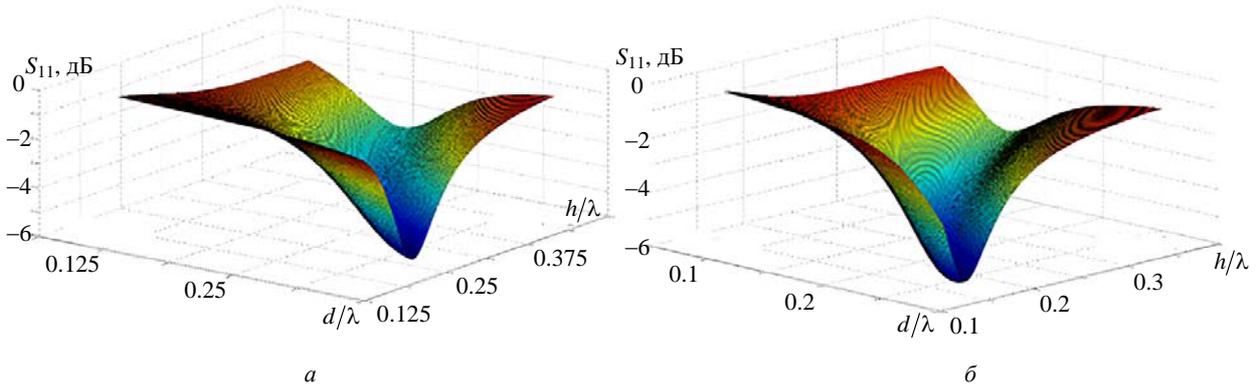


Рис. 4. Модуль коэффициента отражения при вариации значений  $h$  и  $d$ :  $a$  – на верхней частоте;  $b$  – на нижней частоте  
 Fig. 4. Reflection coefficient module at different values of  $h$  and  $d$ :  $a$  – at the upper;  $b$  – at the lower frequency

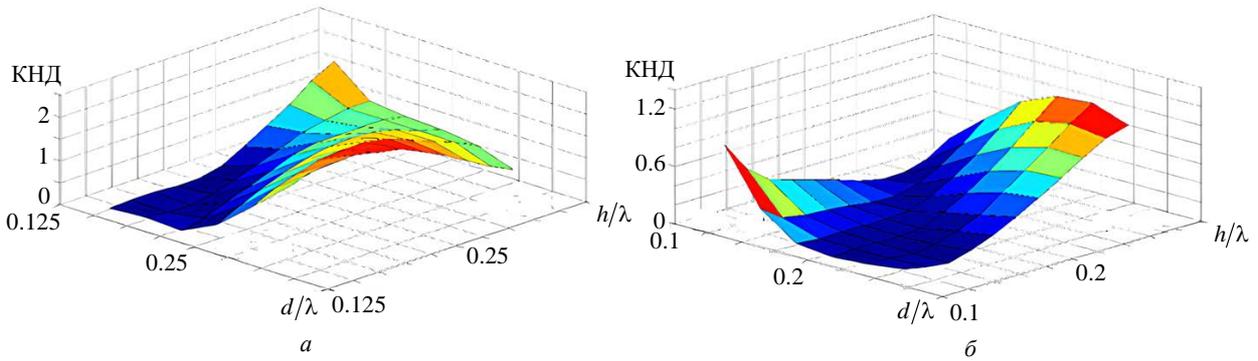


Рис. 5. КНД при вариации значений  $h$  и  $d$ :  $a$  – на верхней частоте;  $b$  – на нижней частоте  
 Fig. 5. Directivity at different values of  $h$  and  $d$ :  $a$  – at the upper;  $b$  – at the lower frequency

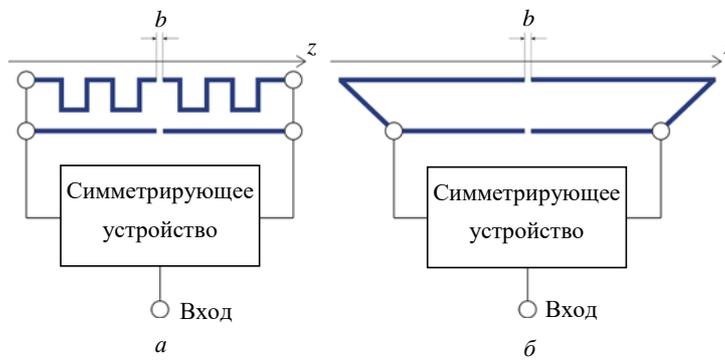


Рис. 6. Варианты исполнения низкочастотного возбуждателя с концевым питанием:  
 $a$  – в форме меандра;  $b$  – в прямолинейной форме

Fig. 6. Designs of a low-frequency end-fed radiator:  $a$  – in the meander;  $b$  – linear waveforms

го их интегрирования в схему с согласующим устройством необходимо проанализировать и найти наиболее пригодную их форму с точки зрения оптимального соотношения излучающих и массогабаритных характеристик. На рис. 6 представлены два варианта исполнения низкочастотного диполя, которые не искажают характеристику поля в дальней зоне. Здесь следует отметить, что сигнал подается к удаленным точкам плеч диполя, а центральный

зазор не содержит каких-либо источников электродвижущей силы.

Исполнение проводника в форме меандра позволяет при сохранении согласования и направленности [12] обеспечить меньший поперечный размер излучателя, что оказывается существенным при сборке таких излучателей в линейную антенную решетку.

На рис. 7 показано сравнение распределения амплитуды поверхностного тока проводни-

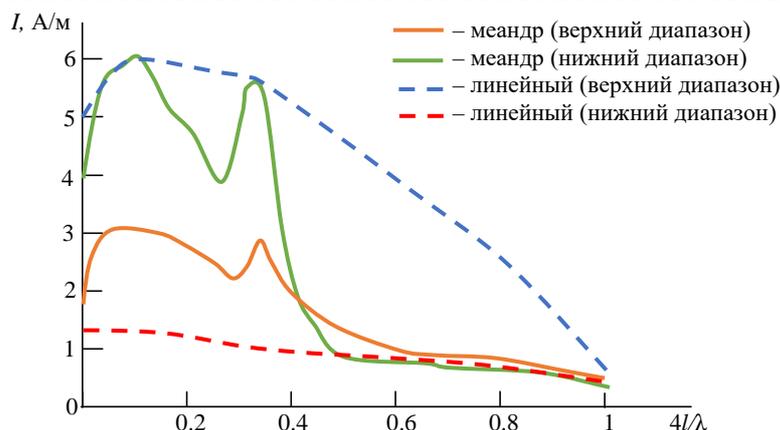


Рис. 7. Амплитуда поверхностного тока линейного печатного проводника и меандра

Fig. 7. Surface current amplitude of the linear conductor and the meander

мости на прямолинейном проводнике и меандре. Как можно видеть, форма распределения амплитуды тока по меандру достаточно сильно отличается от синусоидальной для линейного проводника, однако, как и в классическом решении, вблизи точек питающих клемм наблюдается максимум интенсивности тока, спадающий к смежным концам. На представленной зависимости  $I$  – длина одного плеча диполя.

Данные соотношения и позволяют получать поле меандра в дальней зоне, схожее с полем линейного диполя. Приведем сечения диаграммы направленности излучателя в виде меандра в плоскостях  $E$  и  $H$  при коэффициенте разноса частот  $k = 1.5$  (рис. 8). Данные рисунки приведены для излучателя в форме меандра и с использованием печатного симметрирующего устройства, также выполняющего функ-

ции рефлектора, геометрия которого будет рассмотрена далее.

*Модель симметрирующего устройства.* Ключевым элементом схемы двухдиапазонного излучателя, будь то дипольного или других видов, является симметрирующее устройство. К нему предъявляются требования частотной совместности с излучающими элементами, его собственное излучение должно быть минимизировано на частотах настройки излучателей, им должна быть обеспечена трансформация импедансов на желаемых частотах либо в полосе частот, и, наконец, его массогабаритные характеристики должны удовлетворять тактико-техническим характеристикам всего антенного модуля. Предполагая, что желаемые частоты равны  $f_1$  и  $f_2$ , приведем обобщенную схему системы симметрирующего устройства и излучателей с концевым питанием (рис. 9).

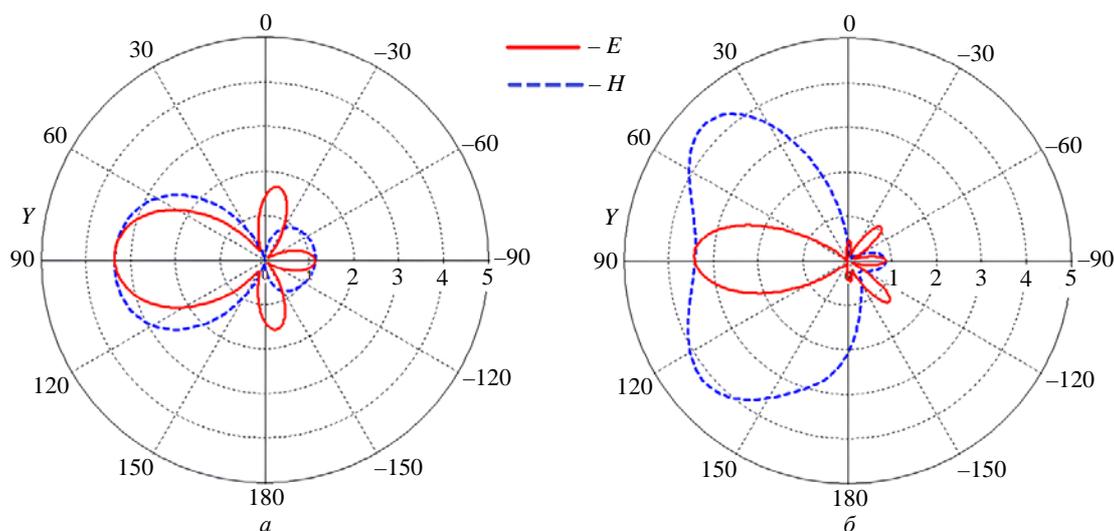


Рис. 8. Сечения ДН поля меандрового излучателя на нижней (а) и верхней (б) частотах

Fig. 8. Cross-sections of the meander waveform at the lower (a) and upper (б) frequencies

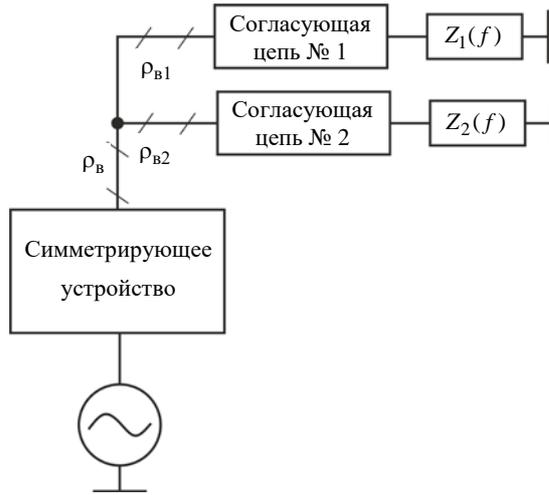


Рис. 9. Обобщенная схема системы симметрирующего устройства и излучателей с концевым питанием

Fig. 9. Schematic view of a system of a balancing unit and end-fed radiators

Далее, исходя из задачи двухдиапазонного режима работы, можно записать систему требований, которые должны выполняться в данной модели. Во-первых, входной импеданс  $Z_{вх i}$  каждого излучателя с концевым возбуждением, где  $i \in 1 \dots 2$ , должен быть согласован с основной схемой на  $i$ -й частоте. Во-вторых, исключение паразитного излучения на неактивном излучателе с концевым возбуждением определяется удовлетворением системе взаимных условий:

$$\begin{cases} Z_{вх1}(f_1) = \infty (XX), \\ Z_{вх2}(f_2) = \infty (XX). \end{cases} \quad (2)$$

Слово "неактивный" употребляется для обозначения излучателя другого частотного диапазона. Иными словами, при возбуждении системы на нижней частоте неактивным будет высокочастотный диполь, и наоборот.

Выполнение требований (2) является основополагающим условием при решении задачи проектирования двухдиапазонного излучателя. Следует отметить, что выполнение одних лишь условий

$$\begin{cases} Z_{вх1}(f_1) = \rho_{в1}, \\ Z_{вх2}(f_2) = \rho_{в2}, \end{cases}$$

хотя и является достаточным для двухдиапазонного режима излучения, однако не гаранти-

рует при известных диаграммах направленности отдельных излучателей контроль характеристик направленности всей системы.

**Результаты.** Применение дипольных излучателей с разнесенными клеммами питания на значительное расстояние открывает широкие возможности для использования разнообразных симметрирующих устройств. В статье представлены печатные симметрирующие устройства, позволяющие разрабатывать новые конфигурации двухдиапазонных директорных антенн с улучшенными технологическими характеристиками сборки.

*Шлейфный делитель мощности.* В [13] представлена схема симметрирующего устройства для двухдиапазонного применения, в которой используется шлейфный делитель мощности, с выходов которого снимаются противофазные сигналы. Схема симметрирующего устройства показана на рис. 10.

Представленная компоновка симметрирующего устройства подходит для возбуждения излучателей с концевым возбуждением, поскольку его противофазные выходы находятся на расстоянии, сравнимом с длиной волны центральной частоты рабочего диапазона.

Электродинамическая модель двухдиапазонной директорной антенны, разработанная на основе представленного симметрирующего устройства, а также частотные характеристики модуля коэффициента отражения приведены на рис. 11. В данной и следующей моделях антен-

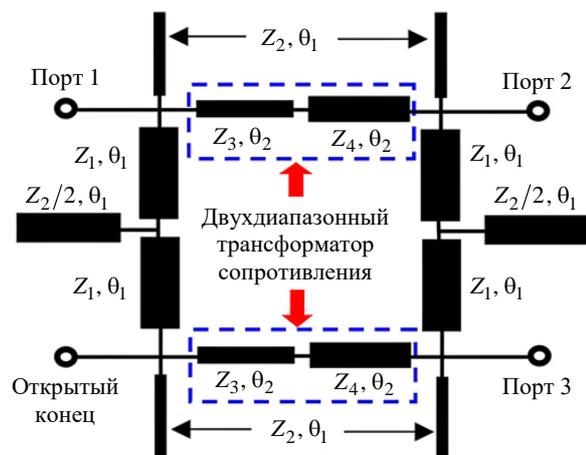


Рис. 10. Эквивалентная схема противофазного шлейфного делителя мощности

Fig. 10. Equivalent circuit of an out-of-phase stub power divider

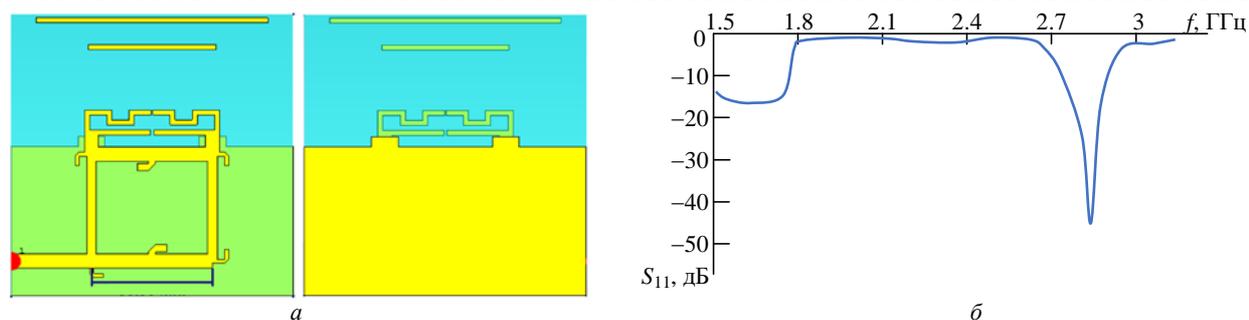


Рис. 11. Топология двухдиапазонной директорной антенны со шлейфным делителем мощности (а) и частотная зависимость модуля коэффициента отражения по входу (б)

Fig. 11. Topology of dual-band director antenna with stub divider (a) and frequency dependence of reflection coefficient (b)

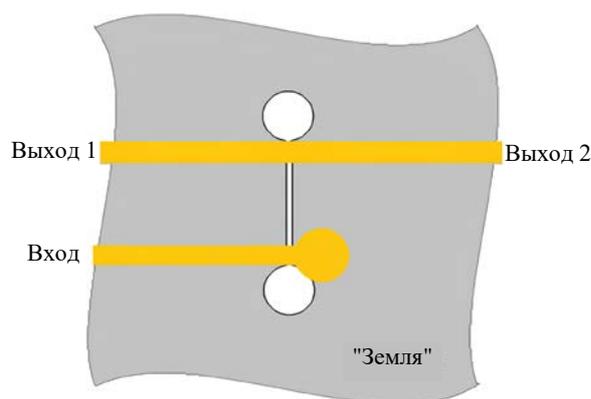


Рис. 12. Противофазный щелевой делитель мощности

Fig. 12. Out-of-phase slotted power divider

ны два излучателя: один – низкочастотный (меандр), другой – высокочастотный.

**Щелевой делитель мощности.** Делитель мощности, представленный в [14] и изображенный на рис. 12, обеспечивает равномерное противофазное деление мощности благодаря возбуждению щели в заземленном экране и симметричному расположению выходных несимметричных полосковых линий (НСПЛ)

относительно этой щели. Внешний экранирующий провод кабеля (оплетка) соединяется с заземленной металлизацией с обратной стороны подложки. Такая конструкция позволяет образовать пару несимметричных полосковых линий, направляющих мощность от источника сигнала через щелевой делитель на плечи излучателей с концевым питанием.

Электродинамическая модель двухдиапазонной директорной антенны, разработанная на основе представленного симметризирующего устройства, и частотные характеристики модуля коэффициента отражения представлены на рис. 13. В данной и следующей моделях высота ступени меандра равна 4.57 мм, а длина 4.41 мм.

**Делитель мощности на НСПЛ с общей "землей".** Противофазный делитель мощности, представленный в [15] и изображенный на рис. 14, представляет собой широкополосное устройство с перекрытием рабочих диапазонов частот в 3 раза. Его основу составляет использование двух диэлектрических плат с общей "землей" для верхней и нижней поверхностей "заземле-

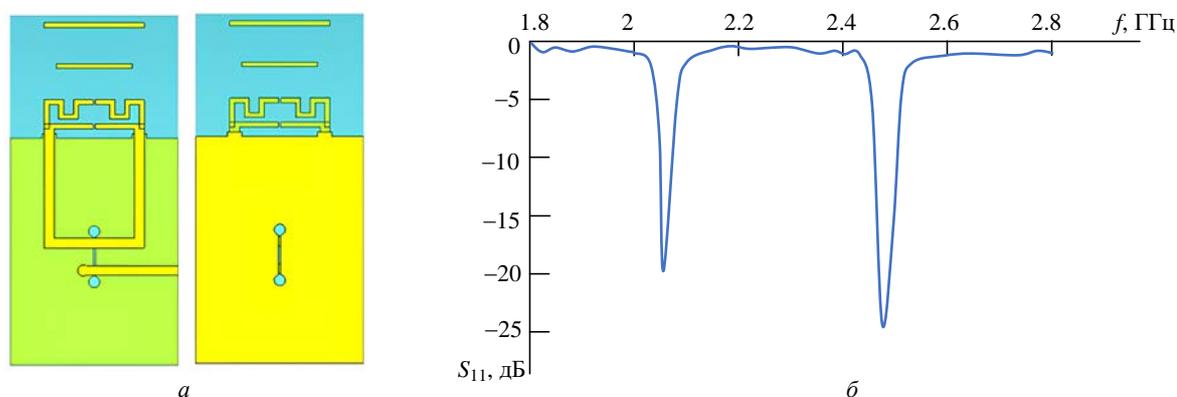


Рис. 13. Топология двухдиапазонной директорной антенны со щелевым делителем мощности (а) и частотная зависимость модуля коэффициента отражения по входу (б)

Fig. 13. Topology of a dual-band director antenna with a slotted divider (a) and frequency dependence of the reflection coefficient (b)

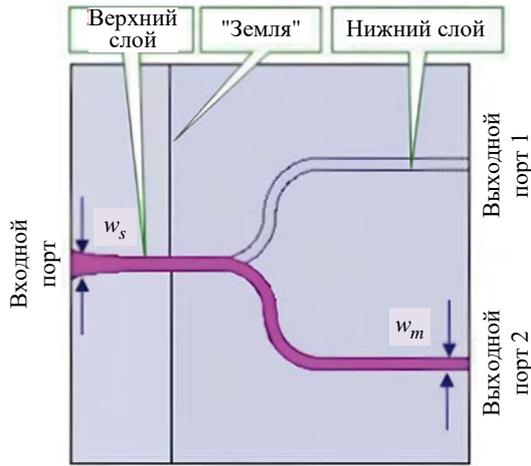


Рис. 14. Противофазный делитель мощности на НСПЛ с общей "землей"

Fig. 14. Out-of-phase power divider on asymmetrical strip lines with a common ground plate

ния". Выходы симметрирующего устройства расположены в пространстве с разностью фаз  $180^\circ$ . Недостатком данного делителя является увеличенная толщина диэлектрической подложки.

Электродинамическая модель двухдиапазонной директорной антенны, разработанная на ос-

нове представленного симметрирующего устройства, и частотные характеристики модуля коэффициента отражения представлены на рис. 15.

В таблице приведены основные электродинамические характеристики разработанных типов антенн.

Модели излучателей созданы на диэлектрической подложке толщиной 1.5 мм и с относительной диэлектрической проницаемостью 2.5, соответствующей физическим характеристикам стандартного российского диэлектрика ФАФ-4. Исследования показывают, что одновременное подключение низкочастотного и высокочастотного диполей к разнополярным точкам выхода симметрирующего блока позволяет достигнуть двухдиапазонного режима излучения. Низкочастотный диполь, выполненный в форме меандра, минимизирует поперечный размер излучателя.

Выбор печатного исполнения двухдиапазонной антенны дипольного типа также объясняется их преимуществами перед monopольными излучателями, включая более линейную поляризацию. Однако стоит отметить, что

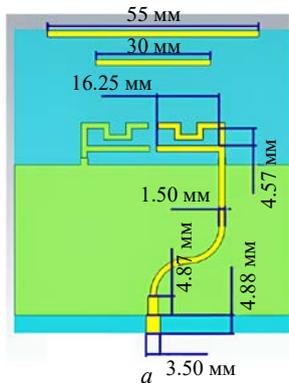
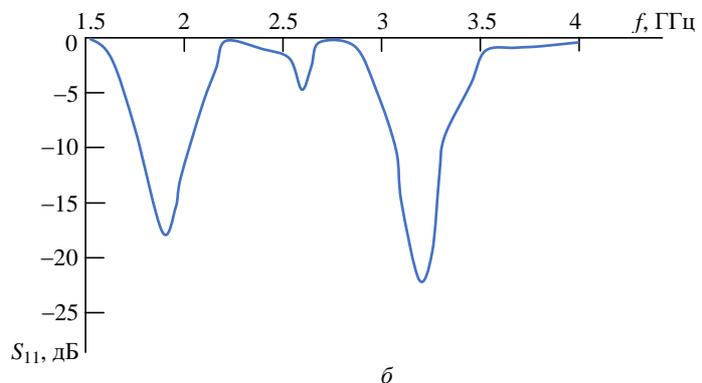


Рис. 15. Топология двухдиапазонной директорной антенны с делителем мощности на НСПЛ (а) и частотная зависимость модуля коэффициента отражения по входу (б)

Fig. 15. Topology of a dual-band director antenna with a divider on asymmetrical strip lines with a common ground plate (a) and frequency dependence of the reflection coefficient (b)



Основные электродинамические характеристики разработанных антенн

Main electrodynamic characteristics of the designed antennas

| Тип симметрирующего устройства        | Коэффициент разности диапазонов | КНД (теор.), о. е. |       | КНД (модель), о. е. |       | КНД (измер.), о. е. |       |
|---------------------------------------|---------------------------------|--------------------|-------|---------------------|-------|---------------------|-------|
|                                       |                                 | $f_n$              | $f_v$ | $f_n$               | $f_v$ | $f_n$               | $f_v$ |
| Щелевой делитель мощности             | 1.227                           | 4.03               | 4.1   | 4.19                | 4.33  | 4.18                | 4.22  |
| Шлейфный делитель мощности            | 1.558                           | 3.5                | 3.02  | 3.62                | 3.08  | 3.71                | 3.12  |
| Трехслойный делитель мощности на НСПЛ | 1.71                            | 2.79               | 3.51  | 2.87                | 3.56  | 2.74                | 3.42  |

двухдиапазонный режим нуждается в более высоких требованиях к широкополосным свойствам симметрирующего устройства. В отличие от проектирования одночастотного излучателя достижение высокого уровня согласования антенны с питающей линией (например, классическим коаксиальным кабелем с волновым сопротивлением 50 или 75 Ом) не всегда возможно в многодиапазонном режиме.

**Заключение.** Совокупность предложенных мер и ограничений при проектировании двухдиапазонного излучателя дипольного вида позволяет избежать "тупиковых" ветвей решений и сократить общее время и трудозатраты на разработку аналогичных (с точностью до длин и ширин полосков) антенн с разного вида симметрирующими устройствами. Кроме того, данные процедуры укладываются в алгоритмический базис полуавтоматического проектирования элементов и узлов антенной техники,

когда возможно проследить системность подхода и обеспечить воспроизводимость результатов при вариации геометрии излучателя.

Также в исследовании рассмотрены основные характеристики и принцип работы двухдиапазонного дипольного излучателя с концевым питанием, полученные обобщением анализа тонкого электрического вибратора. Несмотря на оптимистичные результаты обобщения методики проектирования одночастотных дипольных излучателей с концевым питанием на двухчастотный вариант, важно отметить, что увеличение количества параллельно расположенных индивидуальных излучателей потребует сужения полосковых линий для согласования импедансов симметрирующего устройства и системы излучателей. Это может привести к уменьшению общего коэффициента полезного действия антенны и возникновению технических трудностей при ее изготовлении.

### Список литературы

1. Dual-Band and Wideband Design of a Printed Dipole Antenna Integrated with Dual-Band Balun / Xi Li, Lin Yang, Shu-Xi Gong, Yan-Jiong Yang // Progress In Electromagnetics Research Letters. 2009. Vol. 6. P. 165–174. doi: 10.2528/PIERL08120504
2. Son Xuat Ta, Ikmo Park, Chien Dao-Ngoc. A Hybrid of T-Dipole and QuasiYagi Antenna for Dual-band WLAN Access Point // REV J. on Electronics and Communications. 2012. Vol. 2, № 1–2. P. 63–67. doi: 10.21553/rev-jec.37
3. Avila-Navarro E., Cayuelas C., Reig C. Dual-band printed dipole antenna for Wi-Fi 802.11 n applications // Electronics letters. 2010. Vol. 46, № 21. P. 1421–1422. doi: 10.1049/el.2010.2000
4. Balanis C. A. Antenna theory. Analysis and design. 4<sup>th</sup> Ed. NJ, Hoboken: John Wiley & Sons Inc., 2016. 1072 p.
5. Pocklington H. C. Electrical oscillations in wires // Proc. Cambridge Phil. Soc. 1897. Vol. 9. P. 324–332.
6. King R., Wu T. Currents, charges, and near fields of cylindrical receiving and scattering antennas // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1965. Vol. 13, № 6. P. 978–979. doi: 10.1109/TAP.1965.1138563
7. Compact and Low-Profile Omnidirectional Circularly Polarized Antenna with Four Coupling Arcs for UAV Applications / D. Wu, X. Chen, L. Yang, G. Fu, X. Shi // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. 2017. Vol. 16. P. 2919–2922. doi: 10.1109/LAWP.2017.2752358
8. Wideband Omnidirectional Circularly Polarized Patch Antenna Based on Vortex Slots and Shorting Vias / D. Yu, S. X. Gong, Y. T. Wan, Y. L. Yao, Y. X. Xu, F. W. Wang // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2014. Vol. 62, № 8. P. 3970–3977. doi: 10.1109/TAP.2014.2325961
9. A single-microstrip-fed S-shaped magneto-electric dipole array with broadband circular polarisation for MMW applications / C. Zhang, L. Li, R. Zhang, Yu Shao, Feng Lin // IET Microwaves, Antennas & Propagation. 2021. Vol. 15(14). P. 1743–1753. doi: 10.1049/mia2.12185
10. Design of a Dual Band Printed Dipole Antenna for WIFI Application / N. Malek, S. Karsin, S. Mohamad, F. Mohd Isa, A. Asnawi, A. M. Ramly // J. of Telecommunication, Electronic and Computer Engineering (JTEC). 2017. Vol. 9(4). P. 63–68.
11. A Dual-Broadband Printed Dipole Antenna for 2G/3G/4G Base Station Applications / Xiong Zhi Zhu, Jin Ling Zhang, Tong Cui, Zhan Qi Zheng // Intern. J. of Antennas and Propagation. 2019. Vol. 2019. 7 p. doi: 10.1155/2019/4345819
12. Alekseytsev S. A., Gorbachev A. P. The Novel Printed Dual-Band Quasi-Yagi Antenna with End-Fed Dipole-Like Driver // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2020. Vol. 68, № 5. P. 4088–4090. doi: 10.1109/TAP.2019.2950837
13. Zhang H., Xin H. A Dual-Band Dipole Antenna With Integrated-Balun // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2009. Vol. 57, № 3. P. 786–789. doi: 10.1109/TAP.2009.2013440
14. Bialkowski M. E., Abbosh A. M. Design of a compact UWB out-of-phase power divider // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. 2007. Vol. 17 (4). P. 289–291. doi: 10.1109/LMWC.2007.892979

15. Abbosh M., Bialkowski M. E., Mazierska J. An UWB planar out-of-phase power divider employing microstrip-slot and parallel stripline-microstrip transitions // Asia-Pacific Microwave Conf., Yokohama, Japan, 2006. P. 905–908. doi: 10.1109/APMC.2006.4429559

### Информация об авторах

**Алексейцев Сергей Александрович** – кандидат технических наук (2021), доцент кафедры систем сбора и обработки данных Новосибирского государственного технического университета. Автор 36 научных работ. Сфера научных интересов – электродинамика; антенны; СВЧ-техника.

Адрес: Новосибирский государственный технический университет, пр. К. Маркса, д. 20, Новосибирск, 630073, Россия

E-mail: alekseytsev.94@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0001-5000-7786>

**Колесников Андрей Андреевич** – аспирант кафедры радиоприемных и радиопередающих устройств Новосибирского государственного технического университета, инженер-электроник второй категории АО "НИИ измерительных приборов – Новосибирский завод им. Коминтерна". Автор 10 научных работ. Сфера научных интересов – антенны; СВЧ-устройства; фазированные антенные решетки.

Адрес: Новосибирский государственный технический университет, пр. К. Маркса, д. 20, Новосибирск, 630073, Россия

E-mail: kolesiniandre@icloud.com

<https://orcid.org/0009-0001-8288-473X>

**Паршин Юрий Николаевич** – кандидат технических наук (2022), научный сотрудник лаборатории разработки широкополосных СВЧ систем и устройств Новосибирского государственного технического университета. Автор 33 научных работ. Сфера научных интересов – оптоэлектронные радиолокационные системы с адаптивными цифровыми сканирующими радиофотонными фазированными антенными решетками с синтезированной апертурой и их элементная база.

Адрес: Новосибирский государственный технический университет, пр. К. Маркса, д. 20, Новосибирск, 630073, Россия

E-mail: jurparnik@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0002-8598-4154>

### References

1. Xi Li, Lin Yang, Shu-Xi Gong, Yan-Jiong Yang. Dual-Band and Wideband Design of a Printed Dipole Antenna Integrated with Dual-Band Balun. Progress In Electromagnetics Research Letters. 2009, vol. 6, pp. 165–174. doi: 10.2528/PIERL08120504
2. Son Xuat Ta, Ikmo Park, Chien Dao-Ngoc. A Hybrid of T-Dipole and QuasiYagi Antenna for Dual-band WLAN Access Point. REV J. on Electronics and Communications. 2012, vol. 2, no. 1–2, pp. 63–67. doi: 10.21553/rev-jec.37
3. Avila-Navarro E., Cayuelas C., Reig C. Dual-Band Printed Dipole Antenna for Wi-Fi 802.11 N Applications. Electronics letters. 2010, vol. 46, no. 21, pp. 1421–1422. doi: 10.1049/el.2010.2000
4. Balanis C. A. Antenna Theory. Analysis and Design. 4<sup>th</sup> Ed. NJ, Hoboken, John Wiley & Sons Inc., 2016, 1072 p.
5. Pocklington H. C. Electrical Oscillations in Wires. Proc. Cambridge Phil. Soc. 1897, vol. 9, pp. 324–332.
6. King R., Wu T. Currents, Charges, and Near Fields of Cylindrical Receiving and Scattering Antennas. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1965, vol. 13, no. 6, pp. 978–979. doi: 10.1109/TAP.1965.1138563
7. Wu D., Chen X., Yang L., Fu G., Shi X. Compact and Low-Profile Omnidirectional Circularly Polarized Antenna with Four Coupling Arcs for UAV Applications. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. 2017, vol. 16, pp. 2919–2922. doi: 10.1109/LAWP.2017.2752358
8. Yu D., Gong S. X., Wan Y. T., Yao Y. L., Xu Y. X., Wang F. W. Wideband Omnidirectional Circularly Polarized Patch Antenna Based on Vortex Slots and Shorting Vias. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2014, vol. 62, no. 8, pp. 3970–3977. doi: 10.1109/TAP.2014.2325961
9. Zhang C., Li L., Zhang R., Yu Shao, Feng Lin. A Single-Microstrip-Fed S-Shaped Magneto-Electric Dipole Array with Broadband Circular Polarisation for MMW Applications. IET Microwaves, Antennas & Propagation. 2021, vol. 15 (14), pp. 1743–1753. doi: 10.1049/mia2.12185
10. Malek N., Karsin S., Mohamad S., Mohd Isa F., Asnawi A., Ramly A. M. Design of a Dual Band Printed Dipole Antenna for WIFI Application. J. of Telecommunication, Electronic and Computer Engineering (JTEC). 2017, vol. 9 (4), pp. 63–68.
11. Xiong Zhi Zhu, Jin Ling Zhang, Tong Cui, Zhan Qi Zheng. A Dual-Broadband Printed Dipole Antenna for 2G/3G/4G Base Station Applications. Intern. J. of Antennas and Propagation. 2019, vol. 2019, 7 p. doi: 10.1155/2019/4345819
12. Alekseytsev S. A., Gorbachev A. P. The Novel Printed Dual-Band Quasi-Yagi Antenna with End-Fed Dipole-Like Driver. IEEE Transactions on Antennas

and Propagation. 2020, vol. 68, no. 5, pp. 4088–4090.  
doi: 10.1109/TAP.2019.2950837

13. Zhang H., Xin H. A Dual-Band Dipole Antenna With Integrated-Balun. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2009, vol. 57, no. 3, pp. 786–789. doi: 10.1109/TAP.2009.2013440

14. Bialkowski M. E., Abbosh A. M. Design of a Compact UWB Out-Of-Phase Power Divider. IEEE Mi-

crowave and Wireless Components Letters. 2007, vol. 17 (4), pp. 289–291. doi: 10.1109/LMWC.2007.892979

15. Abbosh M., Bialkowski M. E., Mazierska J. An UWB Planar Out-Of-Phase Power Divider Employing Microstrip-Slot and Parallel Stripline-Microstrip Transitions. Asia-Pacific Microwave Conf., Yokohama, Japan, 2006, pp. 905–908. doi: 10.1109/APMC.2006.4429559

### Information about the authors

**Sergey A. Aleksiytsev**, Cand. Sci. (Eng.) (2021), Associate Professor of the Department of Data Collection and Processing Systems of Novosibirsk State Technical University. The author of 36 scientific publications. Area of expertise: electrodynamics; antennas; microwave technology.

Address: Novosibirsk State Technical University, Karl Marx Ave., 20, Novosibirsk 630073, Russia

E-mail: aleksejtsev.94@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0001-5000-7786>

**Andrey A. Kolesnikov**, graduate student of the Department of Radio Receiving and Transmitting Devices of Novosibirsk State Technical University. Second category electronics engineer at JSC "Research Institute of Measuring Instruments – Novosibirsk Plant n. a. Comintern", The author of 10 scientific publications. Area of expertise: antennas; microwave devices; phased array antennas.

Address: Novosibirsk State Technical University, Karl Marx Ave., 20, Novosibirsk 630073, Russia

E-mail: kolesiniandre@icloud.com

<https://orcid.org/0009-0001-8288-473X> (Corresponding for correspondence)

**Yuri N. Parshin**, Cand. Sci. (Eng.) (2022), researcher of the Laboratory of Development of Broadband Microwave Systems and Devices of Novosibirsk State Technical University. The author of 33 scientific publications. Area of expertise: optoelectronic radar systems with adaptive digital scanning radio-photonics phased antenna arrays with synthetic aperture and their element base.

Address: Novosibirsk State Technical University, Karl Marx Ave., 20, Novosibirsk 630073, Russia

E-mail: jurparnik@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0002-8598-4154>

---

## Синтез алгоритма оценки характеристик волноводно-щелевой антенной решетки при изменении фазировки антенных элементов

А. Ф. Крячко<sup>1</sup>, Н. А. Гладкий<sup>1</sup>, М. Р. Бибарсов<sup>1,2✉</sup>, Б. А. Аюков<sup>1</sup>

<sup>1</sup> Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, Санкт-Петербург, Россия

<sup>2</sup> Военная академия связи, Санкт-Петербург, Россия

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

### Аннотация

**Введение.** При эксплуатации антенн для различных радиоэлектронных систем актуальным является учет влияния отказов фазовращателей (ФВ) на характеристики фазированных антенных решеток, в частности волноводно-щелевой фазированной антенной решетки (ВЩФАР). Анализ публикаций показывает, что ситуации выхода из строя указанных элементов рассмотрены не в полной мере и исследования в этом направлении носят весьма ограниченный характер. В статье предложен алгоритм статистического моделирования влияния отказов на характеристики ВЩФАР. Приведено соотношение, связывающее диаграмму направленности с объемом статистической выборки и количеством ФВ, вышедших из строя.

**Цель работы.** Исследование характеристик ВЩФАР при отказах ФВ, когда их фаза принимает значение с дискретом  $22.5^\circ$  вместо требуемого значения.

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

**Результаты.** В ходе исследований предложен алгоритм статистического моделирования влияния отказов на характеристики ВЩФАР. Приведено соотношение, связывающее диаграмму направленности с объемом статистической выборки и количеством ФВ, вышедших из строя. Исследовались неисправности излучателей от 5 до 35 из 50 элементов. Получено изменение следующих характеристик: среднеквадратическое отклонение – от 0.047 до 0.13; относительные значения: ширина диаграммы направленности – от 9 до 32 %; уровень боковых лепестков – от 13 до 72 %; мощность излучения – от 0.9 до 0.31.

**Заключение.** Полученные результаты исследований могут быть обобщены и использованы в радиоэлектронных системах с антенными решетками на этапе их разработки. Следующим направлением работы авторы считают исследование влияния отказов ФВ, при котором мощность не проходит в излучатель. Другим важным направлением является компенсация искажений в результате отказов антенных элементов.

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

**Для цитирования:** Синтез алгоритма оценки характеристик волноводно-щелевой антенной решетки при изменении фазировки антенных элементов / А. Ф. Крячко, Н. А. Гладкий, М. Р. Бибарсов, Б. А. Аюков // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2024. Т. 27, № 3. С. 42–51. doi: 10.32603/1993-8985-2024-27-3-42-51

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

Статья поступила в редакцию 25.04.2024; принята к публикации после рецензирования 27.05.2024; опубликована онлайн 28.06.2024

## Algorithm for Assessing the Characteristics of a Waveguide Slot Antenna Array when Changing Antenna Element Phasing

Alexander F. Kryachko<sup>1</sup>, Nikolay A. Gladky<sup>1</sup>, Marat R. Bibarsov<sup>1,2✉</sup>, Boris A. Ayukov<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Saint Petersburg State University of Aerospace Instrumentation, St Petersburg, Russia

<sup>2</sup>Military Telecommunications Academy, St Petersburg, Russia

✉ andrewkolesnikov091@gmail.com

### Abstract

**Introduction.** When operating antennas in various radio-electronic systems, the influence of phase shifter (PS) failures on the characteristics of phased array antennas, waveguide-slot phased array antennas (WSPAA) in particular, should be taken into account. A review of publications shows a lack of research studies into failures of these elements.

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

**Materials and methods.** Statistical modeling methods were used to study the impact of PS failures on WSPAA characteristics. Calculations were carried out using a PC and the Mathcad 15 applied mathematics package.

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

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

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

**For citation:** Kryachko A. F., Gladky N. A., Bibarsov M. R., Ayukov B. A. Algorithm for Assessing the Characteristics of a Waveguide Slot Antenna Array when Changing Antenna Element Phasing. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2024, vol. 27, no. 3, pp. 42–51. doi: 10.32603/1993-8985-2024-27-3-42-51

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

Submitted 25.04.2024; accepted 27.05.2024; published online 28.06.2024

**Введение.** Исследованию щелевых антенн (ЩА) посвящено большое количество работ [1–6]. Возможность выполнения таких невыступающих излучателей заподлицо с металлической поверхностью в отличие от вибраторных делает их очень рациональными для применения на подвижных наземных, воздушных и морских объектах. ЩА представляет собой узкую щель шириной  $(0.03...0.05)\lambda$ , где  $\lambda$  – длина волны, прорезанную в металлической поверхности над экраном или в волноводе. При этом обеспечивается одностороннее излучение щели. В зависимости от формы ЩА формируется

поле линейной или вращающейся поляризации. В то же время следует отметить, что щелевой излучатель как самостоятельная антенна практически не применяется. Однако с развитием теории антенн для улучшения направленных свойств ЩА становятся востребованными в качестве элементов антенной решетки, в частности в волноводно-щелевой [7–12].

Волноводно-щелевые фазированные антенные решетки (ВЩФАР) позволяют значительно увеличить коэффициент направленного действия (КНД) и находят широкое применение в радиолокации, спутниковой, радиорелейной и мо-

бильной связи. ВЦФАР описываются в основном теми же параметрами и характеристиками, что и антенные системы других типов: диаграммой направленности (ДН), шириной ее главного лепестка (ШДН), уровнем боковых лепестков (УБЛ), КНД, коэффициентами отражения антенных элементов и другими величинами [13–19].

Однако возникновение неисправностей фазовращателей (ФВ) антенных элементов при эксплуатации ВЦФАР накладывает определенные особенности на формирование ДН с заданными параметрами и другие параметры и характеристики. Анализ публикаций показывает, что ситуации выхода из строя указанных элементов рассмотрены не в полной мере и носят весьма ограниченный характер. В [20] проведено исследование влияния отказов ФВ на характеристики ВЦФАР в случае, когда фазы неисправных ФВ принимают значение, равное нулю. Вместе с тем возможны и другие случаи неисправностей ФВ. Например, когда фазы отказавших ФВ принимают случайным образом некоторое дискретное значение вместо требуемого либо происходит отказ, при котором мощность не проходит в излучатель, т. е. происходит полное выключение ФВ из работы полотна ВЦФАР.

Целью настоящей статьи является разработка алгоритма моделирования влияния неисправностей ФВ, когда фаза в ФВ устанавливается случайным образом с дискретом  $22.5^\circ$ .

**Постановка задачи.** Предположим возникновение неисправностей ФВ таких, что в них произошло случайное изменение фаз с дискретом  $22.5^\circ$  при нормальном прохождении мощностей в излучатели. Требуется разработать алгоритм моделирования учета влияния неисправных ФВ на характеристики ВЦФАР. Для этого необходимо вычислить излучение, которое отказавшие ФВ обеспечивали при установке фазы до наступления неисправности и добавлении излучения, которое они стали формировать при установке их фаз в указанные дискретные значения. При построении алгоритма следует учесть номер каждого неисправного ФВ, т. е. его местоположение в полотне ВЦФАР.

**Алгоритм моделирования.** С учетом поставленной цели и постановки задачи разработан алгоритм моделирования изменения характери-

Табл. 1. Исходные данные для алгоритма

Tab. 1. Initial data for the algorithm

| Параметр моделирования                             | Значение  |
|--|---|
| Диапазон рабочих частот                            | $\Delta f_{\text{раб}} = 5 \dots 5.750$ ГГц           |
| Средняя частота                                    | $f_{\text{ср}} = 5.5$ ГГц                             |
| Волновой размер антенны                            | $L/\lambda \approx 180/2\pi = 30$ ,<br>$L$ – длина АР |
| Расстояние между излучателями                      | $d = 0.60\lambda$                                     |
| Количество излучателей                             | $N = 30/0.60 = 50$                                    |
| $\theta_0$ – направление максимума ДН              | $20^\circ$  |
| Объем статистической выборки                       | $N_b = 50$  |
| Количество отказов ФВ ( $M$ )                      | До $M < 35$   |
| Сектор углов для расчетов                          | $-40 < \theta < 40^\circ$                             |
| Дискрет фазы ФВ                                    | $f1 = 22.5^\circ$                                     |
| Количество возможных вариантов установки фазы в ФВ | 16  |
| Мнимая единица                                     | $i := \sqrt{-1}$                                      |

стик линейной ВЦФАР при неисправностях ФВ, когда их фазы принимают случайные значения с дискретом  $22.5^\circ$  вместо требуемых. Последовательность алгоритма следующая.

1. Выполняется ввод исходных данных в соответствии с табл. 1.

Следует отметить, что параметры ВЦФАР и диапазон частот выбраны с учетом применения их в радиолокации, спутниковой, радиорелейной и мобильной связи.

2. Выход из строя  $M$  ФВ ( $M$  – количество ФВ, вышедших из строя) определяется случайным образом методом перебора ФВ по циклу. В результате получаем случайные номера неисправных ФВ в линейной ВЦФАР. Для этого реализуется следующее: цикл по перебору всех элементов линейной антенной решетки, цикл по перебору количества неисправных ФВ, получение номеров отказавших ФВ антенных элементов ВЦФАР.

3. Вычисляется исходная реализованная нормированная ДН в соответствии с постановкой задачи. Исходная нормированная ДН без неисправностей ФВ рассчитывается по формуле

$$F(\theta) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^N \exp[i2kdn(\sin \theta - \sin \theta_0)], \quad (1)$$

где  $N$  – количество излучателей в ВЦФАР;  $n$  – номер излучателя;  $i$  – мнимая единица;

$k = 2\pi/\lambda$  – волновое число ( $\lambda$  – длина волны);  $d$  – расстояние между щелевыми антенными элементами;  $\theta$  – угол, отсчитываемый от направления перпендикуляра к линии расположения излучателей;  $\theta_0$  – фиксированный угол, соответствующий направлению главного максимума ДН. При применении формулы для суммы геометрической прогрессии выражение (1) преобразуется к следующему виду:

$$F(\theta) = \frac{\sin\left[\frac{N}{2}(kd \sin \theta - \Psi)\right]}{N \sin\left[\frac{1}{2}(kd \sin \theta - \Psi)\right]}, \quad (2)$$

где  $\Psi = kd \sin \theta_0$  – суммарный фазовый сдвиг в полотне ВЦФАР.

С учетом выражения для фазового сдвига формула (2) примет вид

$$F(\theta) = \frac{\sin\left[\frac{N}{2}(kd \sin \theta - \sin \theta_0)\right]}{N \sin\left[\frac{1}{2}(kd \sin \theta - \sin \theta_0)\right]}. \quad (3)$$

4. Рассчитывается нормированная ДН при появлении отказов ФВ по следующей формуле:

$$F1(\theta) = \sum_{n=1}^{N_B} \left( F(\theta) + \left\{ \sum_{p=0}^M \left[ \exp(i2\pi d m_{n,p} \sin \theta) \times \frac{\exp(i f_{n,p} f1) - \exp(i2\pi d m_{n,p} \sin \theta_0)}{N} \right] \right\} \right) \frac{1}{N_B}, \quad (4)$$

где  $N_B$  – объем статистической выборки;  $M$  – количество ФВ, вышедших из строя;  $m_{n,p}$  – номер отказавшего элемента. Формула (4) учитывает фазу, устанавливаемую с дискретом  $f1 = 22.5^\circ$  и место отказа ФВ  $m_{n,p}$ .

5. Для набора объема статистической выборки необходимо повторить пп. 2 и 3  $N_B$  раз.

6. Определяем среднее значение и дисперсию (среднеквадратичное отклонение – СКО) нормированной ДН. СКО вычисляем по следующей формуле:

$$\sigma(\theta) = \sum_{n=1}^{N_B} \left( F(\theta) + \left\{ \sum_{p=0}^M \left[ \exp(i2\pi d m_{n,p} \sin \theta) \times \frac{\exp(i f_{n,p} f1) - \exp(i2\pi d m_{n,p} \sin \theta_0)}{N} \right] \right\} \right)^2 \frac{1}{N_B} - F1(\theta)^2. \quad (5)$$

Среднее значение ДН характеризует степень искажения ее формы, а СКО характеризует степень изменчивости ДН от реализации к реализации (разброс).

7. По (4), (5) в соответствии с полученными вычислениями строятся графические изображения нормированных ДН и СКО для разного количества неисправных ФВ.

Таким образом, исходные данные и выражения (1)–(5) полностью определяют алгоритм моделирования влияния неисправностей ФВ, когда фаза в ФВ устанавливается случайным образом с дискретом  $22.5^\circ$ .

**Результаты моделирования.** Исследования влияния отказов ФВ на характеристики ВЦФАР проводились на ЭВМ с помощью пакета прикладной математики Mathcad 15. Местоположение отказавшего ФВ в полотне ВЦФАР, т. е. его номер с установлением фазы с дискретом  $22.5^\circ$ , определялось случайным образом.

При моделировании вида отказов строились три графика: вид исходной ДН и средней ДН при наступлении неисправностей, а также СКО ДН (рис. 1–8). В соответствии с исходными данными и постановкой задачи на основе разработанного алгоритма проведено моделирование неисправностей 35 ФВ из 50 с шагом 5 отказов.

При моделировании вычислялись статистические значения основных параметров ВЦФАР ШДН и УБЛ, а также относительная мощность излучения в направлении максимального излучения  $\theta_0$  ( $P_{отн}$ ) и СКО.

В соответствии с алгоритмом моделирования получены следующие результаты. Графики ДН и СКО представлены для 5, 10, 20 и 30 отказавших ФВ.

На рис. 1 представлены графики исходной и средней ДН при отказе пяти ФВ. На этом и по-

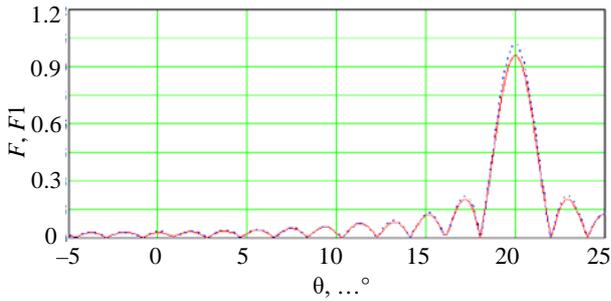


Рис. 1. Графики исходной и средней ДН при отказе 5 ФВ  
 Fig. 1. Graphs of the initial DP (dotted line) and average RP (solid) with a failure of 5 PS

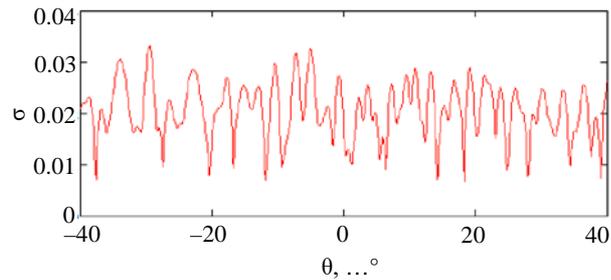


Рис. 2. График СКО ДН при отказе 5 ФВ  
 Fig. 2. Graph of SD of RP for a failure of 5 PS

следующих рисунках штриховой линией обозначены исходные ДН, а сплошной линией – средние при отказе определенного количества ФВ.

На рис. 2 наблюдается изменение СКО ДН при отказе пяти ФВ.

Из рис. 1 видно, что при отказе пяти ФВ ДН практически не меняется, за исключением того, что наблюдается уменьшение уровня главного лепестка ДН. При этом относительный УБЛ составляет 13 %; относительная ШДН – 9 %;  $P_{отн} = 0.9$ ; СКО не превышает 0.034 (рис. 2).

На рис. 3 и 4 представлены такие же графики, но при отказе 10 ФВ. Получены следующие результаты: относительный УБЛ составляет 27 %; относительная ШДН – 13 %;  $P_{отн} = 0.81$ ; СКО не превышает 0.063.

Графики на рис. 5, 6 построены при неисправности 20 ФВ со сбросом их фазы в ноль. Анализ рис. 5 и 6 позволяет сделать следующие выводы для указанных рассматриваемых параметров: относительный УБЛ составляет 40 %; относительная ШДН – 18 %;  $P_{отн} = 0.62$ ; СКО не превышает 0.085.

На рис. 7 и 8 представлены результаты моделирования отказов 30 ФВ в ВЩФАР. Графики на рис. 7 и 8 обосновывают следующие полученные показатели: относительный УБЛ со-

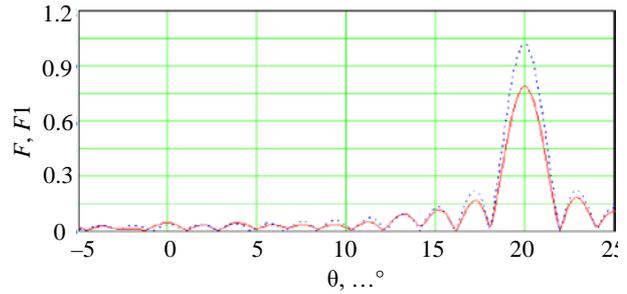


Рис. 3. Графики исходной и средней ДН при отказе 10 ФВ  
 Fig. 3. Graphs of the initial DP (dotted line) and average RP (solid) with a failure of 10 PS

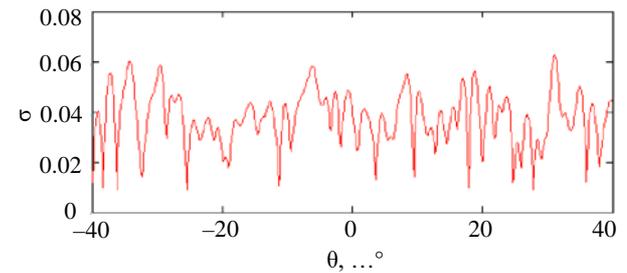


Рис. 4. График СКО ДН при отказе 10 ФВ  
 Fig. 4. Graph of SD of RP for failure of 10 PS

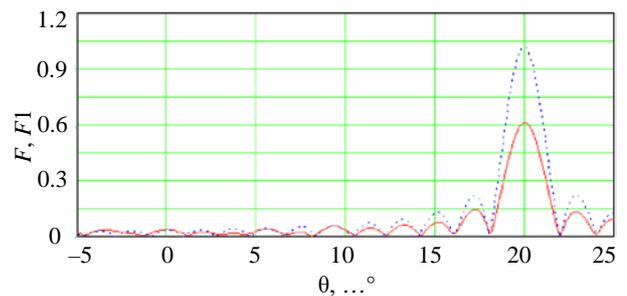


Рис. 5. Графики исходной и средней ДН при отказе 20 ФВ  
 Fig. 5. Graphs of the initial DP (dotted line) and average RP (solid) with a failure of 20 PS

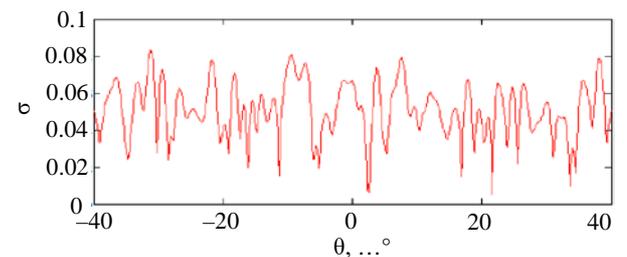


Рис. 6. График СКО ДН при отказе 20 ФВ  
 Fig. 6. Graph of SD of RP for a failure of 20 PS

ставляет 59 %; относительная ШДН – 24 %,  $P_{отн} = 0.42$ ; СКО не превышает 0.13.

Вместе с тем все результаты моделирования отказов ФВ сведены в табл. 2, где представлены результаты исследования 50-элементной ВЩФАР при отказах ФВ до 35 излучателей. Динамика изменения параметров рассмотрен-

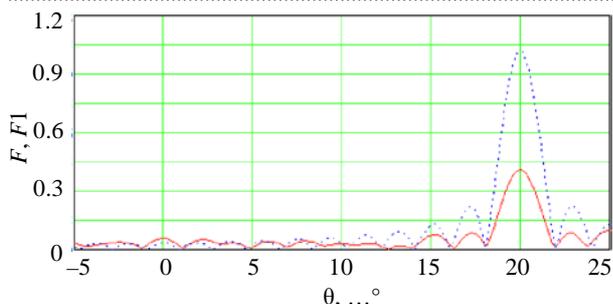


Рис. 7. Графики исходной и средней ДН при отказе 30 ФВ

Fig. 7. Graphs of the initial DP (dotted line) and average RP (solid) with a failure of 30 PS

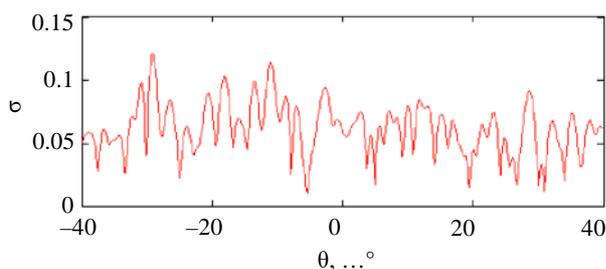


Рис. 8. График СКО ДН при отказе 30 ФВ

Fig. 8. Graph of SD of RP for a failure of 30 PS

ной линейной АР в этих условиях позволяет привести следующий обобщенный анализ результатов моделирования:

- вид исходной и средней ДН при наступлении отказов такой же, как и при обнулении фазы отказавших элементов (первый вариант отказов) [21];
- при изменении количества неисправных ФВ наблюдается искривление формы главного лепестка ДН;
- в большей степени, по сравнению с первым вариантом отказа, происходит падение мощности, излучаемой в направлении главного максимума, которое достигает значения 0.82 от исходного значения при отказе 11 ФВ, 0.53 – при отказе 22 ФВ и 0.31 – при отказе 35 ФВ;
- в отличие от первого варианта отказов второй максимум ДН не появляется;
- провалы в ДН не появляются;
- СКО ДН, аналогичный графику при первом варианте отказов ФВ;

– при изменении количества неисправных ФВ происходит рост СКО от 0.028 при отказе одного ФВ до 0.15 при отказе 35 ФВ.

**Заключение.** В статье проведен анализ применения ЩА и ВЩФАР. Согласно постановке цели исследования и постановке задачи разработан алгоритм моделирования влияния неисправностей ФВ, когда фаза в ФВ устанавливается случайным образом с дискретом  $22.5^\circ$  вместо требуемых для линейного фазового распределения.

Учет влияния такого рода неисправностей получается вычитанием излучения, которое неисправные ФВ обеспечивали при установке фазы до наступления отказа и добавлении излучения, которое они стали формировать при установке их фаз с дискретом  $22.5^\circ$ . Одновременно учитывалось местоположение каждого неисправного ФВ в ВЩФАР. Вместе с тем приведено аналитическое соотношение, связывающее ДН с объемом статистической выборки и количеством ФВ, вышедших из строя.

В результате применения разработанного алгоритма рассчитаны и построены графики исходной и средней ДН при разном количестве неисправных антенных элементов ВЩФАР, а также графики СКО, оценивающие степень изменения значений ДН от реализации к реализации.

Полученные результаты исследований могут быть обобщены и использованы в радиолокационных системах; системах спутниковой, радиорелейной и мобильной связи; беспроводной локальной сети; радиоастрономии на этапе разработки радиоэлектронных устройств в этих направлениях.

Таким образом, разработанный алгоритм и его моделирование требуют учета особенностей приема и передачи сигналов, связанных с исследованием закономерностей, определяющих взаимосвязи параметров и характеристик ВЩФАР.

Дальнейшие направления исследований авторы связывают с рассмотрением вопросов компенсации искажений параметров и характе-

Табл. 2. Результаты моделирования отказов ФВ

Tab. 2. Results of modeling phase shifter failures

| Количество неисправ. ФВ         | 5     | 10    | 15   | 20    | 25  | 30   | 35   |
|---------------------------------|-------|-------|------|-------|-----|------|------|
| Относительный УБЛ, %            | 13    | 27    | 36   | 40    | 54  | 59   | 72   |
| Относительная ШДН, %            | 9     | 13    | 16   | 18    | 21  | 24   | 32   |
| Мощность излучения в $\theta_0$ | 0.9   | 0.81  | 0.7  | 0.62  | 0.5 | 0.42 | 0.31 |
| СКО                             | 0.034 | 0.063 | 0.08 | 0.085 | 0.1 | 0.13 | 0.15 |

ристик АР с использованием методов, рассмотренных в [21–24]. Кроме того, представляется необходимым исследование влияния неисправ-

ностей ФВ антенных решеток в случае, когда мощность не проходит в излучатель, что выходит за рамки настоящей статьи.

### Авторский вклад

**Крячко Александр Федотович** – общая идея синтеза алгоритма.

**Гладкий Николай Александрович** – обработка результатов моделирования алгоритма.

**Бибарсов Марат Рашидович** – теоретическое обоснование разработки алгоритма.

**Аюков Борис Алексеевич** – постановка задачи моделирования алгоритма.

### Author's contribution

**Alexander F. Kryachko**, general idea of algorithm synthesis.

**Nikolay A. Gladky**, processing of algorithm simulation results.

**Marat R. Bibarsov**, theoretical basis for the development of the algorithm.

**Boris A. Ayukov**, statement of the algorithm modeling problem.

### Список литературы

1. Мануилов М. Б., Лерер В. А., Синявский Г. П. Методы расчета и новые применения волноводно-щелевых антенных решеток // Успехи современной радиоэлектроники. 2007. № 5. С. 3–28.
2. Данильчук В. И. Модельная задача расчета щелевой антенны под покрытием // Радиотехника. 2000. № 9. С. 12–15.
3. Раддиг Ю. Ю., Хаванова М. А., Мойсеенко Н. П. Математическое моделирование задачи синтеза слабонаправленных щелевых антенн для летательных аппаратов // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2001. Т. 4, № 3. С. 27–29.
4. Математические методы прикладной электродинамики / С. Б. Раевский, Ю. Г. Белов, А. А. Денисенко, А. И. Ермолаев, В. В. Ермошин, Т. Н. Заборонкова. М.: Радиотехника, 2007. 88 с.
5. Войтович Н. И., Клыгач Д. С., Хашимов А. Б. Поле излучения двусторонней щелевой антенны // Вестн. ЮУрГУ. Сер. Компьютерные технологии, управление и радиоэлектроника. 2012. Вып. 16, № 6 (282). С. 135–141.
6. Кошкидько В. Г., Мигалин М. М. Разработка линейной эквивалентной волноводно-щелевой антенной решетки и анализ ее направленных свойств // Антенны. 2018. № 2. С. 15–20.
7. Milligan T. A. Modern Antenna design. N. J.: John Wiley & Sons, 2005. 630 p.
8. Balanis C. A. Modern antenna handbook. N. J.: John Wiley & Sons, 2008. 1704 p.
9. Levin B. Antenna Engineering Theory and Problems. Boca Raton: CRC Press, 2017. 406 p.
10. Пелевин А. О., Заргано Г. В., Вяткина С. В. Сравнительный анализ ФАР на прямоугольных и гребневых волноводах // Телекоммуникации. 2019. № 3. С. 22–28.
11. Single ridge waveguide slot incremental conductance analysis and array antenna design / Rui Xu, Jiangying Li, Dingyi Luo, Guangwei Yang // Proc. of 2014 3<sup>rd</sup> Asia-Pacific Conf. on Antennas and Propagation, Harbin, China, 26–29 July 2014. IEEE, 2014. P. 143–146. doi: 10.1109/APCAP.2014.6992435
12. Teng Li, Wenbin Dou. Design of an Edge Slotted Waveguide Antenna Array Based on T-Shaped Cross-Section Waveguide // Intern. J. of Antennas and Propagation. 2017. P. 1–8. doi: 10.1155/2017/7385357
13. Elliott R. S. Antenna Theory & Design. Wiley-IEEE Press, 2003. 612 p.
14. Математическая модель антенно-волноводного тракта с разделением сигналов по частоте-поляризации / Д. Д. Габриэлян, А. Е. Коровкин, С. И. Бойчук, С. В. Дворников, М. Р. Бибарсов, Г. Ш. Бибарсова // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2022. Т. 25, № 4. С. 41–51. doi: 10.32603/1993-8985-2021-25-4-41-51
15. Пономарев Л. И., Степаненко В. И. Сканирующие многочастотные совмещенные антенные решетки. М.: Радиотехника, 2009. 328 с.
16. Вендик О. Г., Парнес М. Д. Антенны с электрическим сканированием. М.: Сайнс-пресс, 2001. 232 с.
17. Пелевин А. О., Земляков В. В., Заргано Г. В. Исследование характеристик щелевой антенной решетки на основе П-волноводов // Антенны. 2018. № 3. С. 3–7.
18. Bozzi M., Georgiadis A., Wu K. Review of Substrate Integrated Waveguide (SIW) Circuits and Antennas // IET Microwaves, Antennas and Propagation. 2011. Vol. 5, № 8. P. 909–920. doi: 10.1049/iet-map.2010.0463
19. Пастернак Ю. Г. Разработка антенной решетки для мобильного терминала спутниковой связи. URL: <https://cchgeu.ru/upload/iblock/211/itogovuyotchet-po-proektu-razrabotka-antennoy-reshetki-dlya-mobilnogo-terminala-sputnikovoy-svyazi.pdf> (дата обращения 06.05.2024).

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

21. Шифрин Я. С. Вопросы статистической теории антенн. М.: Сов. радио, 1970. 384 с.

22. Синтез амплитудно-фазового распределения в квазикольцевой антенной решетке / М. Р. Бибарсов, Е. В. Грибанов, Д. Д. Габриэльян, Ден. С. Федоров, Дан. С. Федоров // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2017. Вып. 2. С. 28–33.

23. Влияние локально плоских искажений излучающего раскрыва на диаграмму направленности фазированной антенной решетки / М. Р. Бибарсов, Г. Ш. Бибарсова, Д. Д. Габриэльян, С. В. Дворников, Д. С. Федоров // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2023. Т. 26, № 1. С. 17–25. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-1-17-25

24. Влияние ошибок формирования амплитудно-фазового распределения в раскрыве фазированной антенной решетки на точность пеленгации / М. Р. Бибарсов, Г. Ш. Бибарсова, Д. Д. Габриэльян, В. Н. Шацкий // Информация и космос. 2023. № 2. С. 18–23.

### Информация об авторах

**Крячко Александр Федотович** – доктор технических наук (2005), профессор (2008), заведующий кафедрой радиосвязи радиотехнических и оптоэлектронных комплексов Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. Автор 189 научных работ. Сфера научных интересов – прикладная электродинамика; анализ и разработка управляющих информационных комплексов авиакосмических радиосистем телеметрии, связи и управления.

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

E-mail: kaf21@guar.ru

<https://orcid.org/0000-0001-6886-5604>

**Гладкий Николай Александрович** – кандидат технических наук (2018), доцент кафедры радиотехнических и оптоэлектронных комплексов Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. Автор 59 научных работ. Сфера научных интересов – системы передачи и приема информации; адаптивные антенные системы.

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

E-mail: glana@aanet.ru

**Бибарсов Марат Рашидович** – кандидат технических наук (1999), доцент (2007), старший преподаватель кафедры радиосвязи Военной академии связи, доцент кафедры радиотехнических и оптоэлектронных комплексов Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. Автор 191 научных работ. Сфера научных интересов – системы передачи и приема информации; адаптивные антенные системы.

Адрес: Военная академия связи, пр. Тихорецкий, д. 3, Санкт-Петербург, 194064, Россия

E-mail: Bibarsovmr@rambler.ru

**Аюков Борис Алексеевич** – кандидат технических наук (2016), доцент кафедры радиотехнических и оптоэлектронных комплексов Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. Автор 51 научной работы. Сфера научных интересов – метеорадиолокация.

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

E-mail: Ajukov-b-58@yandex.ru

### References

1. Manuilov M. B., Lerer V. A., Sinyavsky G. P. Methods of Simulation and New Design Concepts of Slotted-Waveguide Array Antennas. Advances of modern radio electronics. 2007, no. 5, pp. 3–28. (In Russ.)

2. Danilchuk V. I. Model Problem of Calculating a Slot-Left Antenna under a Coating. Radio engineering. 2000, no. 9, pp. 12–15. (In Russ.)

3. Radzig Yu. Yu., Khavanova M. A., Moiseenko N. P. Mathematical Modeling of the Problem of Synthesis of Weakly Directional Slot Antennas for Aircraft. Physics of Wave Processes and Radio-Technical Systems. 2001, vol. 4, no. 3, pp. 27–29. (In Russ.)

4. Raevsky S. B., Belov Yu. G., Denisenko A. A.,

Ermolaev A. I., Ermoshin V. V., Zaboronkova T. N. [Matematicheskie metody prikladnoi elektrodinamiki] Mathematical Methods of Applied Electrodynamics. Moscow, Radio engineering, 2007, 88 p. (In Russ.)

5. Voitovich N. I., Klygach D. S., Khashimov A. B. Radiation Field of a Bilateral Slot Antenna. Bulletin of SUSU. Series "Computer technologies, control and radio electronics". 2012, vol. 16, no. 6 (282), pp. 135–141. (In Russ.)

6. Koshkidko V. G., Migalin M. M. Development of a Linear Equivalent Waveguide-Slot Antenna Array and Analysis of its Directional Properties. Antennas. 2018, no. 2, pp. 15–20. (In Russ.)

7. Milligan T. A. *Modern Antenna Design*. New Jersey, John Wiley & Sons, 2005, 630 p.
8. Balanis C. A. *Modern Antenna Handbook*. New Jersey, John Wiley & Sons, 2008, 1704 p.
9. Levin B. *Antenna Engineering Theory and Problems*. Boca Raton, CRC Press, 2017, 406 p.
10. Pelevin A. O., Zargano G. V., Vyatkina S. V. Comparative Analysis of Radiation Patterns of Phased Arrays of Slotted Rectangular and Single-Ridge Waveguide Antennas. *Telecommunications*. 2019, no. 3, pp. 22–28. (In Russ.)
11. Rui Xu, Jiangying Li, Dingyi Luo, Guangwei Yang. Single Ridge Waveguide Slot Incremental Conductance Analysis and Array Antenna Design. Proc. of 2014 3<sup>rd</sup> Asia-Pacific Conf. on Antennas and Propagation, Harbin, China, 26–29 July 2014. IEEE, 2014, pp. 143–146. doi: 10.1109/APCAP.2014.6992435
12. Teng Li, Wenbin Dou. Design of an Edge Slotted Waveguide Antenna Array Based on T-Shaped Cross-Section Waveguide. *Intern. J. of Antennas and Propagation*. 2017, pp. 1–8. doi: 10.1155/2017/7385357
13. Elliott R. S. *Antenna Theory & Design*. Wiley-IEEE Press, 2003, 612 p.
14. Gabriel'ean D. D., Korovkin A. E., Boychuk S. I., Dvornikov S. V., Bibarsov M. R., Bibarsova G. Sh. Mathematical Model of an Antenna-Waveguide Path with Separation of Signals by Frequency–Polarization. *J. of the Russian Universities. Radioelectronics*. 2022, vol. 25, no. 4, pp. 41–51. doi: 10.32603/1993-8985-2021-25-4-41-51 (In Russ.)
15. Ponomarev L. I., Stepanenko V. I. *Skanniruyushchie mnogochastotnye sovmeshchennye antennoye reshetki* [Scanning Multi-Frequency Combined Antenna Arrays]. Moscow, Radio engineering, 2009, 328 p. (In Russ.)
16. Vendik O. G., Parnes M. D. [*Antenny s elektricheskim skanirvaniem*] *Antennas with Electrical Scanning*. Moscow, Science Press, 2001, 232 p. (In Russ.)
17. Pelevin A. O., Zemlyakov V. V., Zargano G. V. Study of the Characteristics of a Slot Antenna Array Based on P-Waveguides. *Antennas*. 2018, no. 3, pp. 3–7. (In Russ.)
18. Bozzi M., Georgiadis A., Wu K. Review of Substrate Integrated Waveguide (SIW) Circuits and Antennas. *IET Microwaves, Antennas and Propagation*. 2011, vol. 5, no. 8, pp. 909–920. doi: 10.1049/iet-map.2010.0463
19. Pasternak Yu. G. Development of an Antenna Array for a Mobile Satellite Communication Terminal. Available at: <https://cchgeu.ru/upload/iblock/211/itogovyotchet-po-proektu-razrabotka-antennay-reshetki-dlya-mobilnogo-terminala-sputnikovoy-svyazi.pdf> (accessed 06.05.2024).
20. Bibarsov M. R. Research of the Influence of Phase Shifters Failures on Characteristics Waveguide-Slot Phased Array Antenna. *Journal of the Russian Universities. Radioelectronics*. 2024, vol. 27, no. 1, pp. 57–66. doi: 10.32603/1993-8985-2024-27-1-57-66 (In Russ.)
21. Shifrin Y. S. [*Voprosy statisticheskoi teorii antenn*] Questions of statistical theory of antennas. Moscow, *Sov. radio*, 1970, 384 p. (In Russ.)
22. Bibarsov M. R., Griбанov E. V., Gabrielyan D. D., Fedorov Den. S., Fedorov Dan. S. Synthesis of Amplitude-Phase Distribution in Quasiconcave an Antenna Array. *Journal of the Russian Universities. Radioelectronics*. 2017, iss. 2, pp. 28–33. (In Russ.)
23. Bibarsov M. R., Bibarsova G. Sh., Gabriel'ean D. D., Dvornikov S. V., Fedorov D. S. Effect of Locally Flat Distortions in the Radiating Aperture on the Radiation Pattern of a Phased Antenna Array. *Journal of the Russian Universities. Radioelectronics*. 2023, vol. 26, no. 1, pp. 17–25. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-1-17-25 (In Russ.)
24. Bibarsov M. R., Bibarsova G. Sh., Gabrielyan D. D., Shatsky V. N. Influence of Errors in the Formation of the Amplitude-Phase Distribution in the Aperture of a Phased Array Antenna on the Accuracy of Direction Finding. *Information and Space*. 2023, no. 2, pp. 18–23.

### Information about the authors

**Alexander F. Kryachko**, Dr Sci. (Eng.) (2005), Professor (2008), Head of the Department of Radio-engineering and Optoelectronic Complexes of the Saint Petersburg State University of Aerospace Instrumentation. The author of 189 scientific publications. Area of expertise: applied electrodynamics; analysis and development of control information complexes for aerospace radio telemetry, communication and control systems.

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

E-mail: kaf21@guap.ru

<https://orcid.org/0000-0001-6886-5604>

**Nikolay A. Gladky**, Cand. Sci. (Eng.) (2018), Associate Professor of the Department of Radio-engineering and Optoelectronic Complexes of the Saint Petersburg State University of Aerospace Instrumentation. The author of 59 scientific publications. Area of expertise: information transmission and reception systems; adaptive antenna systems.

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

E-mail: glana@aanet.ru

**Marat R. Bibarsov**, Cand. Sci. (Eng.) (1999), Associate Professor (2007), Senior Lecturer of the Radio Communications Department of the Military Telecommunications Academy, Associate Professor of the Department of Radio-engineering and Optoelectronic Complexes of the Saint Petersburg State University of Aerospace Instrumentation.

50

Синтез алгоритма оценки характеристик волноводно-щелевой антенной решетки при изменении фазировки антенных элементов  
Algorithm for Assessing the Characteristics of a Waveguide Slot Antenna Array when Changing Antenna Element Phasing

tation. The author of 191 scientific publications. Area of expertise: information transmission and reception systems; adaptive antenna systems.

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

E-mail: bibarsovnr@rambler.ru

**Boris A. Ayukov**, Cand. Sci. (Eng.) (2016), Associate Professor of the Department of Radio-engineering and Optoelectronic Complexes of the Saint Petersburg State University of Aerospace Instrumentation. The author of 51 scientific publications. Area of expertise: weather radar.

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

E-mail: Ajukov-b-58@yandex.ru

---

## CFAR-обнаружитель цели в радиолокаторе с синтезированной апертурой

А. А. Монаков✉

Институт радиотехники и телекоммуникационных технологий,  
Санкт-Петербургский государственный университет  
аэрокосмического приборостроения, Санкт-Петербург, Россия

✉a\_monakov@mail.ru

### Аннотация

**Введение.** Обнаружители с постоянным уровнем ложной тревоги (CFAR-обнаружители) нашли применение в радиолокаторах с синтезированной апертурой. Принцип работы классического CA-CFAR-обнаружителя основан на сравнении решающей статистики в тестируемом элементе разрешения с адаптивным порогом, который вычисляется по сигналам в контрольных элементах. В качестве решающей статистики используется оценка мощности сигнала, поэтому обнаружение сигнала цели основано на яркостном контрасте тестируемого и контрольных элементов разрешения. Такой обнаружитель является оптимальным, если помеховый фон однороден. При нарушении однородности фона качество обнаружения снижается. Известны несколько способов улучшения качества обнаружения (GO-CFAR, SO-CFAR, OS-CFAR и др.). Однако сам принцип обнаружения по яркостному контрасту в таких CFAR-обнаружителях остается неизменным.

**Цель работы.** Синтезировать CFAR-обнаружитель, который использует для обнаружения не только яркостный контраст между тестируемым и контрольными элементами разрешения, но и спектральные отличия сигналов.

**Материалы и методы.** В предлагаемом CFAR-обнаружителе используются оценки алгебраических моментов спектральной плотности мощности сигналов в элементах разрешения по дальности, на основе которых вычисляются 3 решающие статистики, содержащие информацию о мощности, положении энергетического центра и ширине спектра сигнала. Решение о присутствии цели в тестируемом элементе разрешения осуществляется по правилу "2/3" (2 превышения порога из трех проверок).

**Результаты.** Сравнение предлагаемого обнаружителя с SO-CFAR-обнаружителем с помощью компьютерного моделирования показало, что при отношении сигнал/помеха –6 дБ и вероятности ложной тревоги  $10^{-4}$  вероятность правильного обнаружения предлагаемого обнаружителя составляет 0.933 против 0.708 у SO-CFAR-обнаружителя.

**Заключение.** Предложен трехпараметрический CFAR-обнаружитель цели для радиолокатора с синтезированной апертурой, в котором решение о присутствии цели принимается на основе оценки трех алгебраических моментов спектра сигнала. Синтезированный алгоритм обнаружения может быть также использован для обнаружения движущихся целей в радиолокаторе с синтезированной апертурой.

**Ключевые слова:** CFAR-обнаружитель, алгебраические моменты спектра, радиолокатор с синтезированной апертурой

**Для цитирования:** Монаков А. А. CFAR-обнаружитель цели в радиолокаторе с синтезированной апертурой // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2024. Т. 27, № 3. С. 52–67. doi: 10.32603/1993-8985-2024-27-3-52-67

---

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

Статья поступила в редакцию 01.02.2024; принята к публикации после рецензирования 25.03.2024; опубликована онлайн 28.06.2024

---

## CFAR Target Detector in Synthetic Aperture Radar

Andrey A. Monakov✉

Institute of Radio Technique and Telecommunication Technologies,  
Saint Petersburg State University of Aerospace Instrumentation, St Petersburg, Russia

✉ a\_monakov@mail.ru

### Abstract

**Introduction.** Constant false alarm rate (CFAR) detectors have found application in synthetic aperture radar (SAR) systems. The operating principle of a classic cell averaging detector (CA-CFAR detector) is based on comparing the decision statistics in the test resolution element with an adaptive threshold, which is calculated from signals in the reference cells. The decision statistic is an estimate of the signal power. Therefore, target signal detection is based on the brightness contrast of the test and reference resolution cells. Such a detector is optimal provided that the noise background is homogeneous. In cases where the background homogeneity is violated, the quality of detection deteriorates. There are several known methods for improving the quality of detection (GO-CFAR, SO-CFAR, OS-CFAR, etc.). However, the precise principle of detection by brightness contrast in such CFAR detectors remains unchanged.

**Aim.** To synthesize a CFAR detector that uses not only the brightness contrast between the test and reference resolution cells, but also the spectral differences of the signals.

**Materials and methods.** The proposed CFAR detector uses estimates of the algebraic moments of the power spectral density of signals in range cells, based on which three decision statistics are calculated containing information about the power, the position of the energy center, and the width of the signal spectrum. The decision about the presence of a target in the test cell is carried out according to the 2/3 rule (2 threshold overshoots out of 3 comparisons).

**Results.** A comparison of the proposed detector with the SO-CFAR detector, performed by computer simulation, showed that, under a signal-to-clutter ratio of  $-6$  dB and a false alarm probability of  $10^{-4}$ , the detection probability of the proposed detector was 0.933 versus 0.708 for the SO-CFAR detector.

**Conclusion.** The article proposes a three-parameter CFAR detector for a synthetic aperture radar system, in which the decision on the presence of a target in the test cell is made via estimation of the first three algebraic moments of the signal spectrum. The synthesized detection algorithm can also be used when detecting moving targets in SAR.

**Keywords:** CFAR detector, algebraic moments of the signal spectrum, synthetic aperture radar

**For citation:** Monakov A. A. CFAR Target Detector in Synthetic Aperture Radar. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2024, vol. 27, no. 3, pp. 52–67. doi: 10.32603/1993-8985-2024-27-3-52-67

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

Submitted 01.02.2024; accepted 25.03.2024; published online 28.06.2024

**Введение.** Обнаружители с постоянным уровнем ложной тревоги (ЛТ) (Constant False Alarm Rate – CFAR) нашли в настоящее время широкое применение в радиолокационных системах, которые работают в условиях мощных пассивных помех с априорно неизвестной средней мощностью. В этих системах фиксация уровня ЛТ происходит за счет выделения тестируемого элемента разрешения (ячейки) по дальности, для которого решается задача обнаружения полезного сигнала, и измерения средней мощности сигнала в контрольных элементах разрешения (ячейках), окружающих тестируе-

мый элемент. Структурная схема классического CFAR-обнаружителя представлена на рис. 1 [1].

CFAR-обнаружитель работает следующим образом. Сигнал с выхода согласованного фильтра приемника поступает на вход квадратического детектора. Продетектированный сигнал – оценка мгновенной мощности – поступает на вход регистра памяти, общее число ячеек в котором равно  $2n+1$ , где  $n$  – целое число, выбираемое таким образом, чтобы обеспечить заданную вероятность ЛТ обнаружителя  $F$ . Пусть содержимое тестируемой ячейки есть  $Y$ , а содержимое контрольных ячеек, которые ис-

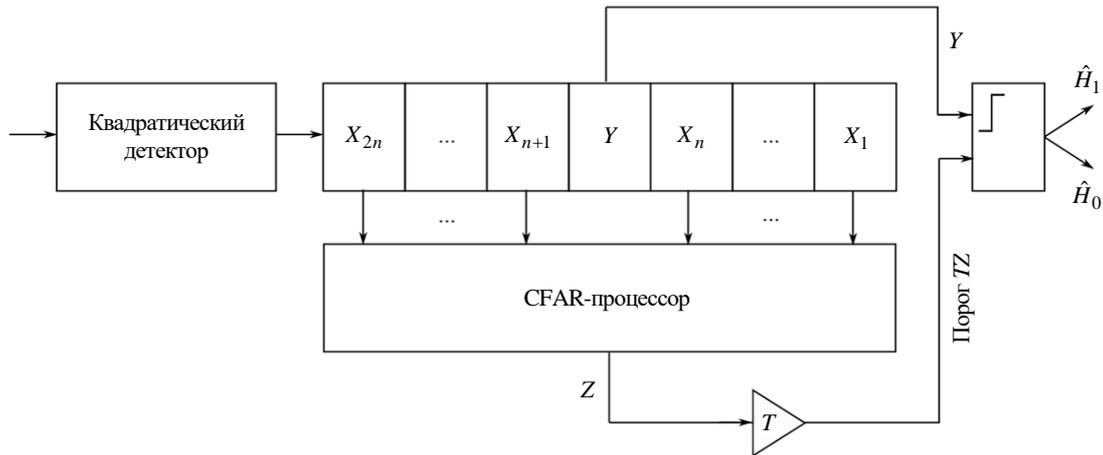


Рис. 1. CFAR-обнаружитель

Fig. 1. CFAR detector

пользуются для измерения средней мощности пассивной помехи (ПП), соответственно  $X_1, \dots, X_n, X_{n+1}, \dots, X_{2n}$ , причем ячейки с номерами  $1, \dots, n$  предшествуют тестируемой ячейке, а ячейки с номерами  $n+1, \dots, 2n$  следуют за тестируемой ячейкой. Содержимое контрольных ячеек поступает на вход CFAR-процессора, где вычисляется оценка средней мощности ПП  $Z$ . Эта оценка подается на вход линейного звена с коэффициентом передачи  $T$ . Выходной сигнал умножителя  $TZ$  является порогом, который поступает на второй вход компаратора. На первый вход компаратора поступает содержимое тестируемой ячейки  $Y$ . Если  $Y \geq TZ$ , то выносится решение  $\hat{H}_1$  о присутствии сигнала. Если  $Y < TZ$ , то принимается решение  $\hat{H}_0$  о том, что в тестируемой ячейке сигнала нет.

Простейшим способом оценки средней мощности, который реализуется в CFAR-процессоре, является вычисление среднего значения содержимых контрольных ячеек:

$$Z = \frac{1}{2n} \left( \sum_{k=1}^n X_k + \sum_{k=n+1}^{2n} X_k \right) = \frac{1}{2} (\bar{X}_1 + \bar{X}_2),$$

где  $\bar{X}_1 = \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n X_k$ ;  $\bar{X}_2 = \frac{1}{n} \sum_{k=n+1}^{2n} X_k$ .

CFAR-обнаружитель, который использует эту оценку, называется СА-CFAR (Cell Averaging CFAR). Впервые СА-CFAR-обнаружитель был предложен в 1968 г. Г. Фином и Р. Джонсоном [2].

Качество обнаружения у СА-CFAR-обнаружителя приближается к качеству оптимального обнаружителя в случае, если помеховые отсчеты во всех контрольных ячейках имеют одинаковое экспоненциальное распределение

$$f(x) = \frac{1}{P} \exp \left[ -\frac{x}{P} \right], \quad x \geq 0,$$

где  $P$  – среднее значение мощности ПП. Нарушение этого условия ведет к ухудшению качества обнаружения, которое проявляется либо в увеличении вероятности ЛТ, либо в уменьшении вероятности правильного обнаружения. Принципиально существуют две причины нарушения однородности помехового фона в контрольных ячейках – скачки средней мощности ПП и присутствие других целей в контрольных элементах разрешения по дальности [3, 4].

Для того чтобы нивелировать влияние неоднородности распределения помехи в контрольных ячейках, были предложены 3 других варианта алгоритма оценивания мощности помехи: GO-CFAR (Greatest-Of CFAR) [5], SO-CFAR (Smallest-Of CFAR) [6], OS-CFAR (Ordered Statistics CFAR) [7].

В случае GO-CFAR оценка средней мощности помехи равна максимальному значению из оценок, полученных в двух контрольных окнах:

$$Z = \max(\bar{X}_1, \bar{X}_2), \quad (1)$$

первое из которых предшествует тестируемой ячейке, а второе – следует за ней. Каждое окно содержит по  $n$  ячеек. Уровень порогового сиг-

нала GO-CFAR-обнаружителя на 0.1...0.3 дБ хуже по сравнению с CA-CFAR-обнаружителем в случае однородного помехового фона [8]. Однако при неоднородном фоне в GO-CFAR-обнаружителе наблюдается значительно меньшее увеличение вероятности ЛТ по сравнению с CA-CFAR-обнаружителем [3]. В то же время, если в контрольных ячейках имеются сигналы от других целей, мощность сигналов которых сопоставима с мощностью сигнала цели в тестируемой ячейке, качество обнаружения в GO-CFAR-обнаружителе резко ухудшается [4].

Чтобы избежать ухудшения качества обнаружения в случае присутствия сигнала от других целей в контрольных ячейках, в [6] был предложен SO-CFAR-обнаружитель, в котором оценка средней мощности помехи равна минимальной по значению оценке из полученных в двух окнах контрольных ячеек:

$$Z = \min(\bar{X}_1, \bar{X}_2). \quad (2)$$

Этот обнаружитель значительно лучше работает в многоцелевой ситуации по сравнению с CA-CFAR- и GO-CFAR-обнаружителями.

Очевидно, что статистики (1) и (2) являются частными случаями статистики

$$Z = X^{(k)}, \quad (3)$$

где  $X^{(k)}$  –  $k$ -й член вариационного ряда, соответствующего выборке  $X_1, \dots, X_n, X_{n+1}, \dots, X_{2n}$ . Статистика (3) была предложена в [7], а сам обнаружитель в литературе получил название OS-CFAR. OS-CFAR-обнаружитель использует  $k$ -й член вариационного ряда как оценку средней мощности помехи в контрольных окнах. В [7] доказывалось, что вероятность ЛТ OS-CFAR-обнаружителя не зависит от мощности помехи при экспоненциальном распределении выборки в контрольных ячейках. Дальнейшие исследования показали [1], что для получения приемлемого качества обнаружения в случае присутствия скачка средней мощности помехи или наличия нескольких целей в окрестности тестируемой ячейки значение  $k$  должно быть выбрано близким к  $2n$ .

Рассмотренные CFAR-обнаружители относятся к однопараметрическим (one-parameter CFAR), поскольку в них решающей статисти-

кой является оценка мощности сигнала в тестируемой ячейке, а для установления порога используются оценки средней мощности ПП в контрольных окнах. Ни один из рассмотренных CFAR-процессоров не является универсальным, т. е. способным работать с высоким качеством в условиях неоднородности помехового фона вне зависимости от того, чем обусловлена эта неоднородность.

Использование однопараметрических обнаружителей предполагает однопараметрическое (например, экспоненциальное) распределение вероятности мощности ПП. Однако при высокой разрешающей способности средств наблюдения такое распределение для естественных покровов Земли является скорее исключением, чем правилом. Так для моделирования отражений от поверхности моря и земли часто используются двухпараметрические распределения: логнормальное распределение, распределение Вейбулла,  $K$ -распределение,  $G^0$ -распределение,  $\beta$ -распределение [9–11]. В связи с использованием этих распределений для статистического описания ПП в CFAR-обнаружителях было предложено использовать решающую статистику, основанную на оценке параметров этих распределений [12, 13]. Эти обнаружители были названы двухпараметрическими (two-parameter CFAR) [9, 10]. Вариантом двухпараметрического CFAR-обнаружителя является VI-CFAR-обнаружитель, предложенный в [14] и модернизированный в [15, 16]. Этот обнаружитель адаптируется к причине неоднородности ПП. VI-CFAR оценивает в контрольных окнах так называемый индекс вариабельности (Variability Index – VI)

$$VI_j = 1 + \frac{\hat{\sigma}_j^2}{\bar{X}_j^2} = 1 + \frac{1}{n-1} \frac{\sum_{k=1}^n [X_{(j-1)n+k} - \bar{X}_j]^2}{\bar{X}_j^2},$$

где  $j = 1, 2$ ;  $\bar{X}_j$  и  $\hat{\sigma}_j^2$  – оценки математического ожидания и дисперсии выборки в  $j$ -м контрольном окне, и отношение средних (Mean Ratio – MR)

$$MR = \frac{\bar{X}_1}{\bar{X}_2} = \frac{\sum_{k=1}^n X_k}{\sum_{k=n+1}^{2n} X_k}.$$

Эти статистики сравниваются с соответствующими порогами. Если  $VI_j \leq K_{VI}$ , где  $K_{VI}$  – порог для индекса вариабельности, то помеховый фон в  $j$ -м окне считается неоднородным. Если  $K_{MR}^{-1} \leq MR \leq K_{MR}$ , где  $K_{MR}$  – порог для отношения средних, то средние выборочные значения в окнах признаются равными. При однородности помехового фона и неравенстве средних в окнах для вынесения решения о присутствии сигнала цели в тестируемой ячейке используется GO-CFAR-обнаружитель. SO-CFAR применяется, когда фон в обоих окнах неоднородный, а средние не равны. В остальных случаях используется CA-CFAR-обнаружитель, причем порог обнаружения сигнала цели формируется по выборочным данным того окна, помеховый фон в котором признан однородным. Пороги  $K_{VI}$  и  $K_{MR}$  определяются на основании заданных вероятностей вынесения ошибочных решений. VI-CFAR-обнаружитель сочетает лучшие свойства CA-CFAR, GO-CFAR и SO-CFAR. Этот вариант обнаружителя способен работать с одинаково высоким качеством и в случае однородного, и в случае неоднородного помехового фона. VI-CFAR-обнаружитель реализуется значительно проще, чем OS-CFAR, поскольку не требует построения вариационного ряда. Однако качество обнаружения VI-CFAR ухудшается, когда сигналы других целей одновременно попадают в оба контрольных окна.

В [17] был предложен многокритериальный обнаружитель (multifeature CFAR), в котором помимо мощности в тестируемой и контрольных ячейках оценивались другие статистики, позволяющие определить различие в распределении яркости радиолокационного изображения (РЛИ) тестируемых ячеек и окружающего фона. Кроме того, в обнаружителе определялись морфологические различия цели и фона, что значительно усложнило его реализацию. К многокритериальным также относятся обнаружители, предложенные в [18–20]. В первом из этих обнаружителей используются различия РЛИ цели и помехового фона при изменении разрешающей способности системы наблюдения, во втором – разница во фрактальных размерностях изображения цели и помехового фона.

Несмотря на большое многообразие CFAR-обнаружителей, упомянутых в цитированных работах (более полный анализ можно найти в обзорных статьях [9, 10, 21]), обнаружение цели происходит на основе одномерного распределения вероятности мощности принятого сигнала в элементах разрешения. В то же время для выполнения своей задачи CFAR-обнаружители могут привлекать и другие данные, отличающие сигнал цели от помехи. Так в [22] был предложен двухканальный обнаружитель, приемные каналы которого работают на ортогональных поляризациях.

Из физики рассеяния электромагнитных волн на объектах искусственного и естественного происхождения ясно, что их должна отличать не только разница в эффективной площади рассеяния, на чем и основана работа известных CFAR-обнаружителей, но и различие в спектральных характеристиках рассеянного сигнала. Искусственно созданный объект, как правило, содержит небольшое количество хорошо отражающих элементов (угловые отражатели, плоскости и их края, цилиндрические и сферические элементы). Поэтому, даже если цель не движется, отраженный сигнал имеет иную ширину спектра по сравнению с ПП, которая представляет собой результат интерференции сигналов от плотного множества точечных отражателей, находящихся в луче антенны радиолокатора. Если цель движется, спектр сигнала от нее получает дополнительное доплеровское смещение, что безусловно следует использовать при обнаружении.

Радиолокатор с синтезированной апертурой (РСА) является когерентным, поэтому из комплексного принятого сигнала можно извлечь информацию не только о его мощности, но и о спектральных характеристиках – средней частоте и ширине спектра. Средняя мощность, средняя частота спектра и его среднеквадратическая ширина – объективные параметры, которые могут быть оценены по результатам радиолокационного наблюдения. Для это необходимо решить задачу оценки алгебраических моментов спектральной плотности мощности (СПМ) принятого сигнала. Задаче оценки алгебраических моментов спектра были посвящены работы [23–26]. В этих статьях рассматривалась задача оценки алгебраических момен-

тов для многоканальных радиолокационных систем с фазированными антенными решетками и метеорологических радиолокаторов.

Целью настоящей статьи является синтез алгоритмов CFAR-обнаружения целей в РСА, основанных на оценках алгебраических моментов спектра принятого сигнала.

**Оценка алгебраических моментов спектральной плотности мощности случайного процесса.** Пусть  $\xi(t)$  – стационарный комплексный случайный процесс с нулевым математическим ожиданием, для которого на интервале наблюдения  $[0, T_H]$  получена выборка из  $N$  временных отсчетов  $[x_0 = \xi(0), x_1 = \xi(T_s), \dots, x_{N-1} = \xi[(N-1)T_s]]$ , где  $T_s$  – период дискретизации. Определим  $p$ -й алгебраический момент СПМ  $S_\xi(\Omega)$  случайного процесса  $\xi(t)$ , где  $\Omega$  – безразмерная (цифровая) частота, как

$$M_p = \int_{-\pi}^{\pi} \Omega^p S_\xi(\Omega) d\Omega; \quad p = 0, 1, 2.$$

СПМ  $S_\xi(\Omega)$  случайного процесса и его корреляционная функция (КФ)

$R_\xi[m] = \langle x_n x_{n+m}^* \rangle; m = 0, 1, \dots, N-1$ , где треугольные скобки означают усреднение по ансамблю, связаны в силу теоремы Винера–Хинчина прямым преобразованием Фурье

$$S_\xi(\Omega) = \sum_{m=-N+1}^{N-1} R_\xi[m] \exp[-i\Omega m].$$

Для  $p$ -го алгебраического момента получим следующее уравнение:

$$\begin{aligned} M_p &= \sum_{m=-N+1}^{N-1} R_\xi[m] \int_{-\pi}^{\pi} \Omega^p \exp[-i\Omega m] d\Omega = \\ &= \sum_{m=-N+1}^{N-1} c_{pm} R_\xi[m], \end{aligned} \quad (4)$$

где  $p = 0, 1, 2$ ;  $c_{pm} = \int_{-\pi}^{\pi} \Omega^p \exp[-i\Omega m] d\Omega$  – постоянные коэффициенты. Нетрудно показать, что

$$\begin{aligned} c_{0m} &= \begin{cases} 2\pi, & m = 0, \\ 0, & m \neq 0; \end{cases} \\ c_{1m} &= \begin{cases} 0, & m = 0, \\ (-1)^{m-1} \frac{2\pi}{im}, & m \neq 0; \end{cases} \\ c_{2m} &= \begin{cases} \frac{2\pi^3}{3}, & m = 0, \\ (-1)^m \frac{4\pi}{m^2}, & m \neq 0. \end{cases} \end{aligned} \quad (5)$$

Таким образом, оценивая по полученной сигнальной выборке КФ

$$\hat{R}_\xi[m] = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1-m} x_n x_{n+m}^*; \quad m = 0, \dots, N-1 \quad (6)$$

и подставляя эту оценку в (4), можно получить оценки трех первых алгебраических моментов СПМ  $\hat{M}_0, \hat{M}_1, \hat{M}_2$ . При этом надо учесть, что при отрицательных значениях индекса  $m$   $R_\xi[m] = R_\xi^*[-m]$ .

Ясный физический смысл имеют оценки нулевого начального момента  $Z_0 = \hat{M}_0$ , первого нормированного начального момента  $Z_1 = \hat{M}_1 / \hat{M}_0$  и второго центрированного момента  $Z_2 = \hat{M}_2 / \hat{M}_0 - (\hat{M}_1 / \hat{M}_0)^2$ . Эти оценки являются случайными, статистически зависимыми величинами. Определим их плотности распределения вероятностей (ПРВ) при условии, что сигнальная выборка имеет размер  $N \gg 1$  и соответствует ПП, моделью которой является комплексный дискретный нормальный процесс со средней мощностью  $P = 1$ . Конкретное значение средней мощности в данном случае не важно, поскольку в дальнейшем оно будет оцениваться в контрольных окнах.

Прежде всего определим математические ожидания и дисперсии оценок начальных моментов  $\hat{M}_0, \hat{M}_1, \hat{M}_2$ , вычислив характеристическую функцию (ХФ) их совместного распределения  $\chi(q_0, q_1, q_2) = \langle \exp[-i(q_0 \hat{M}_0 + q_1 \hat{M}_1 + q_2 \hat{M}_2)] \rangle$ . Однако определить ХФ на основании уравнений (4)–(6) достаточно сложно, поэтому перепределим оценки моментов. Пусть

$$X_q = \sum_{n=0}^{N-1} x_n \exp\left[-i \frac{2\pi}{N} qn\right],$$

$$q = -\frac{N}{2}, \dots, \frac{N}{2}$$

– дискретное преобразование Фурье (ДПФ) сигнальной выборки. Учитывая, что  $\frac{1}{N}|X_q|^2$  ( $q = -\frac{N}{2}, \dots, \frac{N}{2}$ ) представляет собой периодограммную оценку СПМ [27],  $p$ -й момент СПМ можно определить как

$$\begin{aligned} \hat{M}'_p &\approx \sum_{q=-N/2}^{N/2} \Omega_q^p \frac{1}{N} |X_q|^2 \Delta\Omega = \\ &= \sum_{q=-N/2}^{N/2} \left(\frac{2\pi q}{N}\right)^p \frac{1}{N} |X_q|^2 \frac{2\pi}{N} = \\ &= \frac{1}{N} \left(\frac{2\pi}{N}\right)^{p+1} \sum_{q=-N/2}^{N/2} q^p |X_q|^2, \end{aligned}$$

где  $\Omega_q = q\Delta\Omega = \frac{2\pi q}{N}$  – цифровая частота;

$\Delta\Omega = \frac{2\pi}{N}$  – шаг по цифровой частоте при вычислении ДПФ. Коэффициент  $C_p = \frac{1}{N} \left(\frac{2\pi}{N}\right)^{p+1}$ ;

$p = 0, 1, 2$ , стоящий перед суммой в последнем уравнении, для каждого момента является постоянным, и его можно учесть в конце вычислений. Поэтому найдем ХФ совместного распределения моментов  $\hat{m}'_p = \sum_{q=-N/2}^{N/2} q^p |X_q|^2$  ( $p = 0, 1, 2$ ):

$$\begin{aligned} \chi(q_0, q_1, q_2) &= \left\langle \exp\left[-i(q_0 m'_0 + q_1 m'_1 + q_2 m'_2)\right] \right\rangle = \\ &= \left\langle \exp\left[-i \sum_{q=-N/2}^{N/2} (q_0 + q_1 q + q_2 q^2) |X_q|^2\right] \right\rangle = \\ &= \left\langle \exp\left[-i \sum_{q=-N/2}^{N/2} Q(q) |X_q|^2\right] \right\rangle, \end{aligned}$$

где  $Q(q) = q_0 + q_1 q + q_2 q^2$ . Учитывая, что случайные величины  $X_q$  ( $q = -\frac{N}{2}, \dots, \frac{N}{2}$ ) при

сделанных предположениях о статистике ПП являются статистически независимыми, комплексными и нормальными случайными величинами с нулевыми математическими ожиданиями и одинаковыми дисперсиями, равными  $N$ , ХФ их совместного распределения

$$\chi(q_0, q_1, q_2) = \prod_{q=-N/2}^{N/2} \frac{1}{1 + iNQ(q)}.$$

Тогда кумулянтная порождающая функция совместного распределения

$$\begin{aligned} \upsilon(q_0, q_1, q_2) &= \ln \chi(q_0, q_1, q_2) = \\ &= - \sum_{q=-N/2}^{N/2} \ln[1 + iNQ(q)]. \end{aligned}$$

Полученное выражение дает возможность простым дифференцированием вычислить математические ожидания моментов  $\hat{m}'_0, \hat{m}'_1, \hat{m}'_2$ :

$$\begin{aligned} \mu_0 &= N(N+1); \mu_1 = 0; \\ \mu_2 &= \frac{N^2}{12}(N+1)(N+2) \end{aligned} \quad (7)$$

и корреляционную матрицу (КМ) их распределения

$$\mathbf{R} = \begin{pmatrix} \sigma_0^2 & 0 & r\sigma_0\sigma_2 \\ 0 & \sigma_1^2 & 0 \\ r\sigma_0\sigma_2 & 0 & \sigma_2^2 \end{pmatrix}, \quad (8)$$

где

$$\begin{aligned} \sigma_0^2 &= N^2(N+1); \\ \sigma_1^2 &= \frac{N^3}{12}(N+1)(N+2); \\ \sigma_2^2 &= \frac{N^3}{240}(N+1)(N+2)(3N^2+6N-4); \\ r &= \sqrt{\frac{5N(N+2)}{3(3N^2+6N-4)}}. \end{aligned} \quad (9)$$

Математические ожидания и дисперсии моментов  $\hat{M}_0, \hat{M}_1, \hat{M}_2$  получаются из (7)–(9) простым умножением на  $C_0, C_1, C_2$  математических ожиданий  $\mu_0, \mu_1, \mu_2$  и на  $C_0^2, C_1^2, C_2^2$  дисперсий  $\sigma_0^2, \sigma_1^2, \sigma_2^2$ . Коэффициент корреля-

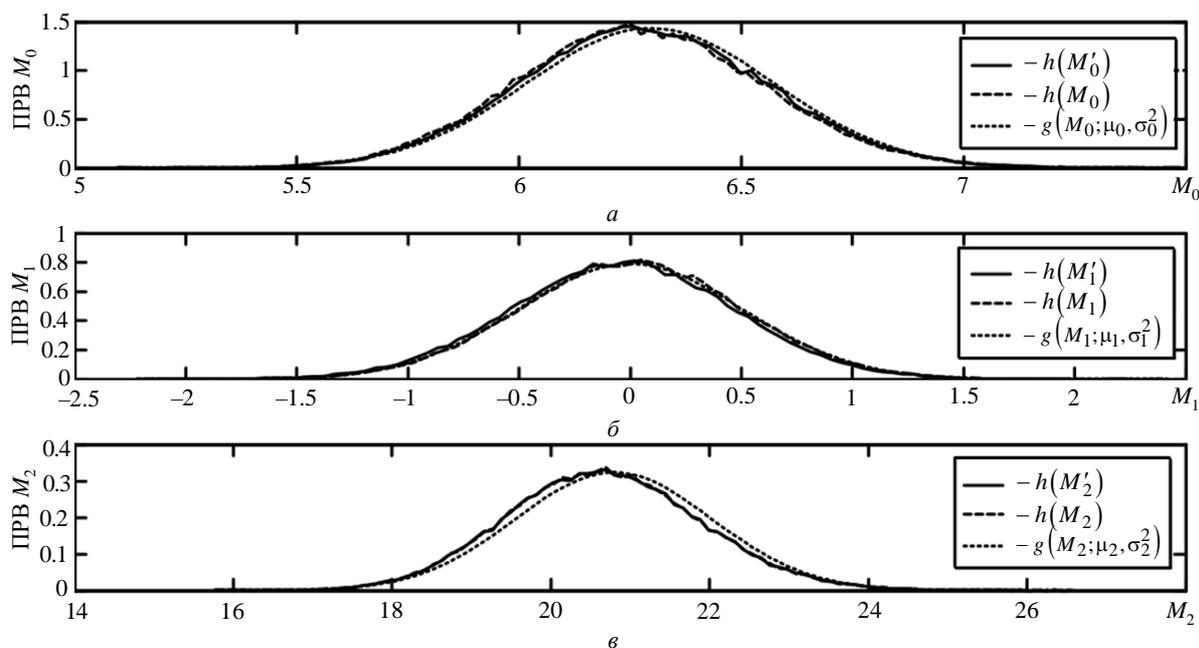


Рис. 2. Плотности распределения вероятности и их гистограммные оценки для алгебраических моментов:  $a - M_0$ ;  $b - M_1$ ;  $v - M_2$   
 Fig. 2. Probability density functions and their histogram estimates for the algebraic moments:  $a - M_0$ ;  $b - M_1$ ;  $v - M_2$

ции  $r$ , естественно, остается без изменений. С учетом этого умножения сохраним для математических ожиданий и элементов КМ совместного распределения моментов  $\hat{M}'_0, \hat{M}'_1, \hat{M}'_2$  сделанные обозначения.

Условие  $N \gg 1$  позволяет предположить, что совместное распределение оценок моментов  $\hat{M}'_0, \hat{M}'_1, \hat{M}'_2$  будет близким к нормальному. Графики на рис. 2, где представлены гистограммы распределений моментов  $h(\hat{M}'_p)$ ,  $p = 0, 1, 2$  и кривые нормальных плотностей  $g(\hat{M}'_p; \mu_p, \sigma_p^2)$ ,  $p = 0, 1, 2$  с вычисленными математическими ожиданиями (7) и дисперсиями (9), доказывают это. Приведенные на рисунке гистограммы были получены в результате математического моделирования. ПП моделировалась отрезком дискретного белого шума длиной  $N = 512$ , средняя мощность которого  $P = 1$ . Длина серии статистических испытаний составляла  $K = 100\,000$ .

На рис. 2 также приведены гистограммы распределений оценок моментов  $h(\hat{M}_p)$ ,  $p = 0, 1, 2$ . Сравнение соответствующих гистограмм свидетельствует о справедливости сле-

данного ранее предположения о близости распределений оценок моментов  $\hat{M}_0, \hat{M}_1, \hat{M}_2$  и  $\hat{M}'_0, \hat{M}'_1, \hat{M}'_2$ . Заметим, что использование в алгоритме обнаружения оценок  $\hat{M}_0, \hat{M}_1, \hat{M}_2$  оправдывается тем обстоятельством, что они, пусть и незначительно, но все же точнее, чем оценки  $\hat{M}'_0, \hat{M}'_1, \hat{M}'_2$  [26].

Таким образом, с высокой точностью можно считать, что статистика  $Z_0$  имеет нормальное распределение с ПРВ  $g(z_0; \mu_0, \sigma_0^2)$ . Кроме того, результаты моделирования позволяют вычислить ПРВ статистик  $Z_1$  и  $Z_2$ , первая из которых является отношением оценок моментов  $\hat{M}_1/\hat{M}_0$ , а вторая также может быть сведена к отношению оценок моментов  $\hat{M}_2/\hat{M}_0$  в силу того, что математическое ожидание оценки первого момента  $\mu_1 = 0$  и членом  $(\hat{M}_1/\hat{M}_0)^2$  в выражении для  $Z_2$  можно пренебречь.

Пусть случайные величины  $\eta$  и  $\xi$  имеют совместное нормальное распределение

$$g_{\xi\eta}(x, y) = \frac{1}{2\pi\sigma_\xi\sigma_\eta\sqrt{1-r^2}} \times$$

$$\times \exp \left[ -\frac{1}{2(1-r^2)} \left( \frac{(x-\mu_\xi)^2}{\sigma_\xi^2} - 2r \frac{(x-\mu_\xi)(y-\mu_\eta)}{\sigma_\xi \sigma_\eta} + \frac{(y-\mu_\eta)^2}{\sigma_\eta^2} \right) \right],$$

где  $\mu_\xi$  и  $\mu_\eta$  – математические ожидания;  $\sigma_\xi^2$  и  $\sigma_\eta^2$  – дисперсии;  $r$  – коэффициент корреляции. Несложно показать, что случайная величина  $\zeta = \eta/\xi$ , равная отношению исходных случайных величин  $\eta$  и  $\xi$ , имеет ПРВ

$$f_\zeta(z) = \frac{\exp(-c^2)}{2\pi\sigma_\xi\sigma_\eta a^2 \sqrt{1-r^2}} \times \left[ 1 + \sqrt{\pi} \frac{b}{a} \exp\left(\frac{b^2}{a^2}\right) \operatorname{erf}\left(\frac{b}{a}\right) \right], \quad (10)$$

где

$$a^2 = \frac{1}{2(1-r^2)} \left( \frac{1}{\sigma_\xi^2} - \frac{2rz}{\sigma_\xi \sigma_\eta} + \frac{z^2}{\sigma_\eta^2} \right);$$

$$b = \frac{1}{2(1-r^2)} \left[ \frac{\mu_\xi}{\sigma_\xi^2} - \frac{r}{\sigma_\xi \sigma_\eta} (\mu_\xi z + \mu_\eta) + \frac{\mu_\eta z}{\sigma_\eta^2} \right]; \quad (11)$$

$$c^2 = \frac{1}{2(1-r^2)} \left( \frac{\mu_\xi^2}{\sigma_\xi^2} - \frac{2r\mu_\xi\mu_\eta}{\sigma_\xi \sigma_\eta} + \frac{\mu_\eta^2}{\sigma_\eta^2} \right).$$

Уравнения (10) и (11) позволяют вычислить ПРВ решающих статистик  $Z_1$  и  $Z_2$ , если принять, что ПРВ оценок  $\hat{M}_0, \hat{M}_1, \hat{M}_2$  – нормальные с математическими ожиданиями (7) и элементами КМ (9).

Уравнение для ПРВ (10) является точным, однако его использование для вычисления интегральных функций распределения статистик  $Z_1$  и  $Z_2$  затруднительно. В связи с этим целесообразно найти подходящую замену данной ПРВ, воспользовавшись тем, что параметры  $a, b, c$  при больших  $N$  также имеют большие значения. При этом  $\exp(-c^2) \approx 0$  и  $\operatorname{erf}(b/a) \approx 1$ . Тогда

$$f_\zeta(z) \approx \frac{1}{2\sqrt{\pi}\sigma_\xi\sigma_\eta a^2 \sqrt{1-r^2}} \frac{b}{a} \exp\left(-c^2 + \frac{b^2}{a^2}\right). \quad (12)$$

Введем новую случайную величину

$$V = c^2 - \left(\frac{b}{a}\right)^2 =$$

$$= \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{\mu_\xi \zeta - \mu_\eta}{\sqrt{\sigma_\xi^2 \zeta^2 - 2r\zeta\sigma_\xi\sigma_\eta + \sigma_\eta^2}} =$$

$$= \frac{\mu_\xi}{\sqrt{2\sigma_\xi^2}} \frac{\zeta - d}{\sqrt{\zeta^2 - 2rs\zeta + s^2}}, \quad (13)$$

где  $d = \mu_\eta/\mu_\xi$ ;  $s = \sigma_\eta/\sigma_\xi$ . Тогда ПРВ (12) можно записать в виде

$$f_\zeta(z) = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \exp[-v^2] \frac{dv}{dz}. \quad (14)$$

Это свидетельствует о том, что введенная случайная величина  $V$  имеет нормальное распределение, ПРВ и интегральная функция которого равны:

$$f_V(v) = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \exp[-v^2] = g\left(v; 0, \frac{1}{2}\right);$$

$$F_V(v) = \frac{1}{2} [1 + \operatorname{erf}(v)], \quad (15)$$

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

На рис. 3 приведены гистограммы распределений случайных величин

$$V_0 = (Z_0 - \mu_0) / \sqrt{2\sigma_0^2}, \quad (16)$$

$V_1$  и  $V_2$ . Случайные величины  $V_1$  и  $V_2$  получены в результате математического моделирования при заменах  $\zeta = Z_1$  и  $\zeta = Z_2$  в (13). Здесь же пунктирной линией представлены графики ПРВ (14). Как следует из рисунка, ПРВ  $V_0, V_1$  и  $V_2$  с высокой точностью соответствуют нормальной плотности (15).

Из (13) следует, что случайная величина  $V \in \left[-\mu_\xi/\sqrt{2\sigma_\xi^2}, \mu_\xi/\sqrt{2\sigma_\xi^2}\right]$ , причем зависимость  $V = V(\zeta)$  является строго монотонной.

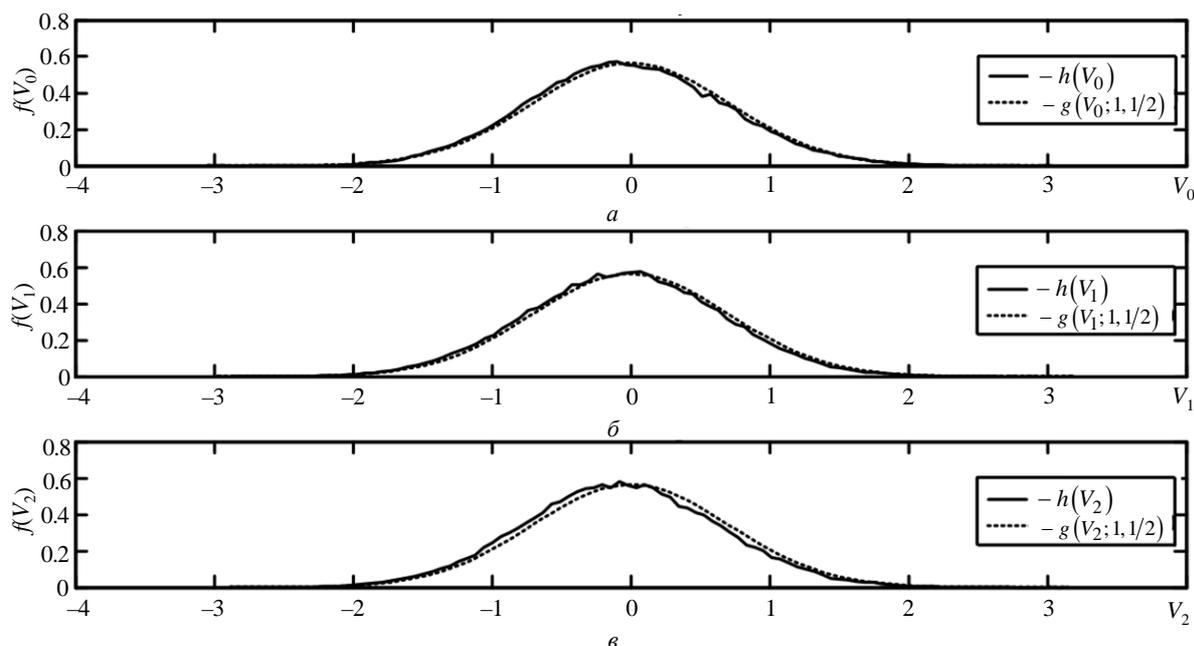


Рис. 3. Плотности распределения вероятности и их гистограммные оценки для статистик:  $a - V_0$ ;  $b - V_1$ ;  $v - V_2$

Fig. 3. Probability density functions and their histogram estimates for the statistics:  $a - V_0$ ;  $b - V_1$ ;  $v - V_2$

Это дает возможность выразить случайную величину  $\zeta$  через  $V$ :

$$\zeta = \frac{1}{1-v^2} \left[ (d-rsv^2) + v\sqrt{(d-rs)^2 + s^2(1-r^2)(1-v^2)} \right], \quad (17)$$

где  $v = V\sqrt{2\sigma_\xi^2}/\mu_\xi$ . При  $m=0$  и  $r=0$ , что соответствует статистике  $Z_1 = \hat{M}_1/\hat{M}_0$ , уравнение (16) упрощается:

$$\zeta = \frac{sv}{\sqrt{1-v^2}}. \quad (18)$$

Использование статистик  $V_0$ ,  $V_1$ ,  $V_2$  вместо  $Z_0$ ,  $Z_1$ ,  $Z_2$  в многоканальном CFAR-обнаружителе движущейся цели имеет следующие преимущества:

1) эти статистики имеют одинаковое распределение вероятностей (15), и, следовательно, порог обнаружения  $T_V$  для них будет одним и тем же;

2) значения статистик  $Z_0$ ,  $Z_1$ ,  $Z_2$  в ячейке, где находится цель, могут быть как больше, так и меньше тех значений, которые характерны для ячеек, занятых помеховыми сигналами. Это создает определенные трудности при организа-

ции процедуры сравнения с порогом. В то же время для ПП математические ожидания  $V_0$ ,  $V_1$ ,  $V_2$  равны нулю. Поэтому возведение в квадрат этих статистик дает возможность получить устойчивый положительный выброс в ячейке, занятой сигналом от цели.

**Многоканальный SO-CFAR-обнаружитель цели.** Алгоритм работы предлагаемого многоканального SO-CFAR-обнаружителя в PCA реализуется последовательностью следующих шагов:

1) принимается двухмерный сигнальный массив  $x[m, n]$  размера  $M \times N$ , где  $m \in [0, M-1]$  – "быстрое" время (номера элементов разрешения по дальности);  $n \in [0, N-1]$  – "медленное" время (номера элементов разрешения по азимуту);

2) для каждого  $m$ -го элемента дальности рассчитывается оценка КФ  $\hat{R}_x[m, :][n]$ ,  $n \in [-N+1, N-1]$  (уравнение (6));

3) на основании (4) вычисляются оценки моментов  $\hat{M}_0[m]$ ,  $\hat{M}_1[m]$ ,  $\hat{M}_2[m]$ ,  $m = 0, \dots, M-1$ ;

4) вычисляются статистики  $Z_0[m] = \hat{M}_0[m]$ ,  $Z_1[m] = \hat{M}_1[m]/\hat{M}_0[m]$  и  $Z_2[m] = \hat{M}_2[m]/\hat{M}_0[m] - (\hat{M}_1[m]/\hat{M}_0[m])^2$ ,  $m = 0, \dots, M-1$ ;

5) для тестируемого  $m$ -го элемента разрешения в контрольных окнах, содержащих по  $L$

элементов разрешения, оцениваются математические ожидания, среднеквадратические отклонения (СКО) и коэффициенты корреляции:

$$\begin{aligned}\hat{\mu}_p^{(1)} &= L^{-1} \sum_{k=m-L}^{m-1} Z_p[k], \\ \hat{\mu}_p^{(2)} &= L^{-1} \sum_{k=m+1}^{m+L} Z_p[k]; \\ \sigma_p^{(1)} &= \left[ L^{-1} \sum_{k=m-L}^{m-1} \left( Z_p[k] - \hat{\mu}_p^{(1)} \right)^2 \right]^{1/2}, \\ \sigma_p^{(2)} &= \left[ L^{-1} \sum_{k=m+1}^{m+L} \left( Z_p[k] - \hat{\mu}_p^{(2)} \right)^2 \right]^{1/2}; \\ p &= 0, 1, 2; \\ r^{(1)} &= \frac{1}{L\sigma_0^{(1)}\sigma_2^{(1)}} \times \\ &\times \sum_{k=m-L}^{m-1} \left( Z_0[k] - \hat{\mu}_0^{(1)} \right) \left( Z_2[k] - \hat{\mu}_2^{(1)} \right), \\ r^{(2)} &= \frac{1}{L\sigma_0^{(2)}\sigma_2^{(2)}} \times \\ &\times \sum_{k=m+1}^{m+L} \left( Z_0[k] - \hat{\mu}_0^{(2)} \right) \left( Z_2[k] - \hat{\mu}_2^{(2)} \right),\end{aligned}$$

где цифры в круглых скобках соответствуют номеру контрольного окна;

б) вычисляется единый для статистик  $V_0^2[m]$ ,  $V_1^2[m]$ ,  $V_2^2[m]$  порог обнаружения по заданной вероятности ЛТ, которую обозначим  $P_{fa}$ :

$$T_V = \left[ \operatorname{erfc}^{-1}(P_{fa}) \right]^2, \quad (19)$$

где  $\operatorname{erfc}^{-1}(\cdot)$  – функция, обратная комплиментарной функции ошибок  $\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^\infty \exp[-t^2] dt$ ;

7) на основании уравнений (16)–(18) рассчитываются пороги статистик  $Z_0$ ,  $Z_1$ ,  $Z_2$  в контрольных окнах:

$$\begin{aligned}T_{Z0}^{(j)} &= \sqrt{2}\sigma_0^{(j)}t_V^{(j)} + \mu_0^{(j)}; \\ T_{Z1}^{(j)} &= s_1^{(j)}t_V^{(j)} / \sqrt{1 - \left(t_V^{(j)}\right)^2}; \\ T_{Z2}^{(j)} &= \frac{1}{1 - \left(t_V^{(j)}\right)^2} \left( \left[ d_2^{(j)} - r^{(j)}s_2^{(j)} \left(t_V^{(j)}\right)^2 \right] + \right. \\ &\quad \left. + t_V^{(j)} \left\{ \left( d_2^{(j)} - r^{(j)}s_2^{(j)} \right)^2 + \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + \left( s_2^{(j)} \right)^2 \left[ 1 - \left( r^{(j)} \right)^2 \right] \left[ 1 - \left( t_V^{(j)} \right)^2 \right] \right\} \right)^{1/2},\end{aligned}$$

где  $t_V^{(j)} = \sqrt{2}\sigma_0^{(j)}T_V / \mu_0^{(j)}$ ;  $s_1^{(j)} = \sigma_1^{(j)} / \sigma_0^{(j)}$ ;  $d_2^{(j)} = \mu_2^{(j)} / \mu_0^{(j)}$ ;  $s_2^{(j)} = \sigma_2^{(j)} / \sigma_0^{(j)}$ ;  $j=1, 2$  – номер контрольного окна;

8) определяется номер окна  $j_p$  ( $p=0, 1, 2$ ) с минимальным значением соответствующего порога для каждой из статистик  $Z_0$ ,  $Z_1$ ,  $Z_2$ :

$$j_p = \min_{j=1, 2} T_{Zp}^{(j)}, \quad p=0, 1, 2;$$

9) на основании уравнений (17)–(19) вычисляются статистики:

$$\begin{aligned}V_0[m] &= \left( Z_0[m] - \mu_0^{(j_p)} \right) / \sqrt{2}\sigma_0^{(j_p)}; \\ V_1[m] &= \frac{\mu_0^{(j_p)}}{\sqrt{2}\sigma_0^{(j_p)}} \frac{Z_1[m]}{\sqrt{Z_1^2[m] + \left( s_1^{(j_p)} \right)^2}}; \\ V_2[m] &= \frac{\mu_0^{(j_p)}}{\sqrt{2}\sigma_0^{(j_p)}} \times \\ &\times \frac{Z_2[m] - d_2^{(j_p)}}{\sqrt{Z_2^2[m] - 2r^{(j_p)}s_2^{(j_p)}Z_2[m] + \left( s_2^{(j_p)} \right)^2}};\end{aligned}$$

10) реализуется пороговая процедура

$$V_p^2[m] \underset{D_p=0}{>} \underset{D_p=1}{<} T_V, \quad p=0, 1, 2,$$

в результате которой формируется вектор решений  $(D_0, D_1, D_2)$ ;

11) окончательное решение  $D[m]$  об обнаружении сигнала цели в  $m$ -й ячейке может быть принято, например, на основе правила "2/3":

$$(D_0 + D_1 + D_2) \begin{matrix} D[m]=1 & & \\ & > & \\ & < & \\ & & & 2, \\ D[m]=0 & & & \end{matrix}$$

т. е. для обнаружения цели достаточно двух положительных решений по итогам сравнения статистик  $V_0^2[m]$ ,  $V_1^2[m]$  и  $V_2^2[m]$  с единым порогом  $T_V$ .

Необходимо отметить, что стратегия SO-CFAR реализуется на шаге 8 посредством определения  $j_p$  ( $p=0, 1, 2$ ) – номера окна с минимальным значением порога для каждой статистики  $Z_0, Z_1, Z_2$ .

**Математическое моделирование обнаружителя.** Для оценки качества предлагаемого SO-CFAR-обнаружителя было проведено математическое моделирование при следующих сценарных параметрах:

- режим обзора РСА – боковой;
- количество ячеек (элементов разрешения по дальности)  $M = 256$ ;
- количество отсчетов сигнальной выборки по азимуту  $N = 1024$ ;

- размер контрольного окна  $L = 42$ ;
- длина волны РСА  $\lambda = 5.6$  см;
- длина апертуры антенны  $d = 0.3$  м;
- ширина спектра зондирующего импульса  $\Delta f = 100$  МГц;
- скорость движения носителя  $v_{\text{РСА}} = 30$  м/с;
- дальность до ближней границы зоны обзора РСА  $R_{\text{РСА}} = 10$  км;
- длина синтезированной апертуры  $D_{\text{РСА}} = 74$  м;
- начальные координаты цели  $X_{\text{Ц}} = 487.51$  м,  $Y_{\text{Ц}} = 10055.66$  м;
- вектор скорости цели  $\mathbf{v}_{\text{Ц}} = (4; 2)$  м/с;
- вероятность ЛТ  $P_{\text{fa}} = 10^{-2}, \dots, 10^{-5}$ ;
- помеха – белый гауссовский шум;
- количество статистических испытаний  $K = 10\,000$ .

Оценка качества обнаружителя проводилась в 2 этапа. На первом исследовалась зависимость вероятности ЛТ обнаружителя  $F$  от вероятности  $P_{\text{fa}}$ , выбор которой определял единый порог обнаружения  $T_V$  для статистик  $V_0^2, V_1^2, V_2^2$  (см. шаг № 6 алгоритма, уравнение (19)). Результаты моделирования представлены на рис. 4. Сплошная линия соответствует синтезированному алгоритму (3М-алгоритму), использующему оценки всех трех моментов,

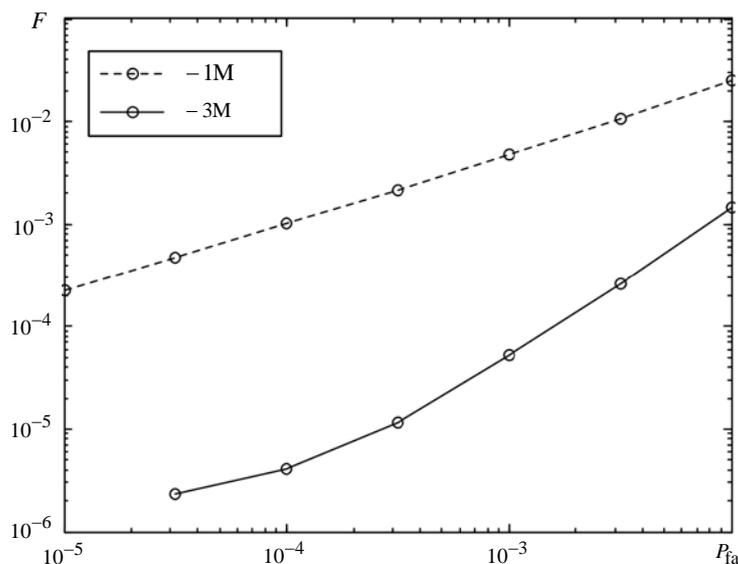


Рис. 4. Зависимость вероятности ложной тревоги обнаружителей  $F$  от вероятности  $P_{\text{fa}}$

Fig. 4. The false alarm probability  $F$  via the probability  $P_{\text{fa}}$

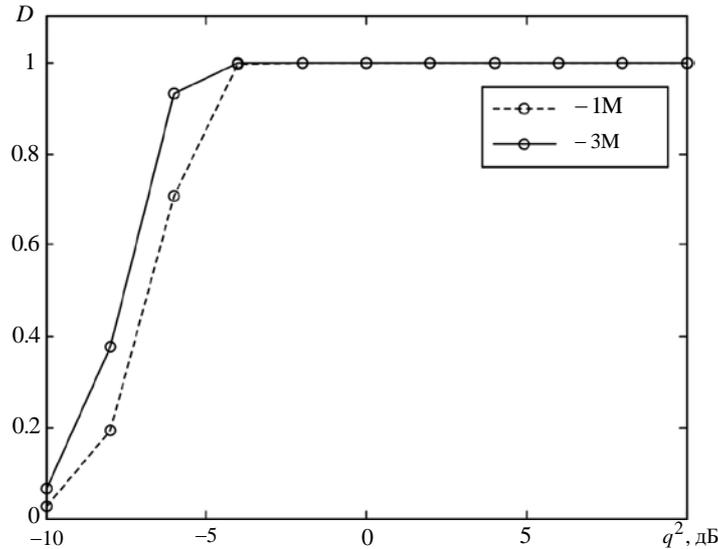


Рис. 5. Зависимости вероятности правильного обнаружения  $D$  от ОСП  $q^2$

Fig. 5. The detection probability  $D$  via the signal to clutter ratio  $q^2$

штриховая – алгоритму обнаружения, в котором используется только оценка нулевого момента  $M_0$  (1М-алгоритму) и который, по сути, является стандартным SO-CFAR-алгоритмом, основанным на энергетическом отличии сигнала цели от ПП.

Как следует из рисунка, при одной и той же VFA-вероятности  $P_{fa}$  синтезированный алгоритм имеет значительно меньшую вероятность ЛТ. Так при  $P_{fa} = 10^{-4}$   $F = 2.75 \cdot 10^{-6}$  для 3М-алгоритма и  $F = 1.74 \cdot 10^{-3}$  для 1М-алгоритма. Таким образом, по этому показателю 3М-алгоритм более чем на 3 порядка лучше по сравнению с 1М-алгоритмом. Объясняется такое превосходство тем, что решение об обнаружении цели выносится не только на основании оценки мощности принимаемого сигнала, но и более полного использования заключенной в нем информации.

На втором этапе моделирования исследовалась зависимость вероятности правильного обнаружения  $D$  от отношения сигнал/помеха (ОСП)  $q^2$ . Полученные на первом этапе данные позволяют уравнивать вероятности ЛТ  $F$  3М-алгоритма и 1М-алгоритма выбором разных порогов обнаружения  $T_V$ . Для этого зависимости логарифма ЛТ  $\ln F$  от логарифма VFA-вероятности ЛТ  $\ln P_{fa}$  были интерполированы полиномами второго порядка. Полученные в

результате интерполяции оценки коэффициентов полиномов были использованы для расчетов значений  $P_{fa}$  при заданном значении  $F$ . По вычисленным таким образом  $P_{fa}$  на основании (19) определялись пороги  $T_V$ . Так при  $F = 10^{-4}$  для 1М-алгоритма порог обнаружения оказался равным 10.992, а для алгоритма 3М – соответственно 4.902. Равенство вероятностей  $F$  для сравниваемых алгоритмов позволило объективно судить о качестве их обнаружения. На рис. 5 представлены графики зависимостей  $D = D(q^2)$  при  $F = 10^{-4}$  для 3М-алгоритма (сплошная линия) и 1М-алгоритма (штриховая линия).

Как следует из рисунка, 3М-алгоритм превосходит по качеству обнаружения 1М-алгоритм. Например, при ОСП  $q^2 = -6$  дБ для 3М-алгоритма  $D = 0.933$  против  $D = 0.708$  для 1М-алгоритма. Таким образом, синтезированный алгоритм обнаружения в ходе математического моделирования показал хорошие результаты и может быть также использован для обнаружения движущихся целей в РСА.

**Заключение.** В статье рассмотрен CFAR-обнаружитель цели для РСА. В отличие от известных обнаружителей, предложенных для одноканальных по пространству РСА, принцип работы синтезированного обнаружителя осно-

ван на использовании разницы не только в мощности сигналов от цели и ПП, но и в спектральных свойствах этих сигналов. Это достигается оценкой первых трех алгебраических моментов спектральной плотности мощности сигналов в тестируемом и контрольных элементах разрешения по дальности. Посредством преобразования оценок моментов удалось получить набор из трех решающих статистик, которые не только сохраняют информацию о мощности принимаемого сигнала, положении энергетического центра и ширине спектра, но имеют одинаковое нормальное распределение вероятности. Это позволяет уста-

новить для вынесения решения единый порог обнаружения. В предлагаемом обнаружителе окончательное решение о присутствии сигнала от цели в тестируемом элементе разрешения выносится при превышении порога как минимум двумя из трех решающих статистик. Математическое моделирование показало, что предлагаемый обнаружитель обеспечивает вероятность правильного обнаружения  $D = 0.933$  против  $D = 0.708$  у стандартного SO-CFAR-обнаружителя при выбранных сценарных параметрах, отношении сигнал/помеха  $-6$  дБ и вероятности ЛТ  $10^{-4}$ .

### Список литературы

1. Gandhi P. P., Kassam S. A. Analysis of CFAR processors in non-homogeneous background // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 1988. Vol. 24, № 4. P. 427–445. doi: 10.1109/7.7185
2. Finn H. M., Johnson R. S. Adaptive detection mode with threshold control as a function of spatially sampled clutter level estimates // RCA Review. 1968. Vol. 29. P. 414–468.
3. Moore J. D., Lawrence N. B. Comparison of two CFAR methods used with square law detection of Swerling I targets // Proc. of the IEEE Intern. Radar Conf., Arlington, VA, Apr. 1980. P. 403–409.
4. Weiss M. Analysis of some modified cell-averaging CFAR processors in multiple-target situations // Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 1982. Vol. 18, № 1. P. 102–113. doi: 10.1109/taes.1982.309210
5. Hansen V. G. Constant false alarm rate processing in search radars // Proc. of the IEEE Intern. Radar Conf., London, UK, 1973. P. 325–332.
6. Trunk G. V. Range resolution of targets using automatic detectors // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 1978. Vol. 14, № 5. P. 750–755. doi: 10.1109/TAES.1978.308625
7. Rohling H. Radar CFAR thresholding in clutter and multiple target situations // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 1983. Vol. 19, № 4. P. 608–621. doi: 10.1109/taes.1983.309350
8. Hansen V. G., Sawyers J. H. Detectability loss due to greatest of selection in a cell-averaging CFAR // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 1980. Vol. 16, № 1. P. 115–118. doi: 10.1109/taes.1980.308885
9. Target detection in synthetic aperture radar imagery: a state-of-the-art survey / K. El-Darymli, P. McGuire, D. Power, C. R. Moloney // J. of Applied Remote Sensing. 2013. Vol. 7. P. 1–35. doi: 10.1117/1.jrs.7.071598
10. Automatic Target Recognition in Synthetic Aperture Radar Imagery: A State-of-the-Art Review / K. El-Darymli, P. McGuire, D. Power, C. R. Moloney // IEEE Access. 2016. Vol. 4. P. 6014–6058. doi: 10.1109/ACCESS.2016.2611492
11. A New Two Parameter CFAR Ship Detector in Log-Normal Clutter / J. Ai, X. Yang, Z. Dong, F. Zhou, L. Jia // IEEE Radar Conf. Seattle, WA, USA, 08–12 May 2017. IEEE, 2017. P. 195–199. doi: 10.1109/RADAR.2017.7944196
12. Goldstein G. B. False-Alarm Regulation in Log-Normal and Weibull Clutter // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 1973. Vol. AES 9, № 1. P. 84–92. doi: 10.1109/TAES.1973.309705
13. Kuttikkad S., Chellappa R. Non-Gaussian CFAR Techniques for Target Detection in High Resolution SAR Images // Proc. of the IEEE Intern. Conf. on Image Processing, Austin, Texas, USA, 13–16 Nov. 1994. IEEE, 1994. P. 910–914. doi: 10.1109/icip.1994.413444
14. Smith M. E., Varshney P. K. Intelligent CFAR processor based on data variability // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 2000. Vol. 36, № 3. P. 837–847. doi: 10.1109/7.869503
15. A novel variable index and excision CFAR based ship detection method on SAR imagery / K. Ji, X. Xing, H. Zou, J. Sun // J. of Sensors. 2015. Vol. 2015. Art. ID 437083. doi: 10.1155/2015/437083
16. Wang L., Wang D., Hao C. Intelligent CFAR Detector Based on Support Vector Machine // IEEE Access. 2017. Vol. 5. P. 26965–26972. doi: 10.1109/ACCESS.2017.2774262
17. Pham Q. H., Brosnan T. M., Smith J. M. Multi-stage algorithm for detection of targets in SAR image data // Proc. of the SPIE. 1997. Vol. 3070. P. 66–75. doi: 10.1117/12.281583
18. Multiresolution detection of coherent radar targets / N. S. Subotic, B. J. Thelen, J. D. Gorman, M. F. Reiley // IEEE Transactions on Image Processing. 1997. Vol. 6, № 1. P. 21–35. doi: 10.1109/83.552094
19. Kaplan L. M., Murenzi R., Namuduri K. R. Extended Fractal Feature for First-Stage SAR Target Detection // Proc. of the SPIE. 1999. Vol. 3721. P. 35–46. doi: 10.1117/12.357684
20. Kaplan L. M. Improved SAR target detection via extended fractal features // IEEE Transactions on

Aerospace and Electronic Systems. 2001. Vol. 37, № 2. P. 436–451. doi: 10.1109/7.937460

21. Hatem G. M., Sadah J. W., Saeed T. R. Comparative Study of Various CFAR Algorithms for Non-Homogenous Environments // IOP Conf. Ser. Materials Science and Engineering, Kerbala, Iraq, 26–27 March 2018. Vol. 433. Art. num. 012080. doi: 10.1088/1757-899x/433/1/012080

22. Novak L. M., Burl M. C., Irving W. W. Optimal Polarimetric Processing for Enhanced Target Detection // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 1993. Vol. 29, № 1. P. 234–244. doi: 10.1109/7.249129

23. Монаков А. А. Наблюдение пространственно-протяженных целей в радиолокационных системах с фазированными антенными решетками // Радиотехника. 1999. Т. 63, № 3. С. 3–9.

24. Monakov A. A. Radar Observation of Extended Targets with Antenna Arrays // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 2000. Vol. 36, № 1. P. 297–302. doi: 10.1109/7.826333

25. Монаков А. А. Оценка алгебраических моментов спектра случайных процессов в задачах радиолокации протяженных целей // Успехи современной радиоэлектроники. 2006. Т. 60, № 10. С. 36–50.

26. Монаков А. А., Монаков Ю. А. Наблюдение турбулентных атмосферных областей в бортовых метеорологических радиолокаторах: измерение параметров турбулентности // Успехи современной радиоэлектроники. 2012. Т. 66, № 5. С. 14–28.

27. Марпл-мл. С. Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения / пер. с англ. М.: Мир, 1990. 584 с.

### Информация об авторе

**Монаков Андрей Алексеевич** – доктор технических наук (2000), профессор (2005) кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. Почетный машиностроитель РФ (2005), почетный работник высшего профессионального образования РФ (2006). Автор более 220 научных работ. Сфера научных интересов – радиолокация протяженных целей; цифровая обработка сигналов; радиолокаторы с синтезированной апертурой; исследование природных сред радиотехническими методами; управление воздушным движением.

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

E-mail: a\_monakov@mail.ru

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

### References

1. Gandhi P. P., Kassam S. A. Analysis of CFAR Processors in Non-Homogeneous Background. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 1988, vol. 24, no. 4, pp. 427–445. doi: 10.1109/7.7185

2. Finn H. M., Johnson R. S. Adaptive Detection Mode with Threshold Control as a Function of Spatially Sampled Clutter Level Estimates. RCA Review. 1968, vol. 29, pp. 414–468.

3. Moore J. D., Lawrence N. B. Comparison of Two CFAR Methods Used with Square Law Detection of Swerling I Targets. Proc. of the IEEE Intern. Radar Conf., Arlington, VA, April 1980, pp. 403–409.

4. Weiss M. Analysis of Some Modified Cell-Averaging CFAR Processors in Multiple-Target Situations. Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 1982, vol. 18, no. 1, pp. 102–113. doi: 10.1109/taes.1982.309210

5. Hansen V. G. Constant False Alarm Rate Processing in Search Radars. Proc. of the IEEE Intern. Radar Conf., London, UK, 1973, pp. 325–332.

6. Trunk G. V. Range Resolution of Targets Using Automatic Detectors. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 1978, vol. 14, no. 5, pp. 750–755. doi: 10.1109/TAES.1978.308625

7. Rohling H. Radar CFAR Thresholding in Clutter and Multiple Target Situations. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 1983, vol. 19, no. 4, pp. 608–621. doi: 10.1109/taes.1983.309350

8. Hansen V. G., Sawyers. J. H. Detectability Loss Due to Greatest of Selection in a Cell-Averaging CFAR. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 1980, vol. 16, no. 1, pp. 115–118. doi: 10.1109/taes.1980.308885

9. El-Darymli K., McGuire P., Power D., Moloney C. R. Target Detection in Synthetic Aperture Radar Imagery: a State-of-the-Art Survey. J. of Applied Remote Sensing. 2013, vol. 7, pp. 1–35. doi: 10.1117/1.jrs.7.071598

10. El-Darymli K., McGuire P., Power D., Moloney C. R. Automatic Target Recognition in Synthetic Aperture Radar Imagery: A State-of-the-Art Review. IEEE Access. 2016, vol. 4, pp. 6014–6058. doi: 10.1109/ACCESS.2016.2611492

11. Ai J., Yang X., Dong Z., Zhou F., Jia L. A New Two Parameter CFAR Ship Detector in Log-Normal Clutter. IEEE Radar Conf. Seattle, WA, USA, 08–12 May 2017. IEEE, 2017, pp. 195–199. doi: 10.1109/RADAR.2017.7944196

12. Goldstein G. B. False-Alarm Regulation in Log-Normal and Weibull Clutter. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 1973, vol. AES-9, no. 1, pp. 84–92. doi: 10.1109/TAES.1973.309705

13. Kuttikkad S., Chellappa R. Non-Gaussian CFAR Techniques for Target Detection in High Resolution SAR Images. Proc. of the IEEE Intern. Conf. on Image Processing, Austin, Texas, USA, 13–16 Nov. 1994. IEEE, 1994, pp. 910–914. doi: 10.1109/icip.1994.413444

14. Smith M. E., Varshney P. K. Intelligent CFAR Processor Based on Data Variability. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*. 2000, vol. 36, no. 3, pp. 837–847. doi: 10.1109/7.869503
15. Ji K., Xing X., Zou H., Sun J. A Novel Variable Index and Excision CFAR Based Ship Detection Method on SAR Imagery. *J. of Sensors*. 2015, vol. 2015, art. ID 437083. doi: 10.1155/2015/437083
16. Wang L., Wang D., Hao C. Intelligent CFAR Detector Based on Support Vector Machine. *IEEE Access*. 2017, vol. 5, pp. 26965–26972. doi: 10.1109/ACCESS.2017.2774262
17. Pham Q. H., Brosnan T. M., Smith J. M. Multi-stage Algorithm for Detection of Targets in SAR Image Data. *Proc. of the SPIE*. 1997, vol. 3070, pp. 66–75. doi: 10.1117/12.281583
18. Subotic N. S., Thelen B. J., Gorman J. D., Reiley M. F. Multiresolution Detection of Coherent Radar Targets. *IEEE Transactions on Image Processing*. 1997, vol. 6, no. 1, pp. 21–35. doi: 10.1109/83.552094
19. Kaplan L. M., Murenzi R., Namuduri K. R. Extended Fractal Feature for First-Stage SAR Target Detection. *Proc. of the SPIE*. 1999, vol. 3721, pp. 35–46. doi: 10.1117/12.357684
20. Kaplan L. M. Improved SAR Target Detection via Extended Fractal Features. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*. 2001, vol. 37, no. 2, pp. 436–451. doi: 10.1109/7.937460
21. Hatem G. M., Sadah J. W., Saeed T. R. Comparative Study of Various CFAR Algorithms for Non-Homogenous Environments. *IOP Conf. Ser.: Materials Science and Engineering*, Kerbala, Iraq, 26–27 March 2018, vol. 433, art. no. 012080. doi: 10.1088/1757-899x/433/1/012080
22. Novak L. M., Burl M. C., Irving W. W. Optimal Polarimetric Processing for Enhanced Target Detection. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*. 1993, vol. 29, no. 1, pp. 234–244. doi: 10.1109/7.249129
23. Monakov A. A. Observation of Extended Targets in Radar Systems with Antenna Arrays. *Radioengineering*. 1999, vol. 63, no. 3, pp. 3–9. (In Russ.)
24. Monakov A. A. Radar Observation of Extended Targets with Antenna Arrays. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*. 2000, vol. 36, no. 1, pp. 297–302. doi: 10.1109/7.826333
25. Monakov A. A. Estimation of the Algebraic Spectrum Moments of Random Processes in Problems of the Extended Radar Target Theory. *J. of Achievements of Modern Radioelectronics*. 2006, vol. 60, no. 10, pp. 36–50. (In Russ.)
26. Monakov A. A., Monakov Yu. A. Observation of Atmospheric Turbulence in Airborne Weather Radars: Estimation of Turbulence Parameters. *J. of Achievements of Modern Radioelectronics*. 2012, vol. 66, no. 5, pp. 14–28. (In Russ.)
27. Marple Jr. S. L. *Digital Spectral Analysis with Applications*. New Jersey, Prentice-Hall, 1987, 492 p.

#### Information about the author

**Andrey A. Monakov**, Dr Sci. (Eng.) (2000), Professor (2005) of the Department of Radio Engineering Systems of Saint Petersburg State University of Aerospace Instrumentation. Honored Mechanical Engineer of the Russian Federation (2005), Honored Worker of Higher Professional Education of the Russian Federation (2006). The author of more than 220 scientific publications. Area of expertise: extended radar targets; digital signal processing; synthetic aperture radar; remote sensing; air traffic control.

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

E-mail: a\_monakov@mail.ru

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

## Способ двухэтапного радиолокационного измерения частоты следования лопастей винтовых летательных аппаратов

С. Р. Гейстер<sup>✉</sup>, В. В. Кириченко

ОАО "АЛЕВКУРП", Королев стан, Республика Беларусь

<sup>✉</sup> [hsr\\_1960@yahoo.ru](mailto:hsr_1960@yahoo.ru)

### Аннотация

**Введение.** Радиолокационные изображения винтов летательных аппаратов позволяют существенно улучшить качество решения задач распознавания и защиты от имитирующих помех. Эти изображения могут быть получены с использованием алгоритмов, основанных на обращенном синтезе апертуры антенны. Ключевым фактором, определяющим качество получения изображений, является точность измерения частоты следования лопастей винта. В 2019 г. предложен способ измерения частоты следования лопастей, основанный на свертке спектра "вторичной" модуляции сигнала с одновременным устранением влияния доплеровской частоты сигнала, отраженного от корпуса летательного аппарата. В основе способа лежит циклически повторяющаяся процедура свертки сигнала. При последовательном анализе количество циклов определяется отношением максимального значения частоты следования лопастей (сотни герц) к дискретному частотному сдвигу (тысячные доли герца). В этом случае для решения задачи измерения требуется количество циклов составляет сотни тысяч, что приводит к дорогостоящей практической реализации.

**Цель работы.** Разработка способа двухэтапного измерения частоты следования лопастей, позволяющего сократить количество циклов свертки сигнала в сотни раз.

**Материалы и методы.** Предлагаемый способ направлен на реализацию цепей адаптации к априорно неизвестной частоте вращения винта летательного аппарата, которую можно определить исходя из частоты следования лопастей. Способ предполагает измерение частоты следования лопастей в 2 этапа: на первом этапе выполняется грубое измерение частоты следования лопастей, а на втором – точное измерение в пределах максимальных ошибок грубого измерения.

**Результаты.** Разработан способ двухэтапного измерения частоты следования лопастей в приложении к построению радиолокационных изображений винтов летательных аппаратов. Работоспособность способа иллюстрируется на примере сигнала, отраженного от вертолета Ми-8. Сформировано требование к ошибке измерения частоты следования лопастей и к шагу анализа по частоте на этапе точного измерения. Обосновано требование к частоте повторения зондирующих сигналов, при выполнении которого обеспечивается однозначное восстановление спектра "вторичной" модуляции сигнала, отраженного от лопастей винтовых летательных аппаратов.

**Заключение.** Разработанный способ двухэтапного измерения частоты следования лопастей обеспечивает адаптацию алгоритмов построения радиолокационных изображений винтов летательных аппаратов к частоте вращения этих винтов.

**Ключевые слова:** радиолокационное изображение, винты летательных аппаратов, частота вращения винтов, измерение частоты

**Для цитирования:** 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

---

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

Статья поступила в редакцию 03.04.2024; принята к публикации после рецензирования 13.05.2024; опубликована онлайн 28.06.2024

---

## Method for Two-Stage Radar Measurement of the Blade Repetition Rate of a Propeller-Driven Aircraft

Sergey R. Heister<sup>✉</sup>, Valery V. Kirichenko

JSC "ALEVKURP", Minsk, Republic of Belarus

✉ hsr\_1960@yahoo.ru

### Abstract

**Introduction.** Radar images of aircraft propellers can significantly improve the quality of their recognition and protection against simulating interference. Such images can be obtained using algorithms based on an inverse antenna aperture synthesis. A key factor determining the quality of image acquisition is the accuracy of the rotor blade rotation frequency measurement. In 2019, a method for measuring the blade repetition rate was proposed, which is based on convolution of the "secondary" signal modulation spectrum while simultaneously eliminating the influence of the Doppler frequency of the signal reflected from the aircraft body. In sequential analysis, the number of cycles is determined by the ratio of the maximum blade repetition rate (hundreds of hertz) to the discrete frequency shift (thousandths of hertz). In this case, to solve the measurement problem, the required number of cycles should be hundreds of thousands, which is expensive in terms of practical implementation.

**Aim.** Development of a two-stage method for measuring the blade repetition rate, which allows the number of signal convolution cycles to be reduced by hundreds of times.

**Materials and methods.** The proposed method is aimed at implementing adaptation circuits to an a priori unknown rotor speed of an aircraft, which can be determined based on the blade rotation frequency. The method involves measuring the blade frequency in two stages: a rough measurement of the blade frequency rate followed by its accurate measurement within the limits of the maximum errors of the rough measurement.

**Results.** A method for a two-stage measurement of the blade repetition rate as applied to the construction of radar images of aircraft propellers is proposed. The feasibility of the method is illustrated by the example of a signal reflected from a Mi-8 helicopter. The requirements to the measurement error of the blade repetition rate and to the frequency analysis step at the precise measurement stage are formulated. The requirement to the repetition rate of probing signals is substantiated, the fulfillment of which ensures an unambiguous restoration of the spectrum of "secondary" modulation of the signal reflected from the blades of a propeller-driven aircraft.

**Conclusion.** The developed method for a two-stage measurement of the blade repetition rate ensures the adaptation of algorithms for constructing radar images of aircraft propellers to their rotation frequency.

**Keywords:** radar image, aircraft propellers, rotor speed, frequency measurement

**For citation:** 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. doi: 10.32603/1993-8985-2024-27-3-68-80

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

Submitted 03.04.2024; accepted 13.05.2024; published online 28.06.2024

**Введение.** Распознавание аэродинамических летательных аппаратов (ЛА) основано на получении информации об их конструктивных особенностях и геометрических размерах. Эта информация может быть получена из отраженного от ЛА сигнала, принятого радиолокатором [1–12]. Наиболее информативным представлением конструктивных особенностей ЛА являются радиолокационные портреты [7, 12–14], характеризующие распределение отражательных характеристик в различных пространствах

(дальность, частота, координаты в картинной плоскости, угол и скорость углового перемещения, поляризация и пр.).

Радиолокационное изображение (РЛИ) винтов летательных аппаратов представляет собой совокупность комплексных амплитуд сигналов, полученных в элементах разрешения по углу в плоскости вращения винта: в вертикальной плоскости – изображение тянущих винтов самолетов и рулевых винтов одновинтовых вертолетов [13, 14], в горизонтальной

Способ двухэтапного радиолокационного измерения частоты следования лопастей винтовых летательных аппаратов

Method for Two-Stage Radar Measurement of the Blade Repetition Rate of a Propeller-Driven Aircraft

плоскости – изображение несущих винтов вертолетов [13, 14] и квадрокоптеров.

РЛИ лопастей винтов ЛА является весьма информативным, так как дает представление о количестве лопастей в винте, а также о количестве винтов в конструкции ЛА. Ключевым условием получения этих РЛИ является измерение частоты (частот) вращения винта (винтов) ЛА. На первый взгляд, такое измерение не представляется проблемным – временная реализация содержит сигналы "вторичной" модуляции, отраженные от лопастей винтов. Однако при прямом использовании временной реализации для измерений в условиях разнообразных помех качество измерения является невысоким.

В [15] предложен способ измерения частоты следования лопастей, основанный на свертке спектра "вторичной" модуляции сигнала. Важной особенностью этого способа является его независимость от изменяющейся в процессе наблюдения доплеровской частоты отраженного сигнала, которая компенсируется в ходе автокорреляционной свертки принятого сигнала. Этот способ показал устойчивость в условиях помех и высокую точность измерения частоты следования лопастей. Однако его недостатком является большое количество циклов при последовательном анализе, которое определяется отношением максимального значения частоты следования лопастей (сотни герц) к дискретному частотному сдвигу (тысячные доли герца) и составляет сотни тысяч.

Этот недостаток удалось преодолеть с помощью двухэтапной процедуры измерения: на первом этапе выполняется грубая оценка частоты следования лопастей, а на втором – точная в пределах максимальной ошибки грубой оценки. Рассматриваемый в данной статье способ двухэтапного измерения частоты позволяет сократить количество циклов в сотни раз по сравнению со способом, изложенным в [15].

**Постановка задачи.** Для обеспечения ясности в понимании рассмотрим задачу измерения на примере одного горизонтального винта (несущий винт вертолета), который имеет  $N_{\text{л}}$  лопастей и вращается с частотой  $F_{\text{в}}$ . Каждая лопасть имеет переднюю и заднюю кромки, которые эффективно отражают зондирующий сигнал радиолокаци-

онной станции (РЛС). Так как диаграмма рассеяния кромки лопасти, совершающей поступательно-вращательное движение, имеет явно выраженный максимум и боковые лепестки, то отраженный от каждой кромки сигнал приобретает амплитудно-фазовую модуляцию. Спектр сигнала "вторичной" модуляции представляет собой [15] набор спектральных составляющих, следующих с интервалом  $F_{\text{вл}} = F_{\text{в}} N_{\text{л}}$  и принадлежащих приближающимся и удаляющимся кромкам соответствующих лопастей.

Перед непосредственным рассмотрением способа измерения:

– обосновывается требование к частоте повторения зондирующего сигнала, при которой обеспечивается однозначное восстановление спектра "вторичной" модуляции и, как следствие, правильное построение РЛИ лопастей винтов ЛА;

– обосновывается требование к ошибке измерения частоты следования лопастей и, соответственно, к шагу анализа по частоте на этапе точного измерения.

Все основные процедуры предлагаемого способа иллюстрируются примерами моделирования для одновинтового вертолета.

**Требование к частоте повторения зондирующих сигналов для обеспечения однозначного восстановления спектра "вторичной" модуляции.** Обоснуем требование к частоте повторения  $F_{\text{п}}$  зондирующих сигналов, при которой обеспечивается однозначное измерение доплеровской частоты отраженного от корпуса ЛА сигнала и однозначное восстановление спектра "вторичной" модуляции сигналов, отраженных от вращающихся лопастей винтов.

Максимальное доплеровское смещение частоты отраженного сигнала (летательный аппарат летит в направлении на однопозиционную РЛС с максимальной скоростью  $v_{\text{ц\_max}}$ ) РЛС определяется известным выражением  $f_{\text{дс\_max}} = \frac{2v_{\text{ц\_max}}}{\lambda}$ , где  $\lambda$  – длина волны зондирующего сигнала РЛС.

Скорость набегающего на конец лопасти воздушного потока, включающая концевую скорость лопасти

$$v_{\text{кл}} = 2\pi L_{\text{л}} F_{\text{в}} \quad (1)$$

длиной  $L_{\text{Л}}$ , скорость движения летательного аппарата  $v_{\text{Ц}}$  и скорость встречного ветра  $v_{\text{В}}$ , не превышает скорости звука в воздухе  $c_{\text{В}} \cong 340$  м/с.

Следовательно, концевая скорость лопасти должна удовлетворять неравенству

$$v_{\text{КЛ}} \leq c_{\text{В}} - v_{\text{Ц}} - v_{\text{В}}. \quad (2)$$

Неравенство (2) определяет ограничения на длину лопасти  $L_{\text{Л}}$  и частоту вращения винта  $F_{\text{В}}$ .

В первом приближении можно полагать:

$$v_{\text{КЛ}} \leq c_{\text{В}} - v_{\text{Ц}_{\text{max}}}. \quad (3)$$

Отражения от лопасти винта формируются ее кромками (передней и задней), которые для различных ЛА имеют разные размеры, форму и ориентацию в пространстве. Комплексная огибающая сигнала, отраженного от кромки лопасти, определяется:

– диаграммой обратного вторичного рассеяния кромки лопасти, которая облучается зондирующим сигналом. Заметим, что параметры диаграммы рассеяния определяются размерами и формой кромок, а также ориентацией лопасти;

– перемещениями кромки лопасти относительно РЛС.

Кратко охарактеризуем "вторичную" модуляцию сигнала  $U_{\text{М}}(t) = |U_{\text{М}}(t)| \exp[i\varphi_{\text{М}}(t)]$ , отраженного от винта. Сигнал, отраженный от приближающейся (удаляющейся) кромки лопасти вращающегося винта, приобретает:

– амплитудную модуляцию из-за перемещения диаграммы вторичного рассеяния кромки  $|U_{\text{М}}(t)|$ ;

– фазовую модуляцию  $\varphi_{\text{М}}(t)$  из-за перемещения точек на кромке лопасти относительно фазового центра антенны РЛС и знакопеременной структуры боковых лепестков диаграммы рассеяния.

Сигнал амплитудной модуляции, выполняющий, фактически, роль "строба" отраженного сигнала во времени, определяет область эффективной фазовой модуляции в отраженном сигнале – в пределах главного лепестка диаграммы обратного рассеяния кромки лопасти при ее перемещении в процессе вращения вин-

та. Так как при ракурсах, соответствующих приближению ЛА к РЛС, винты самолетов (тянущие) и винты вертолетов (несущие и рулевые) по-разному перемещаются относительно фазового центра антенны РЛС, то и "вторичная" модуляция будет иметь разные масштабы.

Заметим, что наиболее широкий спектр "вторичной" модуляции при любых ракурсах наблюдения будет иметь сигнал, отраженный от несущего винта вертолета. Поэтому дальнейшее обоснование требований к частоте повторения зондирующих сигналов проведем на основе отражений от несущего винта вертолета. Количественные примеры рассмотрим в приложении к вертолету Ми-8, в конструкции которого интерес представляют следующие параметры несущего винта: расстояние от центра винта до начала кромки лопасти  $R_{\text{НЛ}} = 0.87$  м; длина кромки лопасти  $L_{\text{Л}} = 9.8$  м и частота вращения винта  $F_{\text{В}} = 3.2$  Гц. С высокой степенью достоверности можно полагать, что кромки лопасти несущего винта являются прямыми с одинаковой отражающей способностью вдоль кромки. Следовательно, диаграмма обратного вторичного рассеяния от такой кромки описывается зависи-

мостью  $\frac{\sin x}{x}$ . Важно также помнить, что огибающая отраженного сигнала, поступившего на обработку в тракт РЛС, определяется временем  $T_{\text{а}}$  наблюдения ЛА и характером перемещения диаграммы направленности антенны РЛС.

Длительность импульса амплитудной модуляции сигнала, отраженного от прямой кромки лопасти (падающая волна на кромке создает равномерное амплитудное и линейное фазовое распределение) в пределах главного лепестка диаграммы обратного рассеяния, определяется выражением

$$T_{0\_а.м} \cong \frac{\Delta\theta_{\text{Л}}}{\Omega_{\text{Л}}}, \quad (4)$$

где  $\Delta\theta_{\text{Л}} \cong \frac{\lambda}{L_{\text{Л}}}$  – ширина главного лепестка диаграммы обратного вторичного рассеяния кромки, рад;  $\Omega_{\text{Л}} = 2\pi F_{\text{В}}$  – угловая скорость перемещения лопасти.

Для несущего винта вертолета Ми-8 ширина главного лепестка  $\Delta\theta_{\text{Л}} \cong 3.06 \cdot 10^{-3}$  рад и, соответственно, длительность  $T_{0\_a.m} \cong 0.152$  мс. Следовательно, прием сигнала "вторичной" модуляции от кромки лопасти несущего винта происходит фактически, только когда линия нормали из центра кромки проходит направление на РЛС. При этом радиальные скорости отражателей на кромке лопасти относительно РЛС наибольшие и, соответственно, для зависшего ( $v_{\text{Ц}} = 0$ ) вертолета:

– доплеровская частота для точки начала кромки

$$f_{\text{дс\_нл}} = 2 \frac{2\pi R_{\text{нл}} F_{\text{В}}}{\lambda}; \quad (5)$$

– доплеровская частота для точки конца кромки

$$f_{\text{дс\_кл}} = 2 \frac{2\pi(R_{\text{нл}} + L_{\text{Л}}) F_{\text{В}}}{\lambda}. \quad (6)$$

Соответственно, в сигнале "вторичной" модуляции:

– ширина спектра фазовой модуляции

$$\Delta f_{\text{ф.м}} = f_{\text{дс\_кл}} - f_{\text{дс\_нл}} = 2 \frac{2\pi L_{\text{Л}} F_{\text{В}}}{\lambda}; \quad (7)$$

– ширина спектра амплитудной модуляции

$$\Delta f_{\text{a.m}} \cong \frac{1}{T_{0\_a.m}} = \frac{\Omega_{\text{Л}}}{\Delta\theta_{\text{Л}}} = \frac{2\pi F_{\text{В}} L_{\text{Л}}}{\lambda}. \quad (8)$$

Соотношение этих величин для несущего винта вертолета имеет значение  $\frac{\Delta f_{\text{ф.м}}}{\Delta f_{\text{a.m}}} \cong 2$ , что указывает на превалирование фазовой модуляции над амплитудной. С учетом этого частоту верхней границы спектра "вторичной" модуля-

ции для приближающейся кромки лопасти вертолета, приближающегося с радиальной скоростью  $v_{\text{р}}$ , можно описать выражением

$$f_{\text{В\_ВМ}} = f_{\text{дс}} + f_{\text{дс\_кл}} = \frac{2v_{\text{р}}}{\lambda} + 2 \frac{2\pi(R_{\text{нл}} + L_{\text{Л}}) F_{\text{В}}}{\lambda}, \quad (9)$$

где  $f_{\text{дс}} = \frac{2v_{\text{р}}}{\lambda}$  – доплеровская частота сигнала, отраженного от корпуса ЛА.

При максимальной скорости  $v_{\text{р}} = v_{\text{Ц\_max}}$

$$f_{\text{В\_ВМ\_max}} = \frac{2v_{\text{Ц\_max}}}{\lambda} + 2 \frac{2\pi(R_{\text{нл}} + L_{\text{Л}}) F_{\text{В}}}{\lambda}. \quad (10)$$

Будем полагать следующее:

– скорости ветра и ЛА существенно меньше скорости звука ( $v_{\text{В}} \ll c_{\text{В}}$ ;  $v_{\text{Ц\_max}} \ll c_{\text{В}}$ );

– расстояние от центра винта до начала лопасти существенно меньше длины лопасти ( $R_{\text{нл}} \ll L_{\text{Л}}$ ).

Тогда с учетом (1)–(3) выражение (10) можно преобразовать к простому виду:

$$f_{\text{В\_ВМ\_max}} \cong \frac{2c_{\text{В}}}{\lambda}. \quad (11)$$

На рис. 1 представлен междупериодный амплитудно-частотный спектр сигнала, отраженного от вертолета Ми-8, полученный моделированием (максимальная спектральная составляющая соответствует отражениям от корпуса вертолета). Частота повторения зондирующего сигнала составляла  $F_{\text{П}} = 100$  кГц. На рис. 2 представлен фрагмент этого спектра. Анализ параметров спектра показывает полное совпадение с данными, которые можно получить для вертолета Ми-8 с использованием выражений (4)–(11).

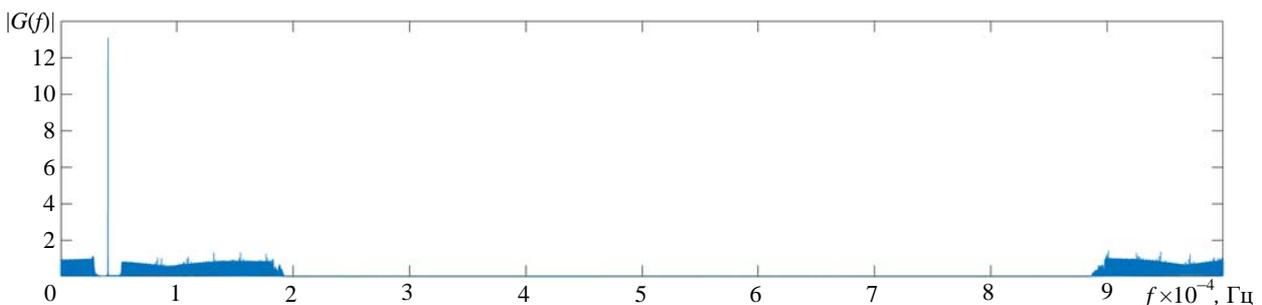


Рис. 1. Амплитудно-частотный спектр сигнала, отраженного от вертолета Ми-8

Fig. 1. Amplitude-frequency spectrum of the signal reflected from the Mi-8 helicopter

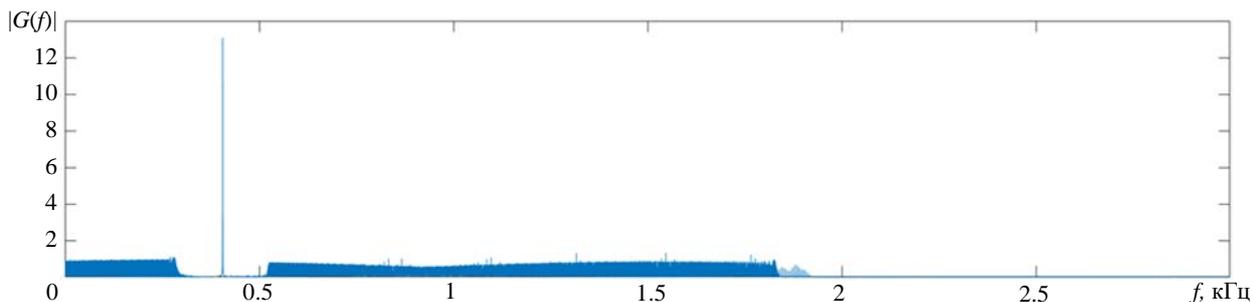


Рис. 2. Фрагмент амплитудно-частотного спектра сигнала, отраженного от вертолета Ми-8  
Fig. 2. Fragment of the amplitude-frequency spectrum of the signal reflected from an Mi-8 helicopter

Заметим, что на всех рисунках, иллюстрирующих рассматриваемый способ, функциональные зависимости представлены в относительных единицах, соответствующих исходному принятому сигналу и параметрам используемых преобразований.

Для однозначного воспроизведения спектра "вторичной" модуляции необходимо использовать только двухквадратурный прием. При двухквадратурном приеме с учетом однозначного измерения частоты на приближение и удаление требование к частоте  $F_{\Pi}$  имеет вид  $F_{\Pi} \geq f_{\text{в\_вм\_max}}$ . Например, в типовых условиях для  $c_{\text{в}} = 340$  м/с при  $\lambda = 0.03$  м требование имеет вид  $F_{\Pi} \geq 45\,332$  Гц.

**Требование к ошибке измерения частоты вращения винта.** Выбор шага изменения частоты  $\Delta F_{\text{точн}}$  при точном измерении частоты следования лопастей  $F_{\text{вл}}$  диктуется требованием к ошибкам измерения. Если частота следования лопастей измерена с ошибкой  $\delta F_{\text{лв}}$ , то частота вращения винта будет измерена с ошибкой

$$\delta F_{\text{в}} = \frac{\delta F_{\text{лв}}}{N_{\text{л}}}. \quad (12)$$

РЛИ лопастей винта строится на основе обращенного синтеза апертуры антенны, который предполагает длительное когерентное накопление отраженного сигнала. Поэтому требование к ошибке измерения частоты вращения можно сформулировать в следующем виде: за время построения изображения (за время синтеза апертуры антенны)  $T_{\text{с.а.а}}$  раз-

тра лопасти, и сигнала для центра виртуальной лопасти [13] в канале обработки из-за ошибки измерения частоты вращения  $\delta F_{\text{в\_тр}}$  не должна превышать значения  $\Delta\varphi_{\delta F\_max} = \frac{\pi}{4}$ . Разность фаз этих сигналов описывается выражением

$$\Delta\varphi_{\delta F} = (v_{\text{цл}}T_{\text{с.а.а}} - v_{\text{цк}}T_{\text{с.а.а}}) \frac{2\pi}{\lambda}, \quad (13)$$

где  $v_{\text{цл}} = 2\pi(R_{\text{нл}} + L_{\text{л}}/2)F_{\text{в}}$  – линейная скорость точки, находящейся в центре лопасти на ЛА;  $v_{\text{цк}} = 2\pi(R_{\text{нл}} + L_{\text{л}}/2)(F_{\text{в}} - \delta F_{\text{в}})$  – линейная скорость точки, находящейся в центре виртуальной лопасти канала обработки [13].

Выражение (13) может быть преобразовано к виду

$$\Delta\varphi_{\delta F} = 2\pi(R_{\text{нл}} + L_{\text{л}}/2)\delta F_{\text{в}}T_{\text{с.а.а}} \frac{2\pi}{\lambda}, \quad (14)$$

из которого можно получить

$$\delta F_{\text{в}} = \frac{\lambda}{2\pi(R_{\text{нл}} + L_{\text{л}}/2)T_{\text{с.а.а}}} \frac{\Delta\varphi_{\delta F}}{2\pi}. \quad (15)$$

На основе (15) требование к ошибке измерения частоты вращения винта можно представить в виде неравенства

$$\delta F_{\text{в\_тр}} \leq \frac{\lambda}{2\pi(R_{\text{нл}} + L_{\text{л}}/2)T_{\text{с.а.а}}} \frac{\Delta\varphi_{\delta F\_max}}{2\pi}. \quad (16)$$

В соответствии с (12), (14) и (16) требование к ошибке измерения частоты следования лопастей можно представить в виде неравенства

$$\delta F_{\text{вл\_тр}} \leq N_{\text{л}} \frac{\lambda}{2\pi(R_{\text{нл}} + L_{\text{л}}/2)T_{\text{с.а.а}}} \frac{\Delta\varphi_{\delta F_{\text{max}}}}{2\pi}. \quad (17)$$

Пример: если  $R_{\text{нл}} = 0.87 \text{ м}$ ;  $L_{\text{л}} = 9.8 \text{ м}$ ;  $N_{\text{л}} = 5$ ;  
 $T_{\text{с.а.а}} = 0.25 \text{ с}$ ;  $\lambda = 0.03 \text{ м}$ ;  $\Delta\varphi_{\delta F_{\text{max}}} = \frac{\pi}{4}$ , то  
 в соответствии с (17) ошибка измерения частоты следования лопастей должна удовлетворять требованию  $\delta F_{\text{вл\_тр}} \leq 0.00207 \text{ Гц}$ .

Требование к шагу изменения частоты  $\Delta F_{\text{точн}}$  при точном измерении частоты следования лопастей  $F_{\text{вл}}$  можно сформулировать в виде

$$\Delta F_{\text{точн}} = \frac{1}{2} \delta F_{\text{вл\_тр}}. \quad (18)$$

Заметим, что требование (17), из которого получено требование (18), является фактически идеальным. На практике ошибки измерения могут выходить за пределы требования (17) по мере снижения отношения сигнал/шум, что будет приводить к соответствующему снижению качества построения РЛИ.

**Способ двухэтапного радиолокационного измерения частоты следования лопастей винтовых летательных аппаратов.** Способ двухэтапного измерения  $F_{\text{вл}}$  предполагает последовательное решение семи задач:

1. Определение шага изменения частоты  $\Delta F_{\text{груб}}$  на этапе грубого измерения. С одной стороны, шаг  $\Delta F_{\text{груб}}$  целесообразно увеличивать, а с другой – его увеличение ограничивается шириной спектра  $\Delta f_{\text{св}}$  свертки сигнала "вторичной" модуляции, которая с учетом исполненной с высокой точностью конструкции винта определяется как  $\Delta f_{\text{св}} \cong \frac{1}{T_a}$ , где  $T_a$  – длительность времени наблюдения. Исходя из целесообразности грубого поиска с перекрытием 50 % шаг  $\Delta F_{\text{груб}}$  должен удовлетворять неравенству  $\Delta F_{\text{груб}} \leq \frac{1}{2T_a}$ . В соответствии с

(17) требуемая ошибка измерения частоты следования лопастей составляет тысячные доли герца. Для обеспечения высокого отношения сигнал/шум и точного выделения максимума свертки [15] при определении частоты следо-

вания лопастей целесообразно (при отсутствии ограничений) время наблюдения выбирать [14] близким к  $T_a \cong 1 \text{ с}$ . Соответственно, шаг при этом будет равен  $\Delta F_{\text{груб}} \cong 0.5 \text{ Гц}$ .

2. Определение количества  $K_{\text{в}}$  измерений на этапе грубой оценки частоты следования лопастей:

$$K_{\text{в}} = \left[ \frac{\Delta F_{\text{ан\_вл}}}{\Delta F_{\text{груб}}} \right]_{\text{целая часть}},$$

где  $\Delta F_{\text{ан\_вл}}$  – диапазон определения частоты следования лопастей.

Диапазон  $\Delta F_{\text{ан\_вл}}$  выбирается исходя из максимально возможной частоты следования лопастей для винтовых летательных аппаратов. Анализ (1) показывает, что чем меньше лопасть, тем выше возможная частота вращения винта. Соответственно, для квадрокоптеров, у которых длина лопасти может иметь значение около 0.1 м, частота следования лопастей с учетом их ограниченной жесткости в двухлопастном винте может достигать сотен герц.

В представляемых далее иллюстрациях рассматриваемого способа используются значения  $\Delta F_{\text{ан\_вл}} = 300 \text{ Гц}$  и  $\Delta F_{\text{груб}} = 0.5 \text{ Гц}$ .

3. Ввод реализации принятого сигнала после внутрипериодной обработки  $u_{\text{с}}(n)$ ,  $n = 0; \overline{N_a - 1}$  и междупериодного стробирования в элементе разрешения по дальности, в котором находится ЛА, где  $n$  – текущий номер периода зондирования, а  $N_a = \left[ T_a F_{\text{п}} \right]_{\text{целая часть}}$ .

Рассматриваемый способ иллюстрируется на примере вертолета Ми-8. Зондирующий сигнал РЛС имеет параметры:  $F_{\text{п}} = 100 \text{ кГц}$  и  $\lambda = 0.03 \text{ м}$ . В качестве примера на рис. 3 представлена реальная часть принятого сигнала, содержащего шумовую помеху и сигнал, отраженный от вертолета Ми-8.

4. Формирование междупериодного амплитудно-фазочастотного спектра  $\xi(g)$ ,  $g = 0; \overline{N_a - 1}$  принятого сигнала с помощью прямого дискретного преобразования Фурье:

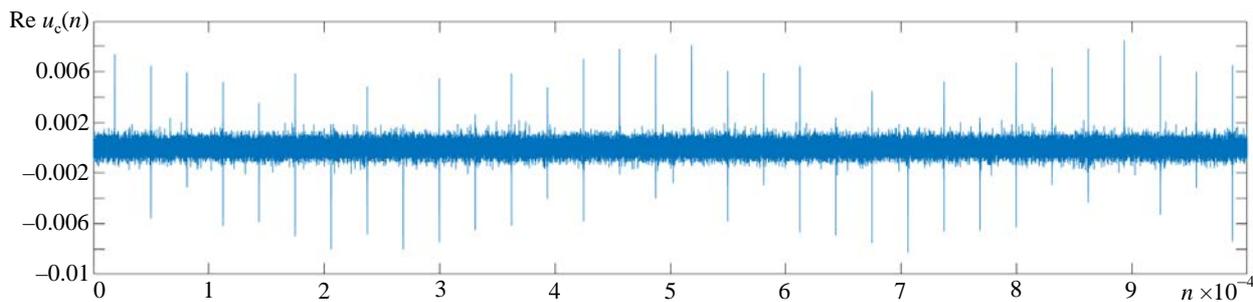


Рис. 3. Реальная часть принятого сигнала

Fig. 3. Real part of the received signal

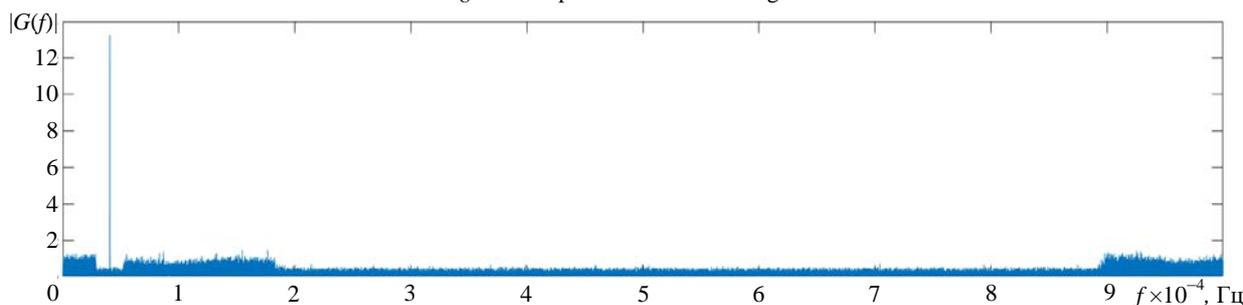


Рис. 4. Амплитудно-частотный спектр принятого сигнала

Fig. 4. Amplitude-frequency spectrum of the received signal

$$\xi(g) = \sum_{j=0}^{N_a-1} u_c(j) \times \exp \left[ -i \left( 2\pi \frac{g \times j}{N_a} \right) \right], \quad g = \overline{0; N_a - 1}.$$

На рис. 4 представлен амплитудно-частотный спектр  $|G(f)|$  принятого сигнала, соответствующий  $\xi(g)$ ,  $g = \overline{0; N_a - 1}$ .

5. Исключение из принятого сигнала:

- сигнала, отраженного от корпуса ЛА;
- мешающих отражений от земной поверхности и местных предметов.

Для решения этой задачи на этапе обнаружения ЛА в РЛС определяется номер  $n_{дс}$  фильтра ДПФ, в котором находится центр сигнала, отраженного от корпуса движущегося ЛА. С учетом использования частоты повторения  $F_{п}$ , обеспечивающей однозначное воспроизведение сигнала, отраженного от винтового ЛА, значение  $n_{дс}$  определяет адаптивный переход к выполнению процедуры 5.1 или 5.2:

- если  $n_{дс} \leq \frac{N_a}{2}$ , то осуществляется переход к процедуре 5.1;
- если  $n_{дс} > \frac{N_a}{2}$ , то осуществляется переход к процедуре 5.2.

5.1. Формирование временной реализации сигнала приближающихся лопастей для приближающегося ЛА.

5.1.1. Формирование междупериодного спектра сигнала приближающихся лопастей  $\xi_{пр}(g)$ ,  $g = \overline{0; N_a - 1}$ .

Формирование этого спектра выполняется по правилу: "для всех  $g = n_{дс} + K_p; \frac{N_a}{2}$  комплексные амплитуды  $\xi_{пр}(g) = \xi(g)$ , а для всех  $g = \overline{n_{дс} + K_p - 1}$  и  $g = \frac{N_a}{2} + 1; N_a - 1$  комплексные амплитуды  $\xi_{пр}(g) = 0$ ", где  $2K_p$  – число фильтров, в которых существует эффективный уровень спектральных составляющих сигнала, отраженного от корпуса ЛА. Пример  $|\xi_{пр}(g)|$ ,  $g = \overline{0; N_a - 1}$  представлен на рис. 5.

5.1.2. Обратное дискретное преобразование Фурье от спектра  $\xi_{пр}(g)$ ,  $g = \overline{0; N_a - 1}$ :

$$u_{с\_лв}(j) = u_{с\_пр}(j) = \sum_{g=0}^{N_a-1} \xi_{пр}(g) \times \exp \left[ i \left( 2\pi \frac{g \times j}{N_a} \right) \right], \quad j = \overline{0; N_a - 1}.$$

Пример представлен на рис. 6.

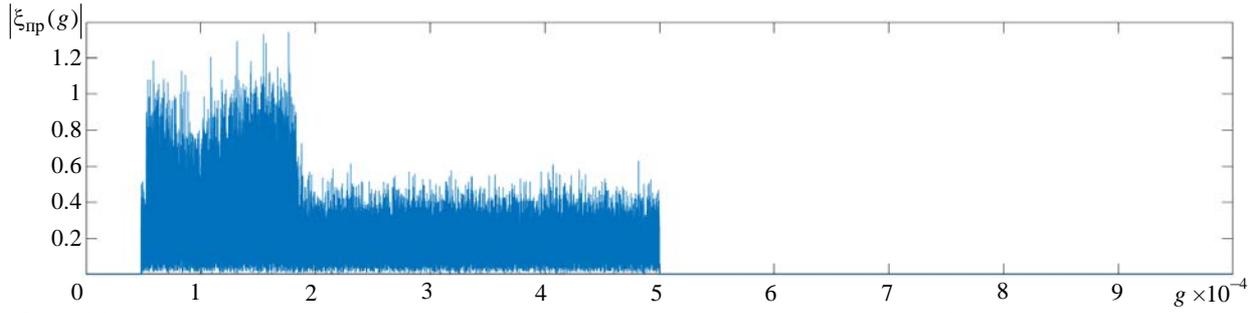


Рис. 5. Междупериодный амплитудно-частотный спектр принятого сигнала после процедуры 5.1.1 (переменная  $K_p = 170$ )

Fig. 5. Inter-period amplitude-frequency spectrum of the received signal after procedure 5.1.1 (variable  $K_p = 170$ )

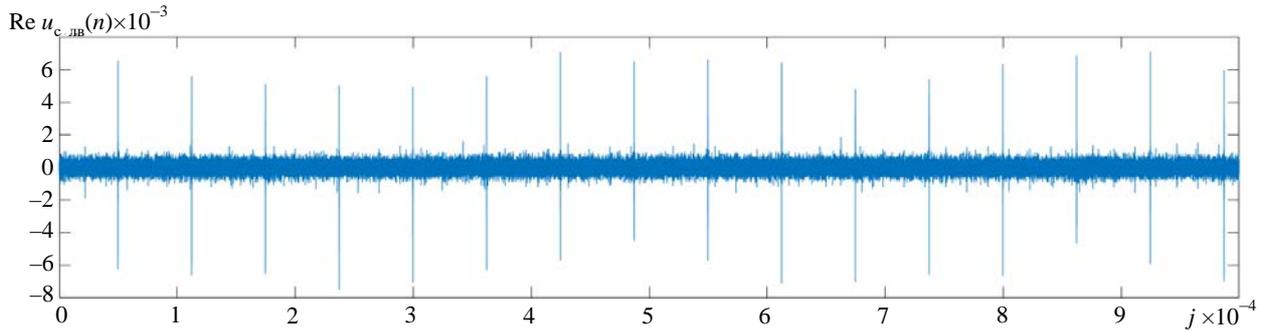


Рис. 6. Реальная часть принятого сигнала после выполнения процедуры 5.1.2

Fig. 6. Real part of the received signal after performing the procedure 5.1.2

5.2. Формирование временной реализации сигнала удаляющихся лопастей для удаляющегося ЛА.

5.2.1. Формирование междупериодного спектра сигнала удаляющихся лопастей  $\xi_{уд}(g)$ ,  $g = \overline{0; N_a - 1}$ .

Формирование этого спектра выполняется по правилу: для всех  $g = \overline{\frac{N_a}{2} + 1; n_{дс} - K_p}$  комплексные амплитуды  $\xi_{уд}(g) = \xi(g)$ , а для всех  $g = \overline{0; \frac{N_a}{2}}$  и  $g = \overline{n_{дс} - K_p + 1; N_a - 1}$  комплексные амплитуды  $\xi_{уд}(g) = 0$ .

5.2.2. Обратное дискретное преобразование Фурье от спектра  $\xi_{уд}(g)$ ,  $g = \overline{0; N_a - 1}$ :

$$u_{c\_лв}(j) = u_{c\_уд}(j) = \sum_{g=0}^{N_a-1} \xi_{уд}(g) \times \exp \left[ i \left( 2\pi \frac{g \times j}{N_a} \right) \right], j = \overline{0; N_a - 1}.$$

б. Формирование грубой оценки  $F_{вл\_груб}$  частоты следования лопастей:

6.1. Формирование свертки сигнала "вторичной" модуляции:

$$Z_{пл}(k) = \sum_{n=0}^{N_a-1} u_{c\_лв}(n) u_{c\_лв}^*(n) \times \exp \left[ i \left( 2\pi k \Delta F_{груб} n T_r \right) \right], k = \overline{0; K_B}. \quad (19)$$

Пример представлен на рис. 7.

6.2. Формирование автокорреляционной функции для  $|Z_{пл}(k)|$ ,  $k = \overline{0; K_B}$ :

$$Z_{сдв}(l) = \sum_{k=0}^{K_B-l} |Z_{пл}(k)| \times |Z_{пл}(k+l)|, l = \overline{l_H; K_B - 1},$$

где  $l_H$  – начальное значение индекса, которое позволяет исключить из анализа большие значения  $|Z_{пл}(k)|$  при рассогласованиях, близких к нулю.

Заметим, что в рассматриваемом иллюстративном примере индексу  $l_H = 50$  соответствует частота  $l_H \Delta F_{груб} = 5.0$  Гц, которая в 2–2.5 раза меньше минимального значения частоты следования лопастей несущего винта вертолета.

6.3. Поиск максимума  $Z_{сдв}(l)$ ,  $l = \overline{l_H; K_B - 1}$  и определение номера фильтра  $h_{вл\_мах}$ : если для всех  $l \neq h_{вл\_мах} = \overline{l_H; K_B - 1}$  выполняется

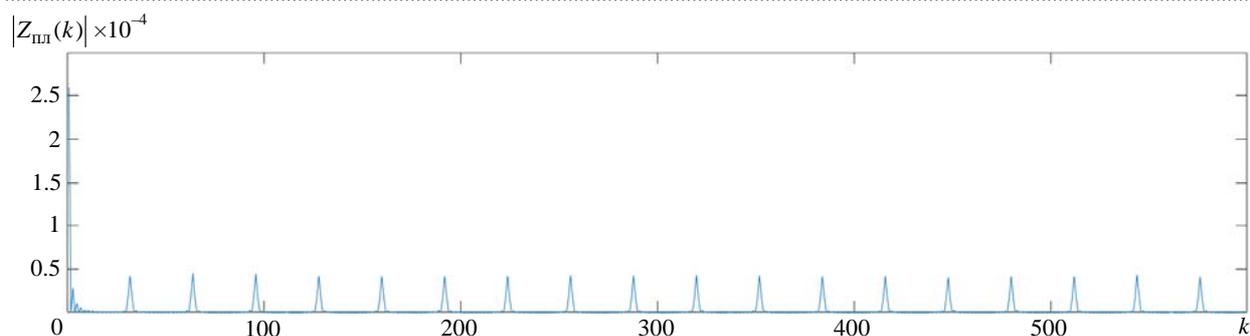


Рис. 7. Модуль свертки сигнала "вторичной" модуляции  $|Z_{пл}(k)|, k = \overline{0; K_B}$

Fig. 7. Secondary modulation signal convolution module  $|Z_{пл}(k)|, k = \overline{0; K_B}$

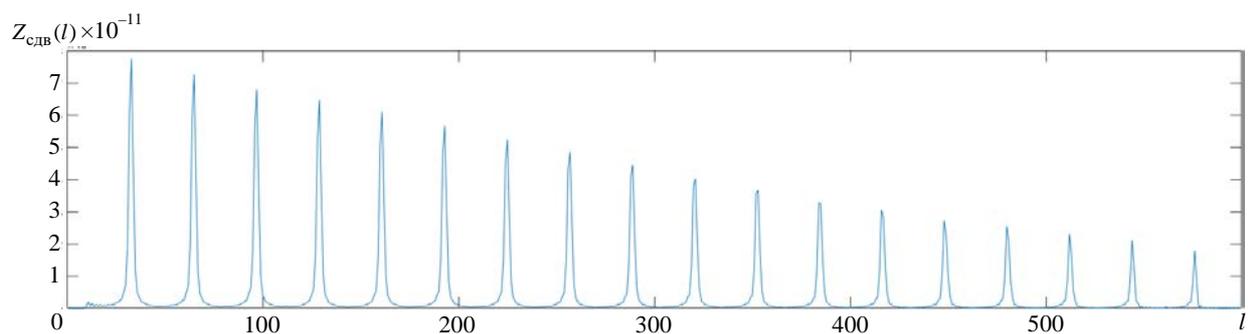


Рис. 8. Автокорреляционная функция  $Z_{сдв}(l), l = \overline{l_H; K_B - 1}$

Fig. 8. Autocorrelation function  $Z_{сдв}(l), l = \overline{l_H; K_B - 1}$

условие  $Z_{сдв}(h_{вл\_max}) > Z_{сдв}(l)$ , то  $Z_{сдв\_max} = Z_{сдв}(h_{вл\_max})$ .

6.4. Поиск значения  $h_{вл\_груб}$ .

6.4.1. Задается переменная  $k$ , которая убывает:  $k = \overline{N_H; 2}$ , где  $N_H$  – целое число (например, 15). Заметим, что число  $N_H$  определяет количество анализируемых гармоник частоты следования лопастей.

6.4.2. Последовательно для текущего значения  $k$  выполняются процедуры:

$$а) h_{вл\_ан} = \left[ \frac{h_{вл\_max}}{k} \right]_{\substack{\text{округление} \\ \text{в ближайшую} \\ \text{сторону к целому}}};$$

б) поиск максимального значения  $Z_{сдв}(j_{max})$  среди отсчетов  $Z_{сдв}(j)$ ,  $j = \overline{h_{вл\_ан} - \Delta h; h_{вл\_ан}; h_{вл\_ан} + \Delta h}$ , где  $\Delta h$  – половина зоны поиска кратного максимума;

в) проверка условия

$$Z_{сдв}(j_{max}) \geq \frac{1}{2} Z_{сдв\_max} \quad (20)$$

и соответствующее действие: если условие выполняется, то  $h_{вл\_груб} = j_{max}$  и поиск прекращается; если условие не выполняется, то переменной  $k$  присваивается следующее значение (уменьшение на единицу) и процедуры  $a$  и  $b$  повторяются.

6.4.3. Если для всех переменных  $k = \overline{N_H; 2}$  условие (20) не выполнено, то  $h_{вл\_груб} = h_{вл\_max}$ .

В итоге на одном из шагов пп. 6.4.1–6.4.3 формируется значение  $h_{вл\_груб}$ .

6.5. Формирование грубой оценки  $F_{вл\_груб}$  частоты следования лопастей:

$$F_{вл\_груб} = h_{вл\_груб} \Delta F_{груб}.$$

В рассматриваемом иллюстративном примере  $h_{вл\_груб} = 33$  (рис. 8) и  $F_{вл\_груб} = 16.5$  Гц.

7. Формирование точной оценки  $F_{вл}$  частоты следования лопастей.

Формирование точной оценки  $F_{вл}$  выполняется в диапазоне с границами:

$$l_n = \left[ \frac{F_{\text{вл\_груб}} - \Delta F_{\text{ан\_точн}}}{\Delta F_{\text{точн}}} \right]_{\text{целая часть}} ;$$

$$l_\phi = \left[ \frac{F_{\text{вл\_груб}} + \Delta F_{\text{ан\_точн}}}{\Delta F_{\text{точн}}} \right]_{\text{целая часть}} ,$$

где  $\Delta F_{\text{ан\_точн}}$  – половина интервала точного определения частоты  $F_{\text{вл}}$ .

В рассматриваемом иллюстративном примере  $\Delta F_{\text{ан\_точн}} = 0.8 \text{ Гц}$ .

7.1. Формирование свертки сигнала "вторичной" модуляции:

$$Z_{\text{пл}}(l) = \sum_{n=0}^{N_a-1} u_{\text{с\_лв}}(n) u_{\text{с\_лв}}^*(n) \times \exp[i(2\pi l \Delta F_{\text{точн}} n T_{\text{п}})] , l = \overline{l_n ; l_\phi} . \quad (21)$$

7.2. Поиск максимума  $|Z_{\text{пл}}(l)|$ ,  $l = \overline{l_n ; l_\phi}$  и определение оценки частоты  $F_{\text{вл\_точн}}$ : если для всех  $l \neq h_{\text{вл\_точн}} = \overline{l_n ; l_\phi}$  выполняется условие  $|Z_{\text{пл}}(h_{\text{вл\_точн}})| > |Z_{\text{пл}}(l)|$ , то точная оценка частоты  $F_{\text{вл\_точн}} = h_{\text{вл\_точн}} \Delta F_{\text{точн}}$ .

В рассматриваемом иллюстративном примере  $h_{\text{вл\_точн}} = 16012$  (рис. 9) и  $F_{\text{вл\_точн}} = 16.012 \text{ Гц}$ . Заметим, что полученная ошибка измерения позволяет построить РЛИ несущего винта вертолета с приемлемым качеством.

**Оценка уменьшения количества процедур при использовании способа с двухэтапным измерением.** Основной процедурой, требующей больших временных затрат, является

цикл формирования свертки сигнала "вторичной" модуляции.

Количество циклов формирования свертки при реализации способа, рассмотренного в [15], описывается выражением

$$K_{\text{с\_1}} = \left[ \frac{\Delta F_{\text{ан\_вл}}}{\Delta F_{\text{точн}}} \right]_{\text{целая часть}}$$

Для значений  $\Delta F_{\text{ан\_вл}} = 300 \text{ Гц}$  и  $\Delta F_{\text{точн}} = 0.001 \text{ Гц}$ , использованных в иллюстративном примере, количество циклов формирования свертки  $K_{\text{с\_1}} = 3 \cdot 10^5$ .

Количество циклов формирования свертки при реализации способа двухэтапного измерения описывается выражением

$$K_{\text{с\_2}} = \left[ \frac{\Delta F_{\text{ан\_вл}}}{\Delta F_{\text{груб}}} \right]_{\text{целая часть}} + \left[ \frac{\Delta F_{\text{ан\_точн}}}{\Delta F_{\text{точн}}} \right]_{\text{целая часть}}$$

Для значений  $\Delta F_{\text{ан\_вл}} = 300 \text{ Гц}$  и  $\Delta F_{\text{груб}} = 0.5 \text{ Гц}$ ,  $\Delta F_{\text{ан\_точн}} = 0.8 \text{ Гц}$  и  $\Delta F_{\text{точн}} = 0.001 \text{ Гц}$  количество циклов формирования свертки сигнала "вторичной" модуляции при использовании способа двухэтапного измерения  $K_{\text{с\_2}} = 1400$ .

Следовательно, использование способа с двухэтапным измерением частоты позволяет уменьшить количество циклов формирования свертки для условий, использованных в иллюстративном примере, в 214 раз.

**Заключение.** Получены выражения (7) и (8), описывающие ширину спектра фазовой и амплитудной модуляции сигнала, отраженного от кром-

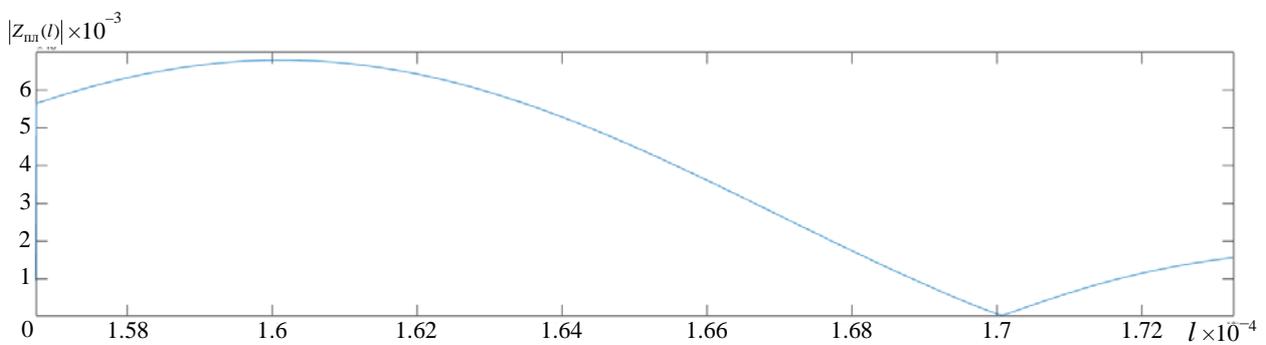


Рис. 9. Модуль свертки сигнала "вторичной" модуляции  $|Z_{\text{пл}}(l)|$ ,  $l = \overline{l_n ; l_\phi}$

Fig. 9. Secondary modulation signal convolution module  $|Z_{\text{пл}}(l)|$ ,  $l = \overline{l_n ; l_\phi}$

ки лопасти вращающегося винта. Показано, что для несущего винта вертолета фазовая модуляция превалирует над амплитудной модуляцией, а отношение ширины спектра фазовой модуляции к ширине спектра амплитудной модуляции при реальных приближениях близко к числу 2. На основе анализа фазовой и амплитудной модуляции сигнала, отраженного от кромки лопасти несущего винта вертолета, получены выражения (10) и (11), описывающие частоту верхней границы спектра "вторичной" модуляции для приближающейся кромки лопасти приближающегося вертолета. Эти выражения обеспечивают получение требования к минимальному значению частоты повторения зондирующих сигналов РЛС, которая обеспечивает однозначное восстановление спектра "вторичной" модуляции сигнала, отраженного от винтов движущегося летательного аппарата.

На основе требования к ошибке компенсации фазы сигнала, отраженного от центра кромки ло-

пасти винта, сформировано требование к ошибке измерения частоты следования лопастей. На основе этого определено требование к шагу измерения частоты на этапе точного измерения, значение которого составило 0.001 Гц.

Детально рассмотрен способ двухэтапного измерения частоты следования лопастей винта, который обеспечивает вначале грубое измерение частоты следования лопастей, а затем точное измерение в пределах ошибок грубого измерения. На обоих этапах способа используется свертка сигнала (19) и (21), впервые описанная в [15]. Работоспособность предлагаемого способа проиллюстрирована на примере сигнала, отраженного от вертолета Ми-8. Показано, что использование способа с двухэтапным измерением частоты позволяет уменьшить количество циклов формирования сверток сигнала "вторичной" модуляции в сотни раз по сравнению со способом последовательного поиска, описанным в [15].

### Список литературы

1. Radar Handbook. 3<sup>rd</sup> ed./ ed. by M. I. Skolnik. McGraw-Hill Education, 2008. 1328 p.
2. Tait P. Introduction to Radar Target Recognition. N. Y.: Institution of Electrical Engineers, 2005. 404 p.
3. Automatic Target Recognition in Synthetic Aperture Radar Imagery: A State-of-the-Art Review / K. El-Darymli, E. Gill, P. McGuire, D. Poewr, C. Moloney // IEEE Access. 2016. Vol. 4. P. 6014–6058. doi: 10.1109/ACCESS.2016.2611492
4. Jacobs S. P., O'Sullivan J. A. Automatic target recognition using sequences of high resolution radar range-profiles // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 2000. Vol. 36, № 2. P. 364–381. doi: 10.1109/7.845214
5. Nebabin V. G. Methods and Techniques of Radar Recognition. Artech House, 1995. 248 p.
6. Nathanson F. E. Radar design principles. 2<sup>nd</sup> ed. SciTech Publishing, 1999. 724 p.
7. Гейстер С. Р. Адаптивное обнаружение-распознавание с селекцией помех по спектральным портретам. Минск: Военная академия РБ, 2000. 172 с.
8. Shirman Y. D. Computer simulation of aerial target radar scattering: detection, recognition and tracking. Boston-London: Artech house, 2002. 296 p.
9. Гейстер С. Р., Нгуен Т. Т. Математические модели радиолокационного сигнала, отраженного от несущего винта вертолета, в приложении к обращенному синтезу апертуры // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2019. Т. 22, № 3. С. 74–87. doi: 10.32603/1993-8985-2019-22-3-74-87
10. Плотницкая Е. С., Гейстер С. Р., Веремьев В. И. Математическая модель сигнала, отраженного от винтов квадрокоптера, в приложении к обращенному синтезу апертуры антенны в бистатической РЛС // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2023. Т. 26, № 6. С. 41–53. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-6-41-53
11. Гейстер С. Р., Пархоменко Н. Г., Гейстер А. С. Спектрально-временная структура сигналов, отраженных от движущихся наземных объектов, в приложении к обращенному синтезу апертуры антенны // Электромагнитные волны и электронные системы. 2011. Т. 16, № 12. С. 27–33.
12. 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.
13. 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.
14. 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.
15. Гейстер С. Р., Нгуен Т. Т. Способ измерения частот следования лопастей винтов летательного аппарата на основе свертки спектра "вторичной" модуляции // Докл. БГУИР. 2019. № 1 (119). С. 68–74.

### Информация об авторах

**Гейстер Сергей Романович** – доктор технических наук (2004), профессор (2006), главный научный сотрудник ОАО "АЛЕВКУРП". Автор более 150 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

**Кириченко Валерий Викторович** – старший научный сотрудник ОАО "АЛЕВКУРП". Автор 14 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. Radar Handbook. 3<sup>rd</sup> ed. Ed. by M. I. Skolnik. McGraw-Hill Education, 2008, 1328 p.
2. Tait P. Introduction to Radar Target Recognition. New York, Institution of Electrical Engineers, 2005, 404 p.
3. El-Darymli K., Gill E., McGuire P., Poewr D., Moloney C. Automatic Target Recognition in Synthetic Aperture Radar Imagery: A State-of-the-Art Review. IEEE Access. 2016, vol. 4, pp. 6014–6058. doi: 10.1109/ACCESS.2016.2611492
4. Jacobs S. P., O'Sullivan J. A. Automatic Target Recognition Using Sequences of High Resolution Radar Range-Profiles. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 2000, vol. 36, no. 2, pp. 364–381. doi: 10.1109/7.845214
5. Nebabin V. G. Methods and Techniques of Radar Recognition. Artech House, 1995. 248 p.
6. Nathanson F. E. Radar Design Principles. 2<sup>nd</sup> ed. SciTech Publishing, 1999, 724 p.
7. Heister S. R. Adaptive Detection-Recognition with Interference Selection Based on Spectral Portraits. Minsk, Military Academy of the Republic of Belarus, 2000, 172 p. (In Russ.)
8. Shirman Y. D. Computer Simulation of Aerial Target Radar Scattering: Detection, Recognition and Tracking. Boston-London, Artech House, 2002, 296 p.
9. Heister S. R., Nguyn T. T. Mathematical Models of the Radar Signal Reflected from a Helicopter Main Rotor in Application to Inverse Synthesis of Antenna Aperture. J. of the Russian Universities. Radioelectronics. 2019, vol. 22, no. 3, pp. 74–87. doi: 10.32603/1993-8985-2019-22-3-74-87 (In Russ.)
10. Plotnitskaya E. C., Heister S. R., Veremyev V. I. Mathematical Model for a Radar Signal Reflected from Drone Propellers as Applied to the Method of Inverse Synthetic Aperture Radar in Bistatic Radar. J. of the Russian Universities. Radioelectronics. 2023, vol. 26, no. 6, pp. 41–53. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-6-41-53 (In Russ.)
11. Heister S. R., Parkhomenko N. G., Heister A. S. Spectral-Temporal Structure of Signals Reflected from the Moving Ground Targets in Application to the Inverse Antenna Aperture Synthesis. Electromagnetic Waves and Electronic Systems. 2011, vol. 16, no. 12, pp. 27–33. (In Russ.)
12. 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.)
13. Heister S. R., Nguyen T. T. The Radar Image Formation Algorithms for Screws of an Aerial Vehicle in Horizontal and Vertical Planes in the Radar Sensor with Inverse Synthesis of Antenna Aperture. Reports of BSUIR. 2018, no. 5 (115), pp. 92–98. (In Russ.)
14. Heister S. R., Nguyen T. T. Experimental Studies of Radar Image Construction Algorithms for Propellers and Measurement Method for Repetition Frequencies of the Blades. Reports of BSUIR. 2019, no. 4 (122), pp. 72–78. (In Russ.)
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 150 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

**Valery V. Kirichenko**, Senior Researcher at the JSC "ALEVKURP". The author of 14 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

---

## Разработка архитектуры программного комплекса симуляции и прототипирования радиолокационных систем и комплексов

И. С. Сердюков<sup>1,2✉</sup>

<sup>1</sup>НИИ "Прогноз", Санкт-Петербург, Россия

<sup>2</sup>Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), Санкт-Петербург, Россия

✉ [i.s.serdiukov@gmail.com](mailto:i.s.serdiukov@gmail.com)

### Аннотация

**Введение.** Программные средства компьютерной симуляции и прототипирования позволяют значительно упростить процесс проектирования сложных информационно-измерительных систем, в том числе радиолокационных систем (РЛС) и комплексов. В настоящее время существует множество программных пакетов, позволяющих в той или иной степени решать данные задачи. Однако данные программные пакеты либо являются универсальными и не учитывают специфику работы РЛС, что требует собственноручной реализации математических моделей для симуляции радиолокационных сигналов, либо позволяют решать узкий спектр задач прототипирования и разработки алгоритмов обработки радиолокационной информации для строго определенного типа (или даже конкретной модели) радиолокатора. Некоторые из программных пакетов, например MATLAB, предлагают пакеты расширений, позволяющие производить симуляцию радиолокационных сигналов с учетом радиолокационной обстановки для автомобильных радаров, а также обработку сигналов РЛС, тем не менее, не покрывая полного спектра задач симуляции и прототипирования.

**Цель работы.** Анализ актуальных программных пакетов для симуляции и прототипирования радиолокационных систем и комплексов, обоснование востребованности и разработка концепта и архитектуры программного комплекса симуляции и прототипирования радиолокационных систем и комплексов.

**Материалы и методы.** Системный подход, архитектурное и концептуальное проектирование программного обеспечения, системный анализ, критериальный анализ.

**Результаты.** Определены критерии, которым должен соответствовать программный комплекс симуляции и прототипирования радиолокационных систем и комплексов. Произведен сравнительный анализ существующих подходов и программных пакетов, позволяющих решать задачи, возникающие на различных этапах разработки РЛС. Составлен список требований, предъявляемых к программному комплексу, разработаны его концепт, архитектура и определены некоторые особенности его реализации.

**Заключение.** Разработанная архитектура позволяет создать универсальный программный комплекс, обеспечивающий решение задач симуляции и прототипирования радиолокационных систем и комплексов при помощи единого программного пакета. Применяемые принципы модульности и декомпозиции обеспечивают универсальность и высокий потенциал для адаптации программных модулей, в том числе для создания программных средств управления прототипами РЛС и визуализации радиолокационных данных в режиме реального времени.

**Ключевые слова:** информационно-измерительные системы, радиолокация, программное обеспечение контроля и управления, компьютерное моделирование, компьютерная симуляция, цифровая обработка сигналов

**Для цитирования:** Сердюков И. С. Разработка архитектуры программного комплекса симуляции и прототипирования радиолокационных систем и комплексов // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2024. Т. 27, № 3. С. 81–96. doi: 10.32603/1993-8985-2024-27-3-81-96

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

Статья поступила в редакцию 22.04.2024; принята к публикации после рецензирования 27.05.2024; опубликована онлайн 28.06.2024



## Development of a Software Package Architecture for Simulation and Prototyping of Radar Systems and Complexes

Ivan S. Serdiukov<sup>1, 2</sup>✉

<sup>1</sup>Research Institute "Prognoz", St Petersburg, Russia

<sup>2</sup>Saint Petersburg Electrotechnical University, St Petersburg, Russia

✉ i.s.serdiukov@gmail.com

### Abstract

**Introduction.** Computer simulation and prototyping software can simplify the design process of complex information and measurement systems significantly, including radar systems and complexes. At present, a number of software packages are used to solve these problems to varying degrees. However, these software packages are either versatile, thus being incapable of taking the specifics of radar operation into account and requiring hand-made implementation of mathematical models for simulating radar signals, or are aimed at a narrow range of prototyping problems and algorithm development for processing radar information for a strictly defined radar type (or even a specific model). Some software packages, such as MATLAB, offer extension packages that allow radar signal simulation for automotive radars, as well as radar signal processing; however, these packages cannot cover the full range of simulation and prototyping tasks.

**Aim.** Analysis of current software packages for simulation and prototyping of radar systems and complexes, justification of the demand and development of the concept and architecture of a software package for simulation and prototyping of radar systems and complexes.

**Materials and methods.** Systems approach, architectural and conceptual software design, system analysis, criterion analysis.

**Results.** The criteria that software packages for simulating and prototyping of radar systems and complexes must meet were determined. A comparative analysis of the existing approaches and software packages that solve problems arising at various stages of radar development was carried out. A list of requirements for such a software package was compiled, its concept and architecture was developed, and some features of its implementation were determined.

**Conclusion.** The developed architecture allows creation of a versatile software package which could provide solutions to the problems of simulation and prototyping of radar systems and complexes using a single software package. The applied principles of modularity and decomposition ensure versatility and a high potential for adapting software modules, including for creating software for controlling radar prototypes and visualizing radar data in real time.

**Keywords:** information-measuring systems, radar, monitoring and control software, computer modeling, computer simulation, digital signal processing

**For citation:** Serdiukov I. S. Development of a Software Package Architecture for Simulation and Prototyping of Radar Systems and Complexes. 2024, vol. 27, no. 3, pp. 81–96. doi: 10.32603/1993-8985-2024-27-3-81-96

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

Submitted 22.04.2024; accepted 27.05.2024; published online 28.06.2024

---

**Введение.** Компьютерное моделирование и цифровая симуляция широко применяются в разработке радиолокационных систем и комплексов [1–3]. С их помощью можно оценивать влияние различных характеристик радара на его качественные и количественные показатели, что позволяет подобрать параметры, наиболее удовлетворяющие условиям технического задания. К таким параметрам можно отнести тип сигнала, его мощность, тип антенны, пространственную конфигурацию станции, методы обработки сигналов и др.

Существуют различные подходы к решению задач симуляции радиолокационных сигналов и прототипирования радиолокационных систем. Как правило, они реализуются на базе пакетов прикладных программ.

Наиболее популярные из них (MATLAB, LabView, Scilab, Octave и др.) представляют собой универсальную программную среду для решения широкого спектра прикладных задач [4–7]. Эти среды достаточно гибкие и позволяют пользователю решать инженерные и исследовательские задачи без привязки к области

применения. Помимо этого MATLAB в той или иной степени предлагает пользователю дополнительные программные пакеты, упрощающие решение проблем в различных дисциплинах, в том числе в области моделирования радиолокационных сигналов.

Другие средства (например, тестеры автомобильных радаров от Rohde & Schwartz, комплексы для разработки и прототипирования автомобильных радаров YEA Engineering и пр.) предлагают узконаправленные программно-аппаратные решения, позволяющие производить отладку и прототипирование радаров определенного класса [8, 9].

Большинство из существующих комплексов не подходят для решения полного цикла задач симуляции и прототипирования радиолокационных комплексов – от моделирования сигналов и сигнально-помеховой обстановки до отладки реальных прототипов и оптимизации алгоритмов обработки радиолокационных данных. Каждое из приведенных выше решений обладает определенной областью применения. При этом часть из них жестко ограничена без возможности реализации стороннего функционала, а для другой части реализация сторонних функций будет нетривиальной задачей, требующей глубоких знаний в программировании, опыта реализации программно-аппаратных интерфейсов передачи данных и других специфичных навыков.

На данный момент одной из наиболее распространенных практик является использование нескольких программных пакетов для решения узкого спектра задач в совокупности с разработкой программных модулей (ПМ) управления аппаратным обеспечением для непосредственной работы с прототипом радара [3, 10].

Основной целью данной статьи является обоснование востребованности и разработка концепта и архитектуры программного комплекса симуляции сигналов и прототипирования радиолокационных систем, который позволил бы объединить достоинства существующих программных и программно-аппаратных решений, компенсируя, насколько это возможно, их недостатки.

**Анализ актуальных программных пакетов.** Для упрощения рассмотрения прикладных пакетов, позволяющих производить симуляцию и прототипирование радиолокационных си-

стем, проще всего разделить этот процесс на несколько этапов:

- симуляция (синтез) радиолокационных сигналов и помех;
- симуляция сигнально-помеховой обстановки на основании геометрической конфигурации пространства и взаимного расположения целей, объектов паразитного отражения и источников помех относительно приемной/передающей антенн;
- симуляция/учет влияния диаграмм направленности (ДН) антенн и диаграмм рассеяния (ДР) объектов;
- работа с физическим прототипом радара с помощью программно-аппаратных интерфейсов передачи данных;
- реализация алгоритмов цифровой обработки сигналов (диаграммообразование (ДО), фильтрация, сжатие, пороговая обработка (ПО));
- реализация алгоритмов постобработки радиолокационных данных (классификация, траекторная обработка, измерение свойств и т. д.).

Также для упрощения можно разбить прикладные программные пакеты на следующие категории:

1. Прикладные вычислительные пакеты (например, Scilab, Octave). Они позволяют решать широкий спектр инженерных задач, не обладают развитым функционалом в прикладных областях. Позволяют относительно легко работать с алгоритмами обработки и постобработки радиолокационных сигналов. Действительно слабым местом является интегрирование с аппаратными средствами, что не позволяет использовать данные пакеты для прототипирования и работы в режиме (псевдо)реального времени.

2. MATLAB. Являясь по своей сути проприетарной версией пакетов, причисленных к категории выше, имеет большое количество разнообразных пакетов расширения, оптимизирующих решение узконаправленных прикладных программ. Имеет пакеты симуляции радиолокационных сигналов и сигнально-помеховой обстановки с учетом свойств антенны и объектов. Работа с программно-аппаратными интерфейсами улучшена, но также является слабым местом данного решения с точки зрения работы с аппаратной частью прототипа радара.

3. LabView. Основная задача данного пакета программ – построение сложных измеритель-

ных систем, в том числе реального времени. Данный пакет предоставляет широкий спектр инструментов работы с аппаратными интерфейсами и позволяет строить рабочие прототипы с относительно небольшими временными затратами. Также посредством LabView можно производить симуляцию сигналов/помех, однако нельзя производить симуляцию сигнально-помеховой обстановки, учитывающую геометрические и радиофизические параметры объектов симуляции. Под сомнением находится и возможность реализации алгоритмов обработки и постобработки радиолокационных сигналов.

4. Специальные программно-аппаратные комплексы прототипирования радаров. Как правило, обладают встроенным симулятором, позволяющим генерировать радиолокационные сигналы с учетом сигнально-помеховой обстановки и физических свойств. Позволяют работать с прототипом радара в режиме реального времени. Опционально предоставляют среду для разработки алгоритмов обработки и постобработки радиосигналов. Предназначены такие комплексы исключительно для конкретного типа/семейства радаров или же для определенной модели радара, вместе с которой комплекс поставляется непосредственно производителем.

Из таблицы, в которой представлена краткая характеристика рассматриваемых программных пакетов, используемых для симуляции радиолокационных сигналов и прототипирования радиолокационных систем, можно увидеть, что для разработки радиолокационной системы целесообразно применять целую связку программных пакетов: это может быть первичное моделирование средствами MATLAB или иного прикладного вычислительного пакета, реализация программы управления и сбора данных при помощи LabView или средствами какого-либо языка программирования (C++, Rust, Python и др.), проведение экспериментов для сбора данных и дальнейшая работа с собранными данными для работы над алгоритмами цифровой обработки сигналов (ЦОС) и постобработки (в MATLAB или его аналоге); или же покупка радара и симулятора, проведение экспериментов и сбор радиолокационных данных с целью разработки и тестирования эффективных алгоритмов ЦОС и постобработ-

ки (средствами какого-либо прикладного вычислительного пакета).

Цепочки разработки, подобные представленным ранее, могут иметь разнообразный вид, который зависит от многих факторов, таких, как опыт команды разработчиков, область применения и специфика разрабатываемого радиолокатора и др. Такой подход хоть и является громоздким и дорогостоящим, но в то же время и оптимален по критерию минимизации затрат и времени разработки в условиях отсутствия готовых альтернативных решений.

Для создания альтернативного подхода, направленного на упрощение и удешевление процесса разработки радиолокационной системы, необходима разработка специализированной универсальной программной среды. Такая программная среда должна включать в себя ряд ПМ, позволяющих решать задачи моделирования, симуляции и прототипирования радиолокационных систем и комплексов на всех этапах процесса разработки.

**Основные требования.** Основные требования, предъявляемые к универсальному программному комплексу симуляции и прототипирования радиолокационных систем и комплексов, можно поделить на функциональные и эксплуатационные. Функциональные требования определяются особенностями жизненного цикла разработки радиолокационных систем (РЛС) и позволяют задать функционал программной среды. Эксплуатационные требования определяют способы реализации заложенного функционала.

Разрабатываемый программный комплекс должен обеспечивать выполнение следующих функциональных требований:

- возможность реализации всех этапов моделирования и прототипирования;
- инвариантность к диапазону частот;
- реализацию наиболее популярных протоколов передачи данных и возможность их модификации, а также добавления новых;
- внедрение возможности реализации алгоритмов ЦОС и постобработки на интерпретируемых языках программирования (Python, LUA-script);
- мультиплатформенность – компиляцию под ОС семейства Linux и Windows;

Краткое описание функционала, заложенного в рассматриваемые средства моделирования и симуляции радиолокационных систем и комплексов

A brief description of the functionality included in the considered modeling and simulation tools for radar systems and complexes

| Этап   | Прикладные вычислительные пакеты   | MATLAB  | LabView  | Специальные программно-аппаратные комплексы  |
|--|--|---|--|--|
| Моделирование сигналов и помех   | Возможно   | Возможно  | Возможно   | Сигналы и типичные помехи целевого радара  |
| Симуляция сигнально-помеховой обстановки с учетом конфигурации пространства и взаимного расположения антенн радара, целей и источников помех | Необходимо написание программ, реализующих соответствующую математическую модель                                 | Имеются дополнительные пакеты, реализующие симуляцию сигнально-помеховой обстановки. Возможно написание собственной реализации                                    | Требует высоких трудозатрат и задействования внешних модулей, реализованных на других ЯП   | Имеют встроенный симулятор сигнально-помеховой обстановки для генерации радиолокационных данных, приближенных к реальным                                     |
| Учет влияния диаграмм направленности антенн и радиофизических свойств объектов   | Необходимо написание программ, реализующих математическую модель   | Имеются дополнительные пакеты. Возможна собственная реализация  | Крайне затруднительно, нецелесообразно   | Как правило, работают с реальным прототипом радара, записывая излучаемый сигнал и переизлучая сигнал, приближенный к реальной сигнально-помеховой обстановке |
| Работа с прототипом радара   | Невозможна ввиду отсутствия реализации протоколов передачи данных, способных работать в режиме реального времени | Невозможна ввиду отсутствия реализации протоколов передачи данных, способных работать в режиме реального времени с учетом количества данных, генерируемых радаром | Обладает широким набором протоколов передачи данных и позволяет относительно легко создавать программы управления аппаратным обеспечением и сбора данных | Созданы для работы с реальным прототипом радара, позволяют легко разворачивать тестовый измерительный стенд  |
| Алгоритмы ЦОС и постобработки  | Обладают высокой гибкостью для реализации алгоритмов ЦОС и постобработки   | Обладает высокой гибкостью для реализации алгоритмов ЦОС и постобработки  | Возможно, но требует высоких трудозатрат, максимальная производительность сильно ограничена  | Как правило, подобный функционал не реализуется производителем   |

– другие требования, определяемые в процессе разработки.

Архитектура проекта должна в свою очередь обеспечивать выполнение следующих эксплуатационных требований:

– использование операционной системы в качестве среды исполнения;

– разделение ПМ на отдельные программы, обеспечивающие выполнение ограниченного функционала (декомпозиция);

– возможность использования отдельных ПМ в составе Bash- и Python-скриптов;

– возможность использования ПМ в качестве библиотек C++ и Python;

- реализацию программно-пользовательских интерфейсов ПМ, позволяющих использовать их из командной строки;
- создание библиотеки универсальных графических средств для отображения графической информации на различных этапах симуляции прототипирования;
- определение совокупности программных протоколов и протоколов передачи данных, необходимых для реализации базового функционала на этапе прототипирования РЛС;
- другие требования, определяемые в процессе разработки.

Представленная совокупность требований не является исчерпывающей и в соответствии с общепринятой философией создания программного обеспечения может быть дополнена на любом этапе жизненного цикла программного продукта. Тем не менее, они позволяют определять основные линии развития проекта и являются достаточными для создания общей архитектуры и философии.

**Общая архитектура.** В основу архитектуры проекта легли подходы, основывающиеся на универсальности, модульности и простоте ис-

пользования для конечного пользователя. Основой проекта является программный код, представляющий собой библиотеку, написанную на языке C++ с использованием библиотек boost, вокруг которой выстраивается "обвязка" в виде программных и пользовательских интерфейсов. Таким образом, проект можно условно поделить на несколько уровней, рассчитанных на разного потребителя. Общая архитектура проекта изображена на рис. 1.

На первом этапе происходит формирование сигналов на входе радиоприемного устройства РЛС. Логичными входами симулятора сигнально-помеховой обстановки являются параметры объектов, формирующих радиолокационную обстановку, и параметры непосредственно РЛС.

На втором этапе производится предварительная обработка радиосигналов, включающая в себя частотную фильтрацию, ДО, если идет работа с радаром, содержащим фазированную антенную решетку (ФАР), корреляционную (КФ) и согласованную фильтрацию (СФ), пороговую фильтрацию (ПФ) и другие методы приведения радиолокационного сигнала к виду, требуемому на дальнейших этапах его обработки.

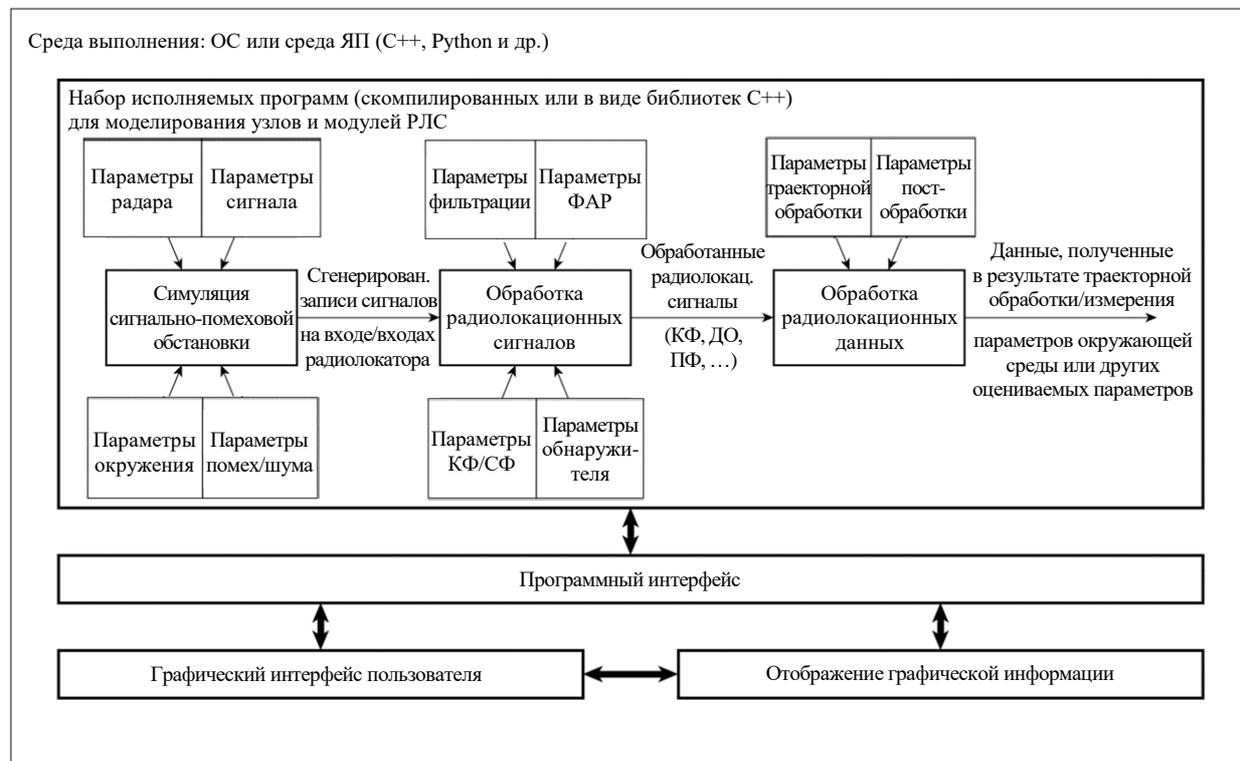


Рис. 1. Общая архитектура проекта

Fig. 1. General architecture of the project

Третьим этапом является обработка радиолокационных данных с целью получения радиолокационных измерений требуемых параметров движущихся целей или параметров окружающей среды. К таким методам можно отнести траекторную обработку, определение параметров морской поверхности, измерение свойств метеорологических образований и др.

Следует отметить, что для обеспечения универсальности применения структура проекта предполагает его условное разделение на 3 основных уровня в зависимости от требуемой глубины интеграции применяемых программных средств.

*Первый уровень проекта* – низкий уровень – предполагает работу непосредственно с языком программирования C++. Каждый отдельный компонент представляет на этом уровне библиотеку, содержащую определенный набор алгоритмов и структур данных и позволяющую решать узкий спектр задач. Основной пользователь, на которого рассчитан данный уровень, – инженер-программист, использующий библиотеки для стороннего проекта или модернизирующий существующий код для расширения функционала или исправления ошибок программного комплекса или внедрения его частей в составе стороннего программного обеспечения.

*Второй уровень проекта* – программный интерфейс – средний уровень. Здесь отдельные библиотеки собраны в рабочие программы с описанными входами, выходами и потоками данных. Помимо этого отдельные программные блоки доступны в виде библиотек C++ и Python с обвязкой, необходимой для их встраивания. Программы, скомпилированные под целевую среду, могут быть запущены из командной строки или использованы в качестве немодифицируемых модулей в составе другого проекта. Основной пользователь, на которого рассчитан данный уровень, – инженер-разработчик радиолокационных систем и инженер-программист.

*Третий уровень проекта* – высокий уровень – представляет собой программную среду, содержащую графический интерфейс пользователя и элементы отображения графической информации. Отдельные компоненты собраны в готовые подпрограммы, способные решать конкретные задачи симуляции и прототипирования РЛС. Подпрограммы в свою очередь со-

браны в составе программной среды, представляющей пользователю гибкий графический интерфейс для управления. Данный уровень рассчитан на широкого пользователя, в том числе не знакомого с основами программирования.

Программный комплекс предполагает наличие программно-аппаратных интерфейсов и набор библиотек для управления прототипами радаров и работы с цифровыми записями радиолокационных сигналов в режиме псевдо-реального времени. Наличие гибкой настройки программной среды позволяет включать и отключать различные компоненты в зависимости от этапа разработки и целей использования.

Комплекс также может быть использован в академических целях. Наличие широкого спектра ПМ, имитирующих работу радара и обработку радиолокационных сигналов, позволяет развернуть программную среду в качестве виртуальной лаборатории, на базе которой студенты могут изучить радар в общих чертах или подробно рассмотреть его отдельные компоненты, принцип их работы и особенности реализации.

**Архитектура симулятора радиолокационных сигналов.** На рис. 2 изображена упрощенная модель РЛС в некоей сигнально-помеховой обстановке, где  $A$  – антенна с координатами  $R(x_A, y_A, z_A, v_{x_A}, v_{y_A}, v_{z_A}, \theta_A, \varphi_A)$ , определяемыми пространственными координатами  $x, y, z$ , мгновенными скоростями  $v_x, v_y, v_z$  (определяемыми, например, параметрами вращения антенны кругового обзора) и мгновенными координатами, определяющими угол поворота антенны  $\theta_A, \varphi_A$ ;  $F(\theta_A, \varphi_A)$  – ДН антенны;  $\Pi_i, \Pi_j$  – совокупность целей и источников помех, определяемых в общем случае координатами  $T(x_{\Pi}, y_{\Pi}, z_{\Pi}, v_{x_{\Pi}}, v_{y_{\Pi}}, v_{z_{\Pi}}, \theta_{\Pi}, \varphi_{\Pi})$ , ДР  $\sigma_{\Pi}(\theta, \varphi)$  и шумовым сигналом  $N_j(t - \tau_{n_j})$  для источников активных помех. На рисунке также обозначены основные факторы, влияющие на амплитуду  $A$ , доплеровский сдвиг частоты  $f_D$  и значение временного сдвига  $\tau$  радиолокационного сигнала.

Согласно [11], если рассматривать в качестве нулевого отсчета времени момент начала излучения зондирующего сигнала, то в общем виде сиг-

нал, отраженный каким-либо объектом и принимаемый антенной радиолокатора в момент времени  $t$ , может быть описан следующим образом:

$$S_{\text{пр}}(t) = A_{\text{прям}}(t - \tau)S(t - \tau, f_0 - f_{\text{Д}}) + A_{\text{подст}}(t - \tau')S(t - \tau', f_0 - f_{\text{Д}}),$$

где  $S(t)$  – зондирующий сигнал;  $\tau$  и  $\tau'$  – времена запаздывания сигнала, соответствующие расстояниям  $D$  и  $D'$  соответственно;  $f_0$  и  $f_{\text{Д}}$  – несущая и доплеровская частоты;  $A_{\text{прям}}$  и  $A_{\text{подст}}$  – амплитудные компоненты прямого и отраженного от подстилающей поверхности сигналов:

$$A_{\text{прям}} \sim F_{\text{ант}}(\theta_{\text{ц}}, \varphi_{\text{ц}}), D^4, \sigma_{\text{ц}}(\theta_{\text{ант}}, \varphi_{\text{ант}});$$

$$A_{\text{подст}} \sim F_{\text{ант}}(\theta_{\text{ц}}, \varphi_{\text{ц}}), D^2, D'^2, \sigma_{\text{ц}}(\theta_{\text{ант}}, \varphi_{\text{ант}}),$$

где  $F_{\text{ант}}(\theta, \varphi)$  – ДН антенны;  $\sigma_{\text{ц}}(\theta, \varphi)$  – ДР цели.

В свою очередь совокупный сигнал, принимаемый антенной в момент времени  $t$ , может быть описан как суперпозиция отдельных сигналов, отраженных от разных целей и поверхностей, шумовых сигналов, излучаемых источниками шума различной природы, и представлен следующим выражением:

$$S_{\text{пр}}(t) = \sum_i A_{\text{прям}, i}(t - \tau)S_{\text{прям}, i}(t - \tau, f_0 - f_{\text{Д}}) + \sum_i A_{\text{подст}, i}(t - \tau')S_{\text{подст}, i}(t - \tau', f_0 - f_{\text{Д}}) + \sum_i A_{\text{ш}, i}(t - \tau)N_{\text{ш}, i}(t - \tau, f_0 - f_{\text{Д}}) + \sum_i A_{\text{ш.подст}, i}(t - \tau')N_{\text{ш.подст}, i}(t - \tau', f_0 - f_{\text{Д}}),$$

где  $A_{\text{ш}}$  и  $N_{\text{ш}}$ , а также  $A_{\text{ш.подст}}$  и  $N_{\text{ш.подст}}$  описывают амплитуду и сигнал, исходящие от источников шума, а также шумовых сигналов, отраженных от подстилающей поверхности. Амплитуда шума также зависит от ДН источника шума, ДН радиолокатора, условий среды, дальности и других факторов.

Из представленного описания видно, что для расчета сигнала в момент времени  $t$  необходимо учитывать совокупность факторов, влияющих на амплитуду сигнала, время запаздывания, а также на его частоту и фазу. Данные параметры зависят от характеристик излучающей и принимающей антенн, параметров сканирования пространства, геометрии расположения и свойств рассеяния моделируемых объектов локации, свойств пространства распространения радиоволн (погодные условия, под-

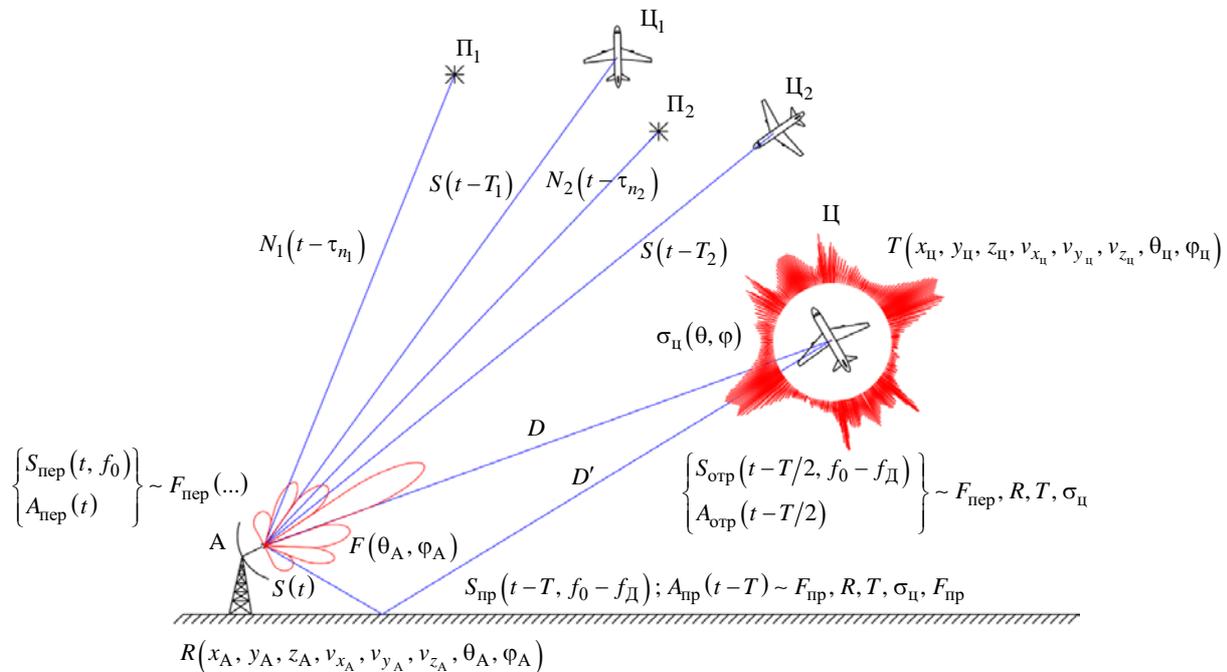


Рис. 2. Упрощенная модель РЛС

Fig. 2. Simplified radar model

стилающая поверхность, влияние ионосферы, рефракции и др.), конфигурации и параметров источников шума и прочих факторов.

На рис. 3 представлена архитектура модуля симуляции радиолокационных сигналов. Подпрограммы, входящие в состав модуля, позволяют сформировать совокупность факторов, влияющих на принимаемый сигнал и учитываемых в блоке симуляции при расчете сигнала на входе радиолокатора. Данная архитектура базируется на обобщенной модели радиолокатора, реализованного с применением супергетеродинного приемника и фазового детектора, описанной в [11, 12].

Слева на диаграмме представлены модули, ответственные за формирование базовых и геометрических параметров модели. Параметры радара: координаты; ориентация нулевого направления; тип антенны (одиночная или антенная решетка – АР) и ее ДН (если влияние ДН учитывается в рамках модели); параметры направления антенны и параметры сканирования пространства (если применимо). Параметры цели/источника помех: координаты; ДР (или эффективная площадь рассеяния – ЭПР); ориентация в пространстве и параметры движения; ДН и ориентация антенны в пространстве для источников шума; мощность помехи. Параметры пространства: свойства подстилающей поверхности; погодные условия; учет влияния ионосферы и ее параметры.

В центре диаграммы представлены модули, отвечающие за формирование параметров, связанных с сигналами, помехами и характеристиками симуляции. Параметры сигнала: несущая частота; вид модуляции; закон модуляции. Параметры шума/помехи: вид шума/помехи; центральная частота и полоса частот. Параметры модели: параметры сканирования пространства; частота повторения зондирующих импульсов; включение/отключение учета влияния каких-либо факторов. Параметры симуляции: тип симуляции; частота дискретизации симуляции; частота дискретизации сигнала на выходе АЦП; количество реализаций; мощность зондирующего сигнала; принцип работы приемного устройства: супергетеродинирование или субдискретизация; промежуточная частота супергетеродинного приемника; параметры фазового детектора; включение в симуляцию или исключение из симуляции супергетеродина и фазового детектора; выбор выхода сигнала: высокочастотный, на промежуточной частоте или на видеочастоте после фазового детектора.

Перечисленные параметры могут быть сформированы соответствующими подпрограммами и сохранены на жесткий диск компьютера в виде файлов конфигурации или же использованы непосредственно из оперативной памяти компьютера в пределах одной исполняемой программы в виде объекта

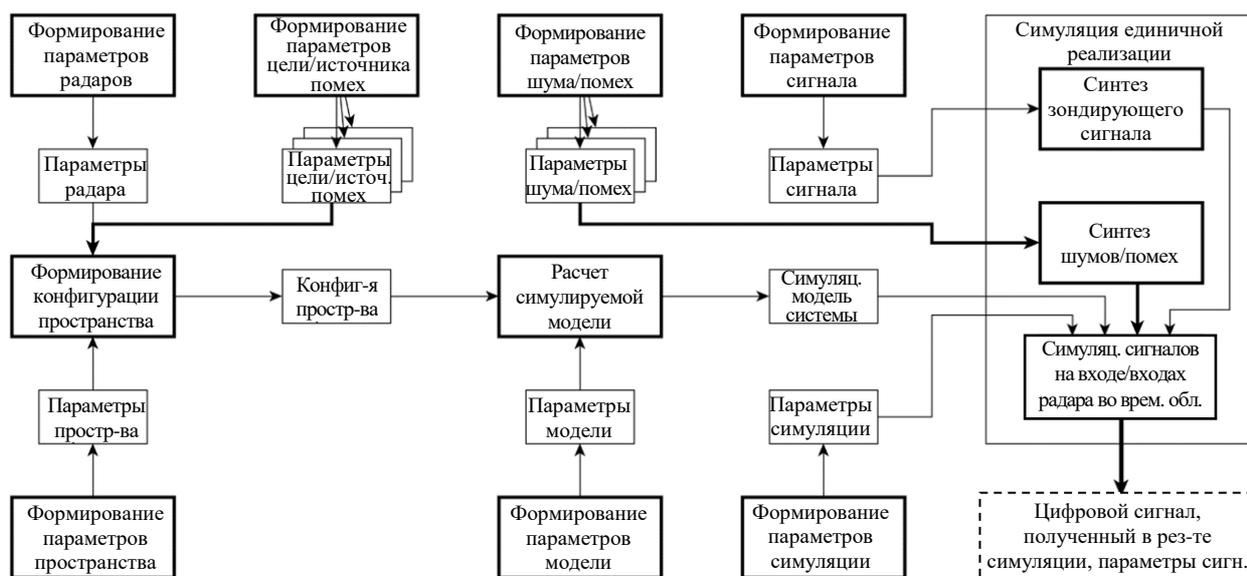


Рис. 3. Архитектура симулятора РЛС

Fig. 3. Radar simulator architecture

соответствующего класса. Совокупность параметров используется для проведения симуляции/моделирования, разделенных на следующие этапы, выполняемые отдельными подпрограммами: формирование конфигурации пространства – учитывает параметры радара, целей, источников помех и параметры пространства; расчет симулируемой модели – учитывает конфигурацию пространства и параметры симуляции; синтез зондирующего сигнала и синтез шумов/помех на основе предоставляемых параметров сигнала и шумов/помех; симуляция во временной области формирует результирующий сигнал на основе симуляционной модели системы, моделей сигнала, шумов и помех, а также параметров симуляции.

Ядром моделирования является симуляционная модель системы. Она описывает функцию преобразования зондирующих импульсов, учитывая их изменение во временной области в соответствии с моделями движения объектов и параметрами сканирования пространства (вращением антенны радиолокатора). Эта модель также включает в себя параметры, определяющие свойства случайных процессов и учитываемые при генерации реализации.

Модели сигналов и шумов/помех как объекты соответствующих классов, реализованных на языке программирования C++, содержат механизмы, реализующие учет доплеровского смещения частоты, сдвига фазы, задаваемого свойствами отражающей поверхности и частотным диапазоном сигнала, а также генераторы псевдослучайных чисел, реализующие влияние случайных процессов.

Таким образом, генерация реализации заключается в преобразовании сигнала в соответствии с симуляционной моделью, генерации шумовых и помеховых воздействий и расчете итогового сигнала как суперпозиции всех учитываемых компонент. Из этого также следует вывод, что воплощение симулятора единичной реализации также возможно с применением подходов параллельных вычислений на графическом ускорителе.

Выходом симулятора являются: цифровой сигнал, представляющий собой имитацию сигнала, записанного на входе радиолокатора или на выходе одного из узлов радиоприемного устройства, формат записи которого позволяет в том

числе сохранять информацию о пространственной ориентации антенны; а также параметры сигнала в виде файла, сохраняемого на жесткий диск персонального компьютера (ПК) или объекта соответствующего класса, помещаемого в оперативное запоминающее устройство (ОЗУ) ПК.

**Архитектура модуля обработки радиолокационных данных.** Модуль обработки радиолокационных данных представляет собой наиболее интерактивную часть программного пакета, так как он отвечает за получение данных, графическая интерпретация которых позволяет формировать оценку симулируемой модели. Его функционал воплощает функционал устройства обработки и отображения [12] и включает в себя возможности использования различных методов обработки сигналов, способов их графической интерпретации и отображения (рис. 4), как, например, в [13].

Входом данного модуля являются цифровые радиолокационные сигналы, сохраненные в определенном формате, что позволяет использовать его как для работы в составе программного комплекса симуляции, так и для прототипирования радаров. Для этого в составе модуля реализован подключаемый блок контроля и коммуникации, позволяющий управлять радаром и отвечающий за организацию потока цифровых данных, посредством заранее известных протоколов управления и передачи данных. Блок управления и коммуникации также отвечает за приведение данных к формату, необходимому для обработки и корректного отображения сигналов графическим интерфейсом.

Данные в заданном формате, содержащие непосредственно сигналы, их параметры, а также параметры радара, поступают на блок первичной обработки, который позволяет выделить из радиолокационных сигналов интерпретируемые и измеряемые радиолокационные данные, которые в дальнейшем поступают на блок постобработки. В результате постобработки данные преобразуются в измеренные характеристики, такие, как координаты целей, их скорость, направление движения и траектория; параметры окружающей среды (состояние морской поверхности, скорость и направление поверхностного течения) и многие другие данные, которые можно определить с помощью радиолокатора.

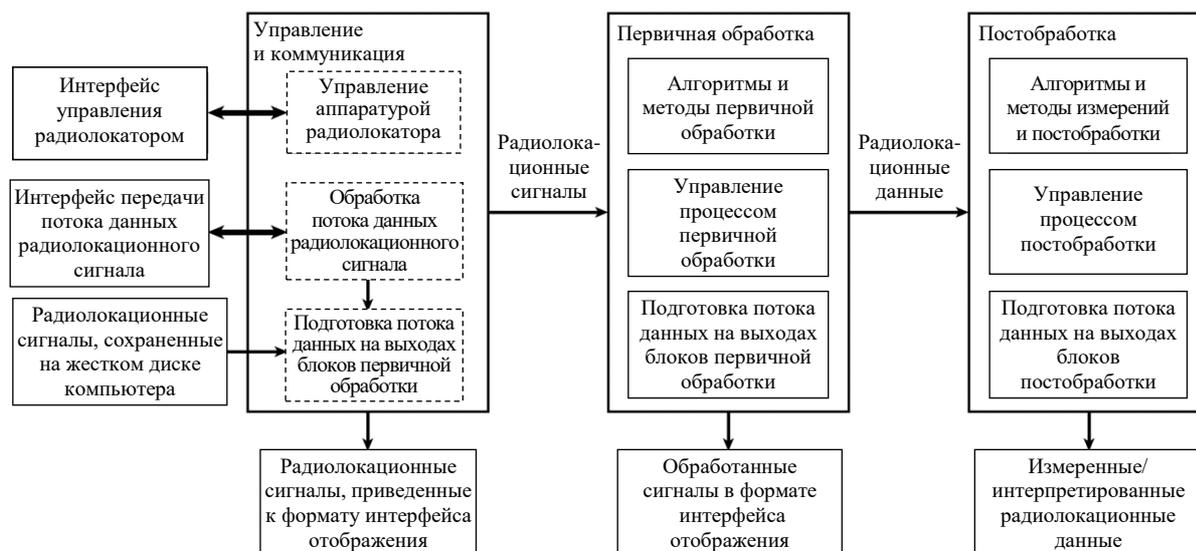


Рис. 4. Архитектура модуля обработки радиолокационных данных

Fig. 4. Radar data processing module architecture

На рис. 5 представлена архитектура блока управления и коммуникации. Как видно из диаграммы, данный модуль предусматривает как работу с заранее записанными радиолокационными сигналами (в том числе сгенерированными при помощи симулятора), так и с потоком радиолокационных данных, поступающих от радиолокатора в режиме реального времени. Для этого данный модуль содержит в своем составе библиотеки, позволяющие организовывать и обеспечивать коммуникацию посредством наиболее популярных протоколов (TCP, UDP,

i<sup>2</sup>s, RS232, RS485 и др.), а также набор программ, необходимых для реализации программных интерфейсов и процессов управления радаром и получения радиолокационных сигналов. Следует отметить, что, поскольку большинство радаров имеют различные протоколы управления, работа с прототипом радиолокатора, протокол которого не был известен разработчикам проекта, потребует отдельной его реализации и включения в состав ПМ.

На вход ПМ также поступают параметры радара и параметры зондирующего сигнала, необ-

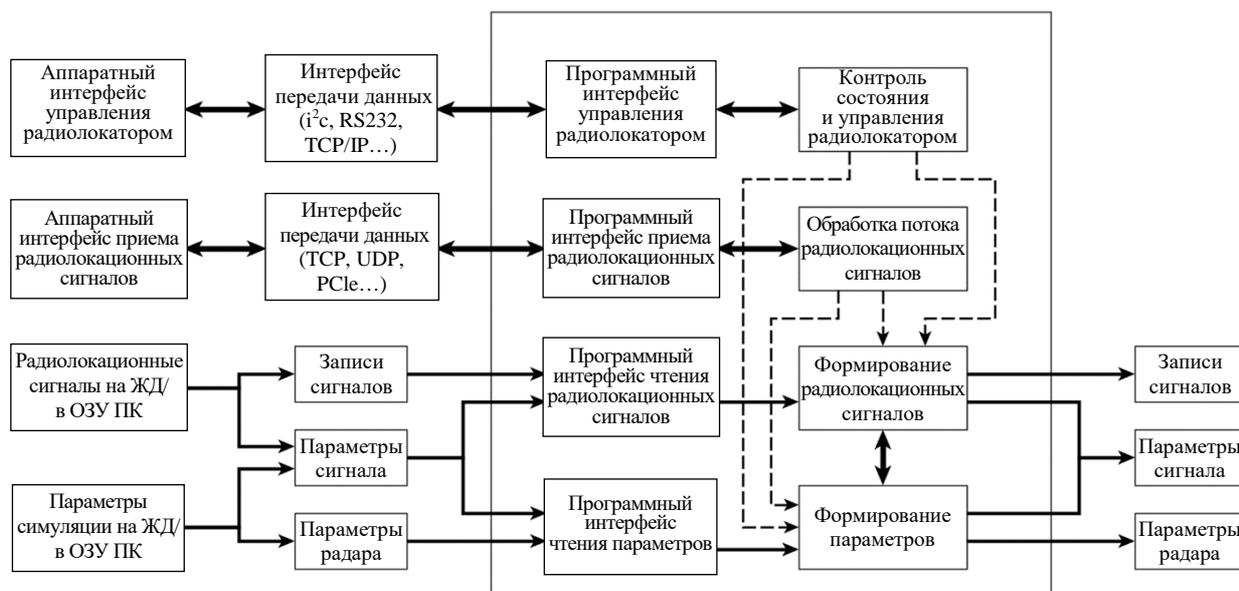


Рис. 5. Модуль управления и коммуникации

Fig. 5. Control and communication module

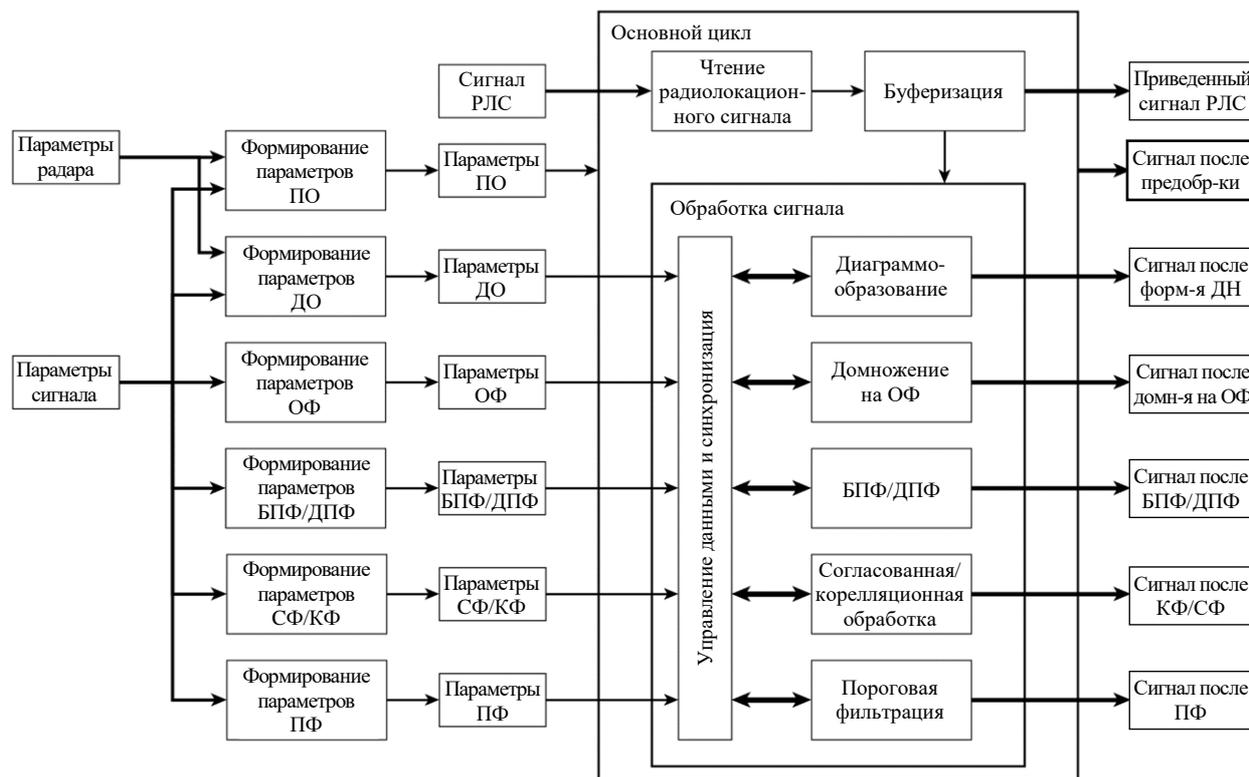


Рис. 6. Модуль первичной обработки

Fig. 6. Primary processing module

ходимые для реализации таких алгоритмов, как СФ/КФ, ПО, ДО, измерение угловых координат и др. Данные параметры могут быть сгенерированы при работе с симулятором или же получены при работе с прототипом радара. После приведения к заданному формату сигналы, параметры сигнала и параметры радара могут быть обработаны ПМ первичной обработки (рис. 6).

Основная цель первичной обработки – привести радиолокационные сигналы и данные к удобному для проведения измерений и интерпретации радиолокационной информации виду. ПМ первичной обработки содержит в себе типичные методы, применяемые в радиолокации: алгоритмы ДО для сигналов, принимаемых АР; домножение сигнала на оконную функцию (ОФ); дискретное и быстрое преобразования Фурье (ДПФ/БПФ); методы корреляционной и согласованной обработки с возможностью реализации многоканального по частоте и времени приемника; методы ПФ для обнаружения целей. Архитектура данного модуля также предусматривает инвариантность последовательности применяемых методов, включая возможность неоднократного применения, если это необходимо.

Данные, поступаая на вход модуля, проходят процесс буферизации и при необходимости аккумулируются для совместной обработки, если метод обработки предусматривает накопление. После накопления достаточного количества сигналов секвенция поступает на вход цикла обработки и может быть, например для отображения, сохранена на жестком диске (ЖД) или в ОЗУ ПК. После каждого этапа обработки сигнал, при необходимости, также может быть сохранен. Выходом блока является сигнал, прошедший все необходимые этапы первичной обработки.

После предварительной обработки следует постобработка. В целом, процесс постобработки (рис. 7) похож на процесс предварительной обработки с применением других методов, требующих своей специфики преобразования входных данных [14–22].

Так как постобработка является, как правило, наиболее трудоемкой частью с точки зрения создания РЛС, а методы постобработки – ключевое звено получения радиолокационных измерений, модуль постобработки предполагает осуществление методов обработки непосредственно инженером, проектирующим систему.

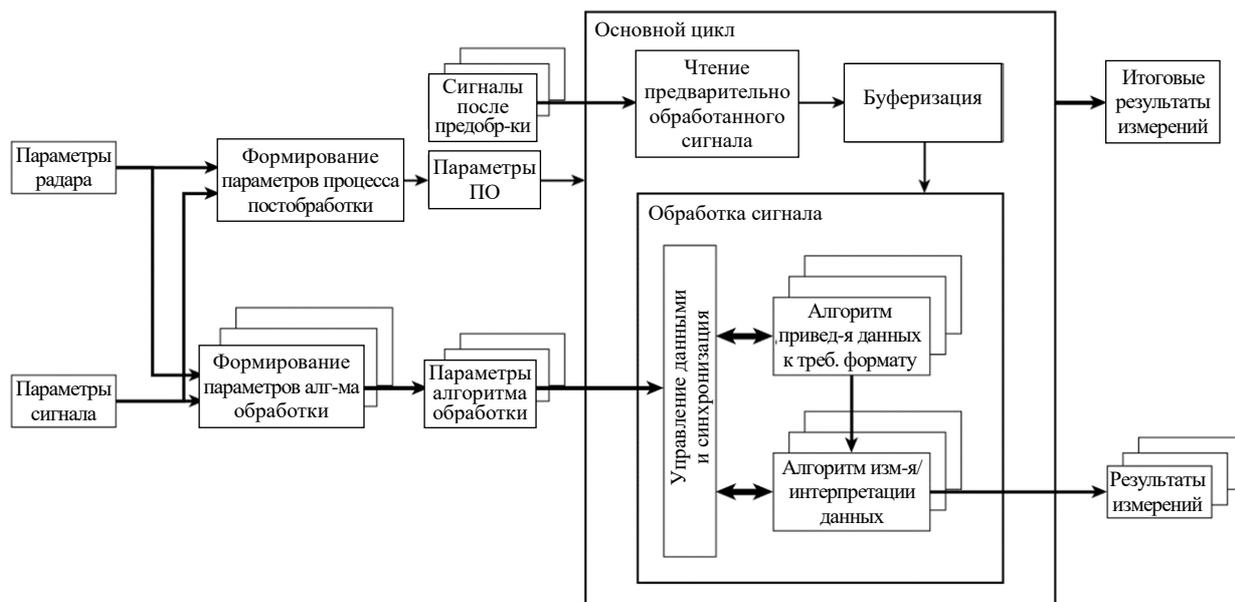


Рис. 7. Модуль постобработки

Fig. 7. Post-processing module

Внедрение методов постобработки в готовый программный пакет – задача нетривиальная и предполагает в большей степени реализацию адекватного для этих целей модуля отображения графической информации. Сами же алгоритмы постобработки могут быть реализованы в виде библиотек C++, а также Lua- или Python-скриптов. Разработчику РЛС также необходимо создать алгоритмы приведения данных, полученных в результате предварительной обработки, к требуемому формату.

**Особенности реализации.** Реализация масштабного проекта требует достаточно гибкого языка программирования, содержащего, с одной стороны, достаточное количество встроенных инструментов и сторонних библиотек для решения базовых задач, а с другой – обеспечивающего высокую производительность вычислений. Такими свойствами обладает C++, выбранный в качестве основного языка программного пакета, расширенный набором свободно распространяемых библиотек boost. Наличие большого числа независимых операций, особенно в модуле симуляции, требует использования алгоритмов параллельных вычислений, которые могут быть реализованы при помощи языка OpenCL. В совокупности с многоядерным процессором или графическим ускорителем этот язык способен существенно повышать скорость независимых вычислений.

Основой философии проекта является модульность, декомпозиция процессов и ориентация на широкий программный и пользовательский интерфейс. В основе проекта лежат библиотеки, позволяющие реализовывать базовые вычисления и работу с параметрами. Эти библиотеки расширяются новым функционалом для воплощения требуемых функций, и многие компоненты могут быть использованы повторно в разных частях программы – это реализует принцип модульности. Декомпозиция процессов подразумевает разбиение программы на простые подпрограммы, способные работать автономно. Единственная зависимость, которая остается между компонентами, – выходы одних являются входами других. Подпрограммы не делят общие ресурсы и выполняются как выделенные процессы.

Под ориентацией на широкий программный интерфейс подразумевается наличие расширенных библиотек, позволяющее использовать их в составе различных программ. В их число входят: использование библиотеки в качестве библиотеки C++, в качестве библиотеки Python, в качестве программы, запускаемой в среде операционной системы, под которую он скомпилирован, и в качестве части программной среды с пользовательским интерфейсом. Ориентация на широкий пользовательский интерфейс означает наличие в пользовательском интерфейсе возможности гибко настраивать программную

среду в зависимости от спектра задач, в том числе включать, отключать и настраивать различные компоненты и настраивать систему отображения графических и цифровых данных.

Основным направлением дальнейшего развития проекта является его расширение и дополнение новыми алгоритмами обработки данных, протоколами обмена данными и управления радиолокационной аппаратурой, улучшение и оптимизация алгоритмов моделирования.

**Заключение.** В рамках описанной работы была обоснована необходимость создания программного комплекса симуляции и прототипирования радиоэлектронных систем и комплексов, а также разработаны концепт и архитектура программного пакета, способного решать данные задачи.

В основу архитектуры проекта легли модульность и декомпозиция процессов. Программный комплекс состоит из двух основных ПМ: модуля симуляции работы радиолокационного комплекса и модуля обработки радиолокационных сигналов, который также содержит программные средства, реализующие управление РЛС, и интерфейсы передачи данных, обеспечивающие получение оцифрованных сигналов в режиме реального времени.

Главными преимуществами разрабатываемого комплекса являются независимость от стороннего производителя и отсутствие ограничений на реализуемые функции. Так как ядро системы базируется на C++, функционал среды может быть расширен, адаптирован под потребности пользователя. Из этого преимущества вытекает и основной недостаток – модернизация программной среды требует определенного опыта и более глубокого понимания основ программирования, чем иные популярные решения, рассмотренные в рамках статьи.

Предложенный подход позволяет эффективно решать задачи симуляции и прототипирования радиолокационных систем и комплексов, что, в том числе, открывает различные области применения программного пакета: в качестве комплекса моделирования РЛС и разработки алгоритмов обработки радиолокационных данных, в качестве быстро развертываемого комплекса управления РЛС для работы с реальными радарными и прототипами, а также в академических целях как учебное пособие для студентов, обучающихся в высших учебных заведениях по соответствующему профилю.

### Список литературы

1. Коновальчик А. П., Плаксенко О. А., Щирый А. О. Перспективы проектирования и совершенствования бортовых РЛС летательных аппаратов с применением разрабатываемой отечественной САПР // Новые информационные технологии в автоматизированных системах / Ин-т прикладной математики им. М. В. Келдыша РАН. М., 2019. С. 67–72.
2. Деркачев В. А. Формирование радиолокационной сцены для моделирования РЛС с синтезированной апертурой // Изв. Южного федер. ун-та. Техн. науки. 2019. № 2 (204). С. 117–128. doi: 10.23683/2311-3103-2019-2-117-128
3. ЦИТМ "Экспонента". Технологии моделирования при создании радиолокационных систем. URL: <https://exponenta.ru/news/Tekhnologii-modelirovaniya-pri-sozdanii-radiolokacionnyh-sistem> (дата обращения: 19.05.2024)
4. Whole system radar modelling: Simulation and validation / J. Kannanthara, D. Griffiths, M. Jahangir, J. M. Jones, C. J. Baker, M. Antoniou, C. J. Bell, H. White, K. Bongs, Y. Singhformat // IET Radar, Sonar & Navigation. 2023. Vol. 17, iss. 6. P. 1050–1060. doi: 10.1049/rsn2.12399
5. Измерения в LabVIEW. Руководство по применению / пер. с англ.; Рос. филиал корпорации National Instruments. Новосибирск, 2006. 148 с.
6. Румановский И. Г., Калинин Н. А., Александров А. Моделирование системы управления автопилота самолета в средах SciLab и SimInTech // Вестн. ТОГУ. 2023. Т. 68, № 1. С. 55–70.
7. Septanto H., Suprijanto D. Practical Approach to Designing Radar Linear and Nonlinear Frequency Modulation Chirp Waveforms // Proc. of the Intern. Conf on Radioscience, Equatorial Atmospheric Science and Environment and Humanosphere Science. Springer Proc. in Physics. 2022. Vol. 290. P. 829–836. doi: 10.1007/978-981-19-9768-6\_76
8. Radar Echo Generation. Rohde & Schwarz. URL: [https://www.rohde-schwarz.com/us/products/test-and-measurement/echo-generators\\_232540.html](https://www.rohde-schwarz.com/us/products/test-and-measurement/echo-generators_232540.html) (дата обращения: 19.05.2024)
9. YEA Engineering. Automotive. URL: <https://yeae.am/automotive> (дата обращения: 19.05.2024)
10. Программное и аппаратное моделирование радиолокационных сигналов РЛС вертикального зондирования / Е. Н. Гарин, В. Н. Ратушняк, А. Б. Гладышев, Д. И. Смирнов // Журн. Сиб. федер. ун-та. Техника и технологии. 2020. Т. 13(3). С. 370–378. doi: 10.17516/1999-494X-0229
11. Бакулев П. А. Радиолокация движущихся целей. М.: Сов. радио, 1964. 336 с.

12. Справочник по радиолокации: в 2 кн. / под ред. М. И. Сколника; пер. с англ. под общ. ред. В. С. Вербы. М.: Техносфера, 2014. 680 с.
13. Сердюков И. С., Веремьев В. И., Нгуен В. Методология разработки программного обеспечения управления и сбора данных для систем автономного мониторинга с большим объемом генерируемой информации на примере программного комплекса управления гидрологическим радиолокатором // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2023. Т. 26, № 2. С. 52–64. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-2-52-64
14. Orandarenko E. D. Radar Methods for Measuring the Hydrographic Parameters of the Sea // Intern. Conf. "Radar Monitoring Systems-2017 (RMS'2017)", Hanoi, Vietnam, 21–23 Nov. 2017. P. 42–56.
15. System for Adjustment of Angle Coordinates for Sea Surface Surveillance Radar / E. Vorobev, A. Bezuglov, V. Veremyev, V. Kutuzov // Signal Processing Symp. (SPSymo), Jachranka, Poland, 12–14 Sept. 2017. IEEE, 2017. P. 1–5. doi: 10.1109/SPS.2017.8053652
16. Orandarenko E. D., Veremyev V. I. Radar Methods of Measurement Bathymetry // IEEE Conf. of Russ. Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIConRus), Moscow and St Petersburg, Russia, 29 Jan. – 01 Feb. 2018. IEEE, 2018. P. 1129–1131. doi: 10.1109/EIConRus.2018.8317289
17. Mikhailov V. N., Khachaturian A. B. Estimation of Sea-Wind Parameters Using a Doppler Navigation System // IEEE Conf. of Russ. Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIConRus), Moscow and St Petersburg, Russia, 29 Jan. – 01 Feb. 2018. IEEE, 2018. P. 83–85. doi: 10.1109/EIConRus.2018.8317035
18. Kulikova D. Yu., Gorbunov I. G. Analysis of the Sea Surface Parameters by Doppler X-Band Radar in the Coastal Zone of the Black Sea // IEEE Conf. of Russ. Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIConRus), St Petersburg, Russia, 28–31 Jan. 2019. IEEE, 2019. P. 1179–1182. doi: 10.1109/EIConRus.2019.8657257
19. Веремьев В. И., Коновалов А. А., Бархатов А. В. Радиолокационный мониторинг нижних слоев атмосферы. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2014. 186 с.
20. Коновалов А. А. Основы тракторной обработки радиолокационной информации. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2013. 164 с.
21. Основы проектирования многопозиционных декаметровых РЛС пространственной волны / под общ. ред. В. М. Кутузова. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2012. 191 с.
22. Веремьев В. И., Коновалов А. А. Радиолокационные методы обнаружения и оценки параметров атмосферных неоднородностей техногенного происхождения. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2008. 136 с.

### Информация об авторе

**Сердюков Иван Сергеевич** – инженер по специальности "Радиоэлектронные системы и комплексы" (2020), аспирант кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Инженер в НИИ "Прогноз". Автор трех научных публикаций. Сфера научных интересов – радиолокация; информационно-измерительные системы. Адрес: НИИ "Прогноз", ул. Профессора Попова, д. 5 Ф, Санкт-Петербург, 197022, Россия  
E-mail: i.s.serdiukov@gmail.com  
<https://orcid.org/0000-0002-6637-5994>

### References

1. Konovalchik A. P., Plaksenko O. A., Shchiry A. O. Prospects for the Design and Improvement of On-Board Radars of Aircraft Using the Developed Domestic CAD System. New Information Technologies in Automated Systems. Moscow, Keldysh Institute of Applied Mathematics, KIAM, 2019, pp. 67–72. (In Russ.)
2. Derkachev V. A. Formation of a Radar Scene for Modeling Radars with a Synthesized Aperture. News of the Southern Federal University. Technical Sciences. 2019, no. 2 (204), pp. 117–128. doi: 10.23683/2311-3103-2019-2-117-128 (In Russ.)
3. CITM "Exponenta". Modeling technologies for creating radar systems. Available at: <https://exponenta.ru/news/Tekhnologii-modelirovaniya-pri-sozdanii-radiolokacionnyh-sistem> (accessed 19.05.2024)
4. Kannanthara J., Griffiths D., Jahangir M., Jones J. M., Baker C. J., Antoniou M., Bell C. J., White H., Bongs K., Singhformat Y. Whole System Radar Modelling: Simulation and Validation. IET Radar, Sonar & Navigation. 2023, vol. 17, iss. 6, pp. 1050–1060. doi: 10.1049/rsn2.1239
5. Measurements in LabVIEW. Instructions for use. National Instruments, 2003, 148 p.
6. Rumanovski I. G., Kalinnikov N. A., Aleksandrova A. A. Simulation of the Aircraft Autopilot Control System in Scilab and SimInTech Environments. Bulletin of Pacific National University. 2023, vol. 68, no. 1, pp. 55–70. (In Russ.)
7. Septanto H., Suprijanto D. Practical Approach to Designing Radar Linear and Nonlinear Frequency Modulation Chirp Waveforms. Proc. of the Intern. Conf. on Radioscience, Equatorial Atmospheric Science and Environment and Humanosphere Science. Springer Proc. in Physics. 2022, vol. 290, pp. 829–836. doi: 10.1007/978-981-19-9768-6\_76
8. Radar Echo Generation. Rohde & Schwarz. Available at: [https://www.rohde-schwarz.com/us/products/test-and-measurement/echo-generators\\_232540.html](https://www.rohde-schwarz.com/us/products/test-and-measurement/echo-generators_232540.html) (accessed 19.05.2024)
9. YEA Engineering. Automotive. Available at: <https://yeae.am/automotive> (accessed 19.05.2024)
10. Garin E. N., Ratushnyak V. N., Gladyshev A. B., Smirnov D. I. Software and Hardware Simulation of Radar System Signals of the Vertical Sounding. J. of Siberian Federal University. Engineering & Technologies. 2020, vol. 13(3), pp. 370–378. doi: 10.17516/1999-494X-0229 (In Russ.)

11. Bakulev P. A. Radar of Moving Targets. Moscow, Sov. radio, 1964, 336 p. (In Russ.)
12. Skolnik M. I. Radar Handbook. 3<sup>rd</sup> ed. McGraw-Hill Education, 2008. 1328 p.
13. Serdiukov I. S., Veremyev V. I., Nguyen V. Software Methodology for Data Control and Collection for Autonomous Monitoring Systems with a Large Amount of Generated Information on the Example of Software for a Hydrological Radiolocation System. J. of the Russian Universities. Radioelectronics. 2023, vol. 26, no. 2, pp. 52–64. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-2-52-64 (In Russ.)
14. Orandarenko E. D. Radar Methods for Measuring the Hydrographic Parameters of the Sea. Intern. Conf. "Radar Monitoring Systems-2017 (RMS'2017)", Hanoi, Vietnam, 21–23 Nov. 2017, pp. 42–56.
15. Vorobev E., Bezuglov A., Veremyev V., Kutuzov V. System for Adjustment of Angle Coordinates for Sea Surface Surveillance Radar. 2017 Signal Processing Symp. (SPSymo), Jachranka, Poland, 12–14 Sept. 2017. IEEE, 2017, pp. 1–5. doi: 10.1109/SPS.2017.8053652
16. Orandarenko E. D., Veremyev V. I. Radar Methods of Measurement Bathymetry. IEEE Conf. of Russ. Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIConRus), Moscow and St. Petersburg, Russia, 29 Jan.–01 Feb. 2018. IEEE, 2018, pp. 1129–1131. doi: 10.1109/EIConRus.2018.8317289
17. Mikhailov V. N., Khachaturian A. B. Estimation of Sea-Wind Parameters Using a Doppler Navigation System. IEEE Conf. of Russ. Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIConRus). Moscow and St Petersburg, Russia, 29 Jan. – 01 Feb. 2018. IEEE, 2018, pp. 83–85. doi: 10.1109/EIConRus.2018.8317035
18. Kulikova D. Yu., Gorbunov I. G. Analysis of the Sea Surface Parameters by Doppler X-Band Radar in the Coastal Zone of the Black Sea. 2019 IEEE Conf. of Russ. Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIConRus), St Petersburg, Russia, 28–31 Jan. 2019. IEEE, 2019, pp. 1179–1182. doi: 10.1109/EIConRus.2019.8657257
19. Veremyev V. I., Konovalov A. A., Barkhatov A. V. Radar Monitoring of the Lower Atmosphere. St Petersburg, *Izd-vo SPbSETU "LETI"*, 2014, 186 p. (In Russ.)
20. Konovalov A. A. Fundamentals of Trajectory Processing of Radar Information. St Petersburg, *Izd-vo SPbSETU "LETI"*, 2013, 164 p. (In Russ.)
21. Fundamentals of Design of Multi-Position Decimeter Sky-Wave Radars. Ed. by V. M. Kutuzov. St Petersburg, *Izd-vo SPbSETU "LETI"*, 2012, 191 p. (In Russ.)
22. Veremyev V. I., Konovalov A. A. Radar Methods for Detecting and Assessing the Parameters of Atmospheric Heterogeneities of Technogenic Origin. St Petersburg, *Izd-vo SPbSETU "LETI"*, 2008, 136 p. (In Russ.)

#### Information about the author

**Ivan S. Serdiukov**, Engineer in "Radioelectronic systems and complexes" (2020), Postgraduate student of the Department of Radio Engineering Systems of Saint Petersburg Electrotechnical University. Engineer of the Research Institute "Prognoz" The author of three scientific publications. Area of expertise: radiolocation; information and measurement systems.

Address: Research Institute "Prognoz", 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia

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

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

---

## Методика измерения мощности дозы импульсного тормозного излучения дозиметрами гамма-излучения со счетчиком Гейгера–Мюллера

Н. В. Титов 

Санкт-Петербургский научно-исследовательский институт радиационной гигиены  
им. профессора П. В. Рамзаева, Санкт-Петербург, Россия

 [pustoshka@inbox.ru](mailto:pustoshka@inbox.ru)

### Аннотация

**Введение.** Проведение производственного радиационного контроля источников импульсного тормозного излучения сопряжено с рядом проблем. В России существует всего 3 дозиметра, предназначенных для дозиметрии импульсного тормозного излучения с длительностью импульса менее 10 мкс. К тому же они имеют ряд существенных ограничений по энергетическому диапазону (10 МэВ) и минимальной длительности импульсов (10 нс) и достаточно высокую стоимость. При этом имеется дозиметр ДКГ-РМ1621 со счетчиком Гейгера–Мюллера для дозиметрии фотонного излучения с энергий до 20 МэВ, но он не предназначен для дозиметрии импульсных излучений.

**Цель работы.** Разработка методики проведения радиационного контроля источников импульсного тормозного излучения с использованием дозиметров со счетчиками Гейгера–Мюллера.

**Материалы и методы.** В 2021 г. проведены измерения мощности дозы импульсного тормозного излучения с максимальной энергией 3.0 МэВ при частоте следования импульсов 50, 100, 150, 200, 250, 300 и 400 Гц дозиметрами ДКС-АТ1123 (в качестве образцового) и МКС-АТ117М со счетчиком Гейгера–Мюллера.

**Результаты.** Разработана методика корректировки результатов измерений мощности дозы импульсного тормозного излучения дозиметром со счетчиком Гейгера–Мюллера, позволяющая измерять мощность дозы импульсного тормозного излучения с дополнительной погрешностью менее 15 % в практически значимой области мощностей доз. Для дозиметра МКС-АТ117М при частоте следования импульсов 400 Гц данное значение составило 320 мкЗв/ч, что вполне достаточно для большинства практических задач по радиационному контролю.

**Заключение.** Показана целесообразность и возможность успешного применения дозиметров со счетчиками Гейгера–Мюллера для дозиметрии импульсного тормозного излучения с использованием предложенной методики измерений с ограничением по максимально измеряемой мощности дозы.

**Ключевые слова:** мощность дозы, импульсное тормозное излучение, счетчик Гейгера–Мюллера, методика измерений

**Для цитирования:** Титов Н. В. Методика измерения мощности дозы импульсного тормозного излучения дозиметрами гамма-излучения со счетчиком Гейгера–Мюллера // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2024. Т. 27, № 3. С. 97–107. doi: 10.32603/1993-8985-2024-27-3-97-107

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

Статья поступила в редакцию 20.03.2024; принята к публикации после рецензирования 15.05.2024; опубликована онлайн 28.06.2024



## Methodology for Measuring the Dose Rate of Pulsed Bremsstrahlung Radiation using Gamma Radiation Dosimeters with Geiger–Muller Counter

Nikolay V. Titov ✉

St Petersburg Research Institute of Radiation Hygiene  
n. a. Professor P. V. Ramzaev, St Petersburg, Russia

✉ pustoshka@inbox.ru

### Abstract

**Introduction.** Industrial monitoring of pulsed bremsstrahlung radiation is associated with a number of challenges. Russia produces only three dosimeters that can be used for measuring pulsed bremsstrahlung radiation with a pulse duration of less than 10  $\mu$ s. These dosimeters, in addition to being rather expensive, have a number of significant restrictions on the energy range (10 MeV) and the minimum pulse duration (10 ns). The DKG-RM1621 dosimeter with a Geiger–Muller counter can be used for dosimetry of photon radiation with energies up to 20 MeV. However, this device is not intended for dosimetry of pulsed radiation.

**Aim.** Development of a methodology for conducting radiation monitoring of pulsed bremsstrahlung radiation sources using dosimeters with Geiger–Muller counters.

**Materials and methods.** In 2021, measurements of the dose rate of pulsed bremsstrahlung radiation with a maximum energy of 3.0 MeV at pulse repetition rates of 50, 100, 150, 200, 250, 300, and 400 Hz were carried out using DKS-AT1123 (as a reference) and MKS-AT117M dosimeters with a Geiger–Muller counter.

**Results.** A technique was developed for correcting the results of measuring the dose rate of pulsed bremsstrahlung radiation by a dosimeter equipped with a Geiger–Muller counter, which allows the dose rate of pulsed bremsstrahlung radiation to be measured with an additional error of less than 15 % in a practically significant range of dose rates. For the MKS-AT117M dosimeter at a pulse repetition rate of 400 Hz, this value was 320  $\mu$ Sv/h, which is sufficient for most practical tasks in radiation monitoring.

**Conclusion.** The feasibility and possibility of successful application of dosimeters with Geiger–Muller counters for dosimetry of pulsed bremsstrahlung radiation using the proposed measurement technique with a limitation on the maximum measured dose rate is shown.

**Keywords:** dose rate, pulsed bremsstrahlung, Geiger–Muller counter, measurement technique

**For citation:** Titov N. V. Methodology for Measuring the Dose Rate of Pulsed Bremsstrahlung Radiation using Gamma Radiation Dosimeters with Geiger–Muller Counter. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2024, vol. 27, no. 3, pp. 97–107. doi: 10.32603/1993-8985-2024-27-3-97-107

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

Submitted 20.03.2024; accepted 15.05.2024; published online 28.06.2024

**Введение.** В Российской Федерации широко используются установки с источниками импульсного тормозного излучения (ИТИ). К ним относятся установки с ускорителями электронов для стерилизации различных видов продукции, для досмотра крупногабаритных грузов, для лучевой терапии [1] и диагностики пациентов [2], рентгеновские установки для неразрушающего контроля материалов и изделий. Проведение производственного радиационного контроля при эксплуатации таких установок сопряжено с рядом проблем [3–5]. В государственном реестре средств изме-

рений имеется всего 3 дозиметра, предназначенных для дозиметрии ИТИ длительностью менее 10 мкс [6], которые к тому же имеют ряд существенных ограничений по энергетическому диапазону и минимальной длительности импульсов, а также достаточно высокую стоимость. Дозиметры рентгеновского и гамма-излучения ДКС-АТ1123, ДКС-96 и RAMION [7] позволяют измерять мощность амбиентной дозы (МАД) ИТИ с максимальной энергией не более 10 МэВ при длительности импульса излучения не менее 10 нс. Кроме того, дозиметр RAMION имеет минимально измеримую МАД

1.0 мкЗв/ч, что делает его мало пригодным для производственного радиационного контроля. Производство дозиметра ДКС-96 в настоящее время прекращено. Считается, что счетчики Гейгера–Мюллера непригодны для измерения импульсных излучений [3, 8], поскольку, начиная с некоторого значения МАД, их показания определяются только частотой следования импульсов источника. Тем не менее, для МАД, не превышающих некоторого порогового значения, этот эффект может быть несущественен [9]. Другими словами, вопрос заключается в том, в каком диапазоне мощностей доз показания таких дозиметров являются корректными и от чего зависит верхняя граница данного диапазона. Попытки использования дозиметров со счетчиками Гейгера–Мюллера (ГМД) для дозиметрии ИТИ предпринимались ранее и показали перспективность данного подхода. Так в [9] использовали ГМД для дозиметрии тормозного излучения импульсного ускорителя электронов при длительности импульса 1 мкс и энергии ускоренных электронов 6, 10 и 18 МэВ для мощностей дозы до 90 мкЗв/ч, но зависимость данной величины от частоты следования импульсов не рассматривалась. В [10] исследовали диапазоны МАД источников ИТИ, при которых возможно использование электронных дозиметров, но не рассматривали возможность расширения этого диапазона. В [11–13] приводятся рекомендации по использованию электронных дозиметров при определенных ограничениях по длительности импульсов, частоте их следования, мощности дозы в импульсе и мертвому времени датчика дозиметра. Имеются также серьезные проблемы по формированию тестовых полей для калибровки дозиметров в импульсных полях излучения [14, 15].

Автором данной статьи ранее были проведены исследования зависимости погрешности результатов измерения ГМД ДКГ-PM1621 МАД ИТИ с максимальной энергией 6 и 10 МэВ от частоты следования импульсов при длительности импульса 2...3 мкс [16]. Обоснована перспективность данного направления исследований. На установках с ускорителями электронов МАД ИТИ на рабочих местах персонала и в смежных помещениях составляет от 0.1 до 300 мкЗв/ч. В описываемой работе пока-

зано, что получение корректных результатов в этом диапазоне МАД с использованием ГМД вполне возможно.

Похожая ситуация сложилась и в радиационном контроле импульсных рентгеновских дефектоскопов [17]. Дозиметр ДКС-АТ1123 предназначен для дозиметрии ИТИ при длительности импульса не менее 10 нс, а в настоящее время используются рентгеновские дефектоскопы и медицинские рентгенодиагностические аппараты [2] с длительностью импульса излучения 1...2 нс. Дозиметрические приборы, предназначенные для измерения таких излучений, в Государственном реестре средств измерений отсутствуют. В то же время, с учетом физических принципов работы счетчиков Гейгера–Мюллера, для них отсутствуют ограничения на длительность импульсов излучения менее 10 нс, и, как было показано авторами ранее [16], для радиационного контроля таких источников вполне возможно использование ГМД. Допустимое значение МАД рентгеновского излучения на рабочих местах дефектоскопов не превышает 40 мкЗв/ч, а на границе зоны ограничения доступа – 4 мкЗв/ч. Как было показано в предыдущих исследованиях, получение корректных результатов в этом диапазоне МАД с использованием ГМД также вполне возможно.

Кроме того ГМД существенно дешевле, легче и надежнее других типов дозиметров, а также значительно чаще используются в различных организациях. Поэтому наличие методики радиационного контроля установок с источниками ИТИ с использованием ГМД позволит значительно упростить проведение такого контроля, а для источников с энергией более 10 МэВ и с длительностью импульса менее 10 нс – может стать единственным на сегодняшний день реальным методом его проведения.

Цель работы, описываемой в данной статье, – создание методики радиационного контроля установок с источниками ИТИ с использованием ГМД в практически значимой области мощностей дозы при нормальной эксплуатации таких установок.

**Материалы и методы.** В рамках описываемой работы были проведены экспериментальные исследования на импульсном ускорителе электронов УЭЛР-8-2-Д с максимальной энер-

гией 3.0 МэВ при частоте следования импульсов от 50 до 400 Гц при длительности импульса 2 мкс. Пучок ускоренных электронов падал на вольфрамовую мишень и создавал пучок ИТИ. Измерения проводились двумя дозиметрами: ДКС-АТ1123 (далее ДКС), использовавшимся в качестве образцового, и ГМД типа МКС-АТ117М с датчиком БДКГ-01 (далее МКС). Оба дозиметра размещались в непосредственной близости друг от друга на расстоянии 5 м от мишени ускорителя на высоте 1 м от пола экспериментального зала. МАД в точке измерения варьировалась изменением тока пучка ускоренных электронов. Результаты измерений дозиметрами считывались с дистанционных пультов управления, расположенных в пультовой.

Измерения проводились для частот следования импульсов излучения ускорителя 50, 100, 150, 200, 250, 300 и 400 Гц. Мощность дозы задавалась с некоторым шагом от нуля до значения, в 2–3 раза превышающего максимальные показания дозиметра МКС ("плато") для каждой частоты следования импульсов.

Для выбранных параметров поля излучения ДКС мог считаться образцовым, так как они соответствовали его области измерений и по длительности импульса, и по энергии излучения. Основная погрешность измерения МАД ИТИ для данного дозиметра не превышает 30 %, а энергетическая зависимость чувствительности в области энергий излучения от 0.06 до 3.0 МэВ относительно чувствительности для энергии 0.66 МэВ не превышает  $\pm 25$  %. МКС предназначен для дозиметрии гамма-излучения в диапазоне энергий от 0.06 до 3.0 МэВ с основной относительной погрешностью не более  $\pm 20$  %. Энергетическая зависимость чувствительности датчика МКС в этой области энергий относительно чувствительности для энергии 0.66 МэВ не превышает  $-35 \dots +25$  %. По экспериментальным данным строились зависимости результатов измерений с использованием МКС по отношению к образцовым, полученным в тех же условиях измерений с помощью ДКС, от МАД ИТИ. Зависимости строились для всех используемых частот следования импульсов.

Корректировка результатов измерений проводилась по методике, разработанной с использованием следующих соображений.

Как известно, мертвое время счетчиков Гейгера–Мюллера  $\tau$ , равное  $10^{-5} \dots 10^{-4}$  с [18], приводит к тому, что у них имеются принципиальные ограничения на максимальные значения измеряемой мощности дозы. По мере того как частота срабатываний счетчика приближается к максимально возможной, равной  $1/\tau$  [18], дозиметр начинает существенно занижать результаты измерения, и после достижения данной частоты срабатывания счетчика результаты измерения вообще перестают изменяться. Для компенсации влияния мертвого времени счетчика на показания дозиметра в области частот срабатывания счетчика менее  $1/\tau$  [18] вносят поправки, учитывающие реальное время, в течение которого счетчик чувствителен к излучению. Измеренную частоту срабатываний счетчика  $N_{\text{изм}}$  корректируют с помощью соотношения

$$N_{\text{кор}} = N_{\text{изм}} / (1 - N_{\text{изм}} \tau).$$

При дозиметрии импульсных излучений данный эффект становится еще более значимым, так как ограничения частоты срабатываний относятся только ко времени генерации импульсов излучения. При длительности импульса излучения  $T$ , значительно большей мертвого времени счетчика, максимальная частота срабатываний счетчика

$$N_{\text{max}} = Tf / \tau,$$

где  $f$  – частота следования импульсов излучения.

Таким образом, максимальная частота срабатываний счетчика при регистрации импульсного излучения пропорциональна произведению  $Tf$ , т. е. доле времени, при котором происходит генерация импульсов излучения.

Для компенсации мертвого времени и в этом случае можно использовать такое же соотношение, как и для непрерывного излучения, но оно будет относиться не ко всему времени, а только к той его части, в которую происходит генерация излучения:

$$N_{\text{кор}} = N_{\text{изм}} / [1 - N_{\text{изм}} \tau / (Tf)].$$

При длительности импульса, меньшей мертвого времени счетчика, за время импульса излучения возможно не более одного срабатывания счетчика, и максимальная частота его

срабатываний становится равна частоте следования импульсов излучения. Будем рассматривать ситуацию, при которой длительность импульса излучения меньше мертвого времени используемого дозиметра со счетчиком Гейгера–Мюллера, а промежуток между импульсами больше времени его полного восстановления. Это справедливо для импульсов длительностью менее 50 мкс при частоте следования до 2000 Гц. При этих условиях за время одного импульса излучения счетчик Гейгера–Мюллера может сработать не более одного раза независимо от мощности дозы, а за время между импульсами успеет полностью восстановить рабочее состояние.

Чувствительность используемого ГМД можно охарактеризовать количеством срабатываний счетчика на единицу дозы излучения  $K$ . Параметры контролируемого поля импульсного излучения можно охарактеризовать длительностью импульса излучения  $T$ , частотой следования импульсов излучения  $f$  и средней мощностью дозы излучения  $\dot{H}$ .

Доза за один импульс излучения при этом равна:

$$H_1 = \dot{H}/f,$$

а мощность дозы в импульсе

$$\dot{H}_1 = H_1/T = \dot{H}/(Tf).$$

Вероятность одного срабатывания счетчика Гейгера–Мюллера при воздействии одного импульса излучения источника равна:

$$P_1 = KH_1 = K\dot{H}/f.$$

Частота срабатываний счетчика Гейгера–Мюллера

$$N = P_1 f = K\dot{H}.$$

Для аналогичного "гипотетического" счетчика с нулевым мертвым временем возможны и несколько срабатываний счетчика за один импульс излучения. Вероятность первого срабатывания счетчика за импульс ИТИ в момент времени  $t$  в диапазоне  $dt$  равна  $KH_1 dt$ , а второго срабатывания в том же импульсе излучения составляет  $K\dot{H}_1(T-t)$ .

Вероятность двух срабатываний "гипотети-

ческого" счетчика за один импульс излучения в этом случае составит:

$$P_2 = \frac{K^2 \dot{H}^2}{2f^2},$$

а вероятность одного или двух срабатываний:

$$P_{12} = P_1 + P_2 = \frac{K\dot{H}}{f} + \frac{K^2 \dot{H}^2}{2f^2} = \frac{K\dot{H}}{f} \left( 1 + \frac{K\dot{H}}{2f} \right).$$

Количество срабатываний счетчика в единицу времени составит:

$$N_{12} = \frac{K\dot{H}}{f} \left( 1 + \frac{K\dot{H}}{2f} \right) = N \left( 1 + \frac{K\dot{H}}{2f} \right).$$

При этом средняя частота срабатываний счетчика, которая определяет измеряемую величину МАД, возрастает в  $\left( 1 + \frac{K\dot{H}}{2f} \right) = (1 + \alpha\dot{H})$  раз, где  $\alpha = \frac{K}{2f}$ .

Автором предлагается использовать этот коэффициент для корректировки результатов измерений с целью частичного учета наличия мертвого времени реального счетчика Гейгера–Мюллера.

Скорректированное значение МАД ИТИ  $\dot{H}_{\text{кор}}$  выражается через измеренное  $\dot{H}_{\text{изм}}$  следующим образом:

$$\dot{H}_{\text{кор}} = \dot{H}_{\text{изм}} / (1 - \alpha\dot{H}_{\text{изм}}).$$

Для  $\dot{H}_{\text{кор}}$  и  $\dot{H}_{\text{изм}}$ , выраженных в микрозивертах в час, получаем следующее выражение:

$$\begin{aligned} \dot{H}_{\text{кор}} &= \dot{H}_{\text{изм}} / \left[ 1 - (\alpha/3.6)\dot{H}_{\text{изм}} \right] = \\ &= \dot{H}_{\text{изм}} / \left( 1 - \alpha_1\dot{H}_{\text{изм}} \right), \end{aligned}$$

где  $\alpha_1 = \alpha / 3.6 = K / (7.2f)$ .

Параметр  $K$  можно получить по результатам измерения значения "плато"  $\dot{H}_n$  в зависимости измеренной МАД от МАД источника излучения, соответствующего области, в которой показания дозиметра не изменяются при дальнейшем росте МАД источника. В этом случае счетчик дозиметра срабатывает при каждом импульсе излучения источника, и ча-

стота срабатываний счетчика равна частоте следования импульсов излучения  $f$ . При этом  $K = f / \dot{H}_n = 3.6 f / \dot{H}_n$  и  $\alpha_1 = 1 / (2 \dot{H}_n)$ .

Скорректированное измеренное значение мощности дозы

$$\dot{H}_{\text{кор}} = \dot{H}_{\text{изм}} / \left[ 1 - \dot{H}_{\text{изм}} / (2 \dot{H}_n) \right].$$

Для вычисления поправочного коэффициента достаточно получить значение "плато" для данного дозиметра и данного источника излучения.

Полученное выражение учитывает только возможность двойных срабатываний "гипотетического" счетчика с нулевым мертвым временем за один импульс излучения. Но в этом

случае возможно и большее число срабатываний. Анализ полученных результатов позволил вывести эмпирическое соотношение, учитывающее возможность нескольких срабатываний "гипотетического" счетчика с нулевым мертвым временем за один импульс, при котором скорректированные результаты измерений близки к показаниям образцового дозиметра для максимальной области мощностей доз. Данное соотношение имеет вид

$$\dot{H}_{\text{кор}} = \dot{H}_{\text{изм}} / \left( 1 - 0.7 \dot{H}_{\text{изм}} / \dot{H}_n \right). \quad (1)$$

**Результаты.** На рис. 1–7 представлены экспериментальные данные. Приведены ре-

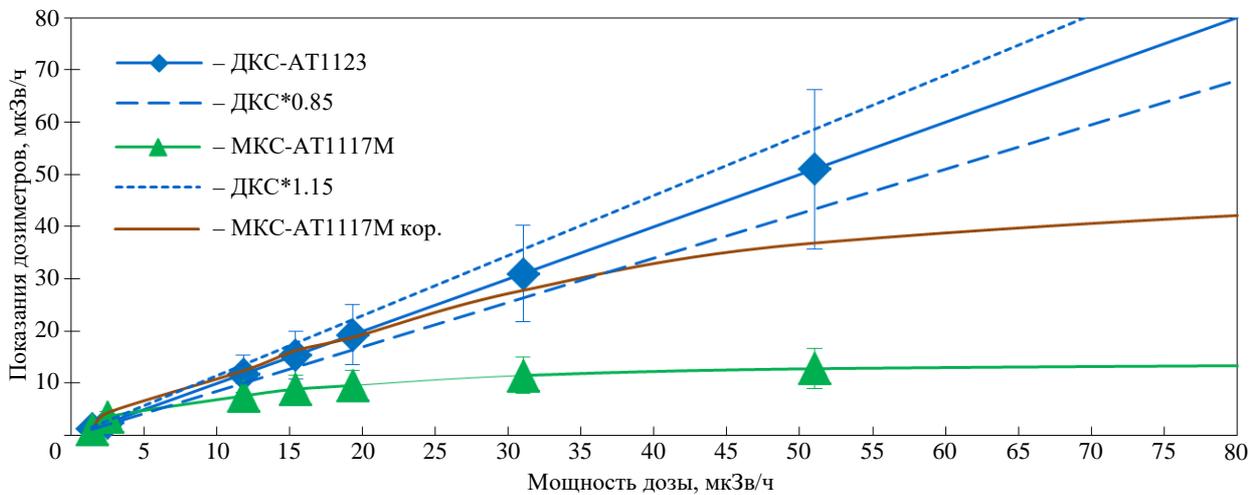


Рис. 1. Результаты измерения дозиметрами ДКС и МКС МАД ИТИ при частоте следования импульсов излучения 50 Гц  
 Fig. 1. Bremsstrahlung doses at a pulsed frequency of 50 Hz measured by the DKS and MKS dosimeters

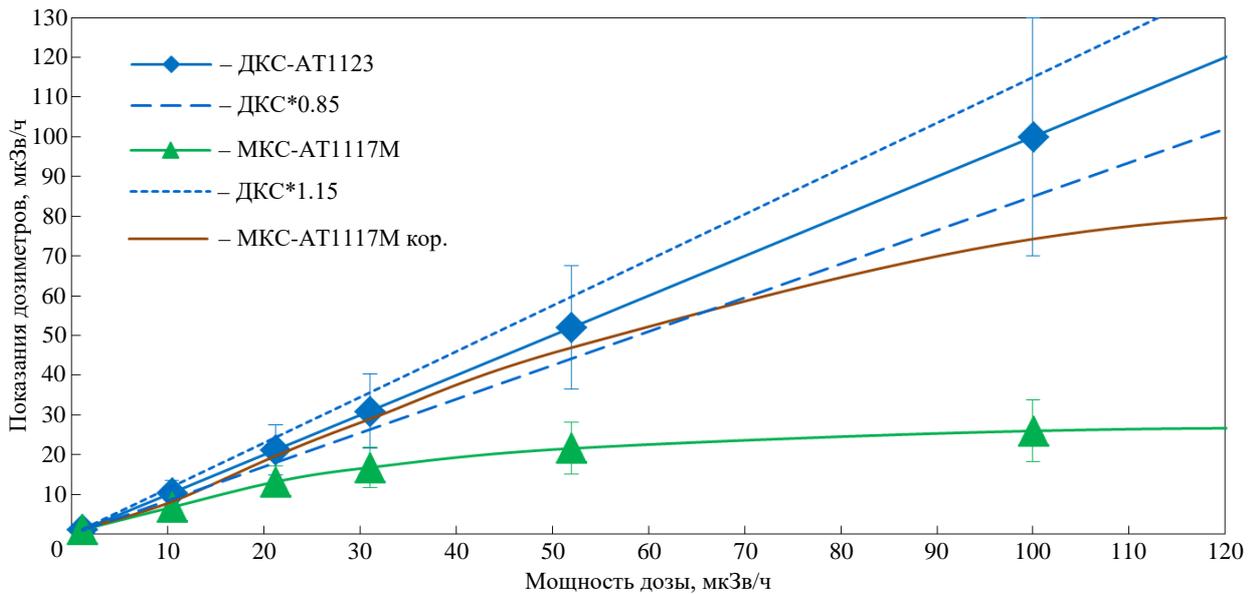


Рис. 2. Результаты измерения дозиметрами ДКС и МКС МАД ИТИ при частоте следования импульсов излучения 100 Гц  
 Fig. 2. Bremsstrahlung doses at a pulsed frequency of 100 Hz measured by the DKS and MKS dosimeters

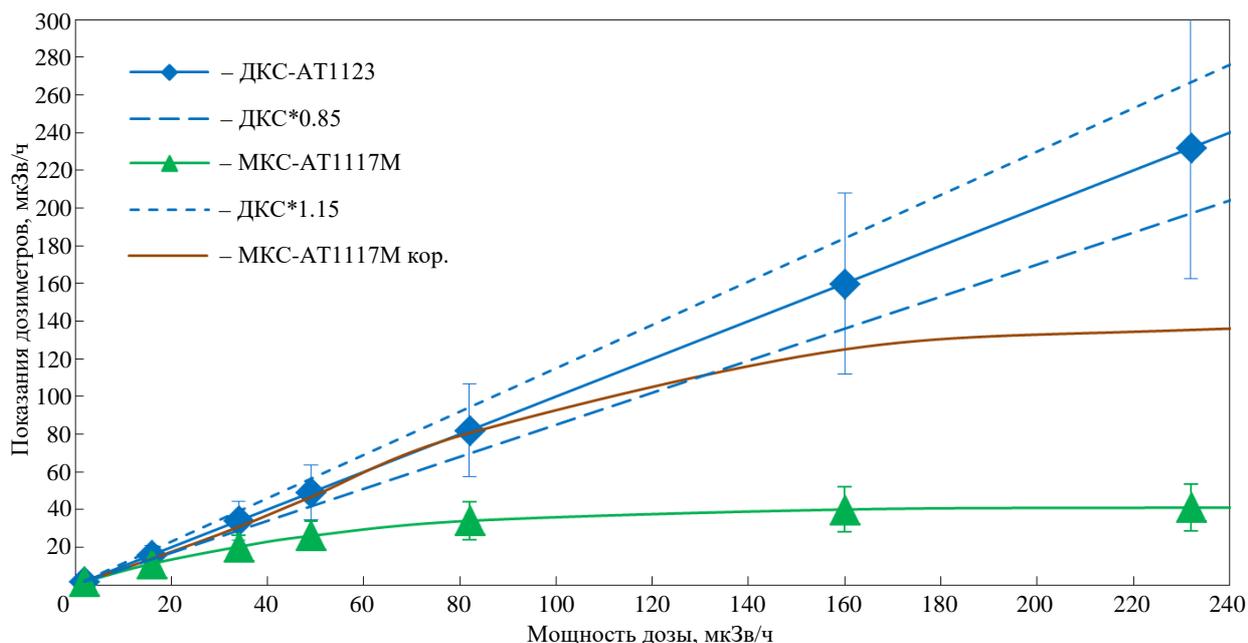


Рис. 3. Результаты измерения дозиметрами ДКС и МКС МАД ИТИ при частоте следования импульсов излучения 150 Гц  
 Fig. 3. Bremsstrahlung doses at a pulsed frequency of 150 Hz measured by the DKS and MKS dosimeters

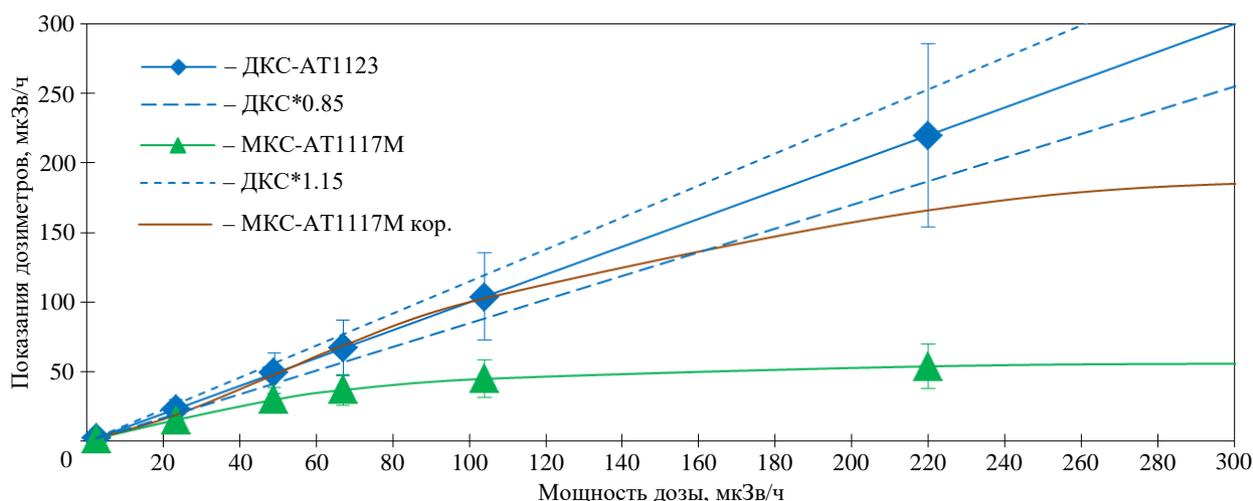


Рис. 4. Результаты измерения дозиметрами ДКС и МКС МАД ИТИ при частоте следования импульсов излучения 200 Гц  
 Fig. 4. Bremsstrahlung doses at a pulsed frequency of 200 Hz measured by the DKS and MKS dosimeters

зультаты измерений дозиметром ДКС, принятым за образцовый (синие кривые), результаты измерений в тех же условиях дозиметром МКС (зеленые кривые) и скорректированные с использованием выражения (1) результаты измерений данным дозиметром (коричневые кривые). Штриховыми линиями на рисунках обозначена область  $\pm 15\%$  отличия от показаний дозиметра ДКС.

Как видно из рисунков, предложенная методика корректировки результатов измерений МАД ИТИ с использованием ГМД позволяет существенно расширить диапазон измерения с погрешностью менее 15%. В таблице приведе-

ны полученные в результате анализа результатов измерений значения "плато"  $\dot{H}_n$  и максимальные значения измеряемой с дополнительной погрешностью менее 15% МАД  $\dot{H}_{\max}$  в зависимости от частоты следования импульсов источника тормозного излучения.

**Обсуждение.** Как видно из представленных результатов, при использовании предложенной методики корректировки результатов измерений максимальная МАД ИТИ с максимальной энергией 3.0 МэВ, которая может быть измерена дозиметром МКС с дополнительной по-

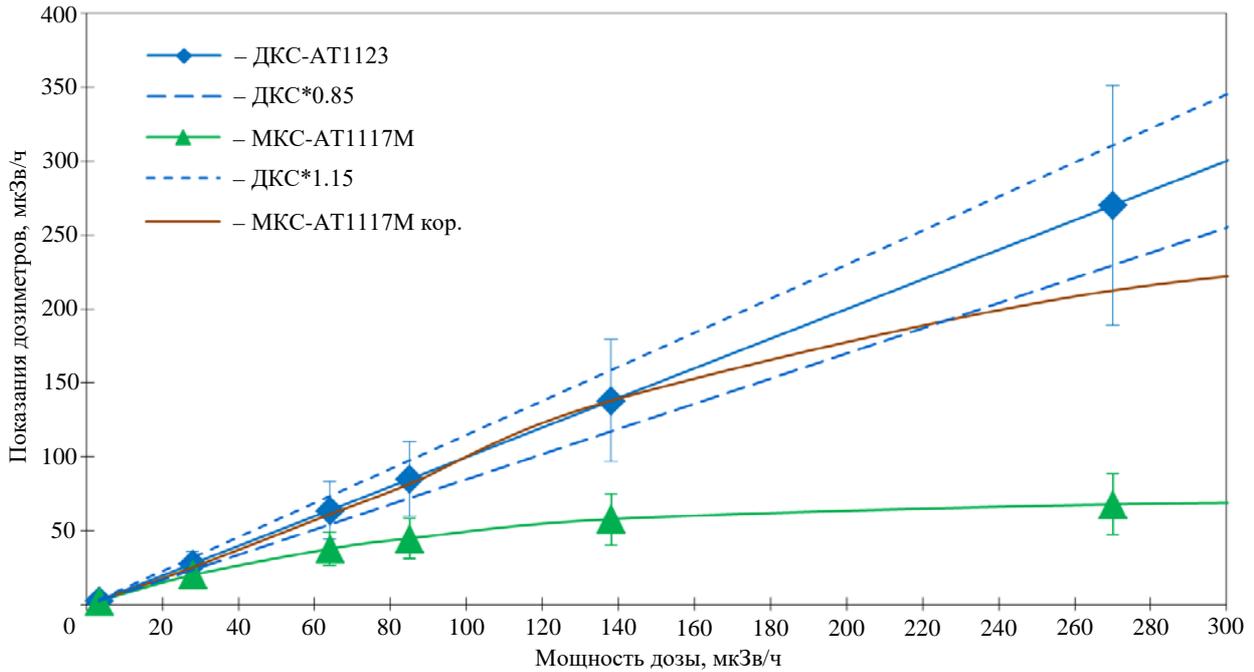


Рис. 5. Результаты измерения дозиметрами ДКС и МКС МАД ИТИ при частоте следования импульсов излучения 250 Гц  
 Fig. 5. Bremsstrahlung doses at a pulsed frequency of 250 Hz measured by the DKS and MKS dosimeters

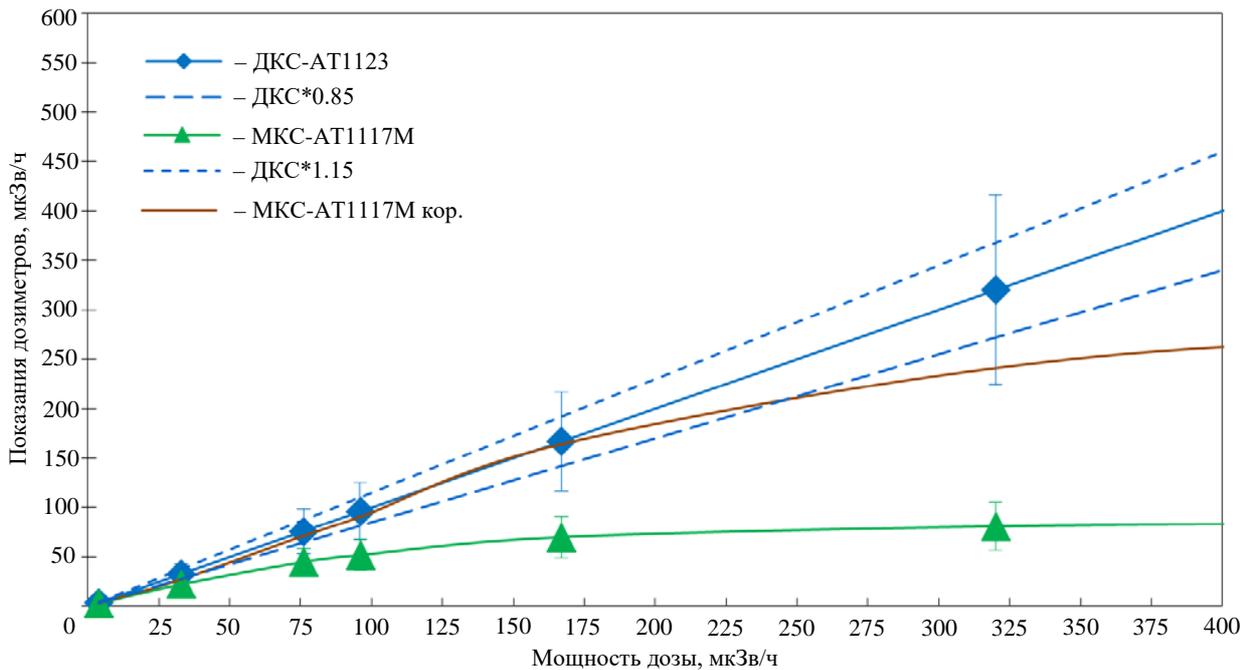


Рис. 6. Результаты измерения дозиметрами ДКС и МКС МАД ИТИ при частоте следования импульсов излучения 300 Гц  
 Fig. 6. Bremsstrahlung doses at a pulsed frequency of 300 Hz measured by the DKS and MKS dosimeters

грешностью не более 15 %, не менее, чем в 2.5 раза превышает значение "плато", т. е. значение максимальных показаний данного дозиметра. При выходе на "плато" показаний дозиметра кривая скорректированных показаний также выходит на "плато", но достигаемое при этом значение МАД в 3.3 раза больше.

Значения максимальной частоты срабатываний счетчика, а следовательно, и максимальных возможных показаний дозиметра ("плато") линейно зависят от отношения  $f/K$ . Достаточно надежной характеристикой ГМД, определяющей его характеристики при проведении дозиметрии импульсных излучений, является значение

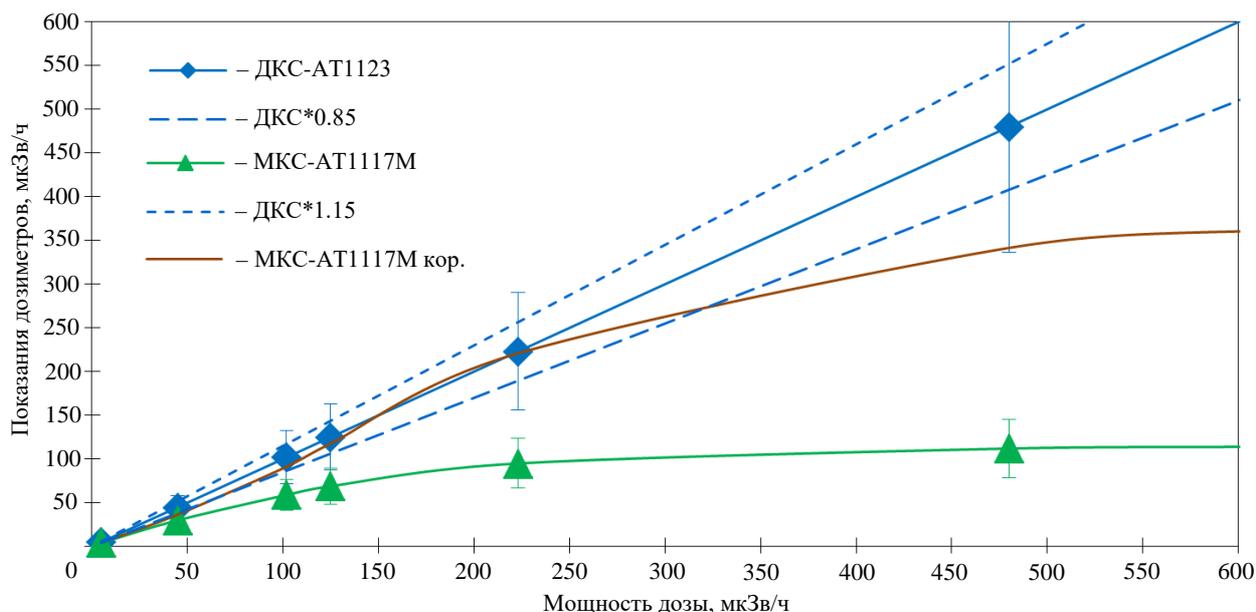


Рис. 7. Результаты измерения дозиметрами ДКС и МКС МАД ИТИ при частоте следования импульсов излучения 400 Гц  
 Fig. 7. Bremsstrahlung doses at a pulsed frequency of 400 Hz measured by the DKS and MKS dosimeters

Значения "плато" и максимальные значения измеряемой с дополнительной погрешностью менее 15 % МАД в зависимости от частоты следования импульсов источника

The values of the plateau and maximum values of the dose rate measured with an additional error of less than 15 % depending on the pulse repetition frequency of the source

| $f$ , Гц | $\dot{H}_n$ , мкЗв/ч | $\dot{H}_{\max}$ , мкЗв/ч | $\dot{H}_{\max}/\dot{H}_n$ |
|----------|----------------------|---------------------------|----------------------------|
| 50       | 13.7                 | 35                        | 2.6                        |
| 100      | 27                   | 67                        | 2.5                        |
| 150      | 42                   | 130                       | 3.1                        |
| 200      | 56                   | 160                       | 2.9                        |
| 250      | 70                   | 220                       | 3.1                        |
| 300      | 86                   | 250                       | 2.9                        |
| 400      | 115                  | 320                       | 2.8                        |

"плато", полученное для данного дозиметра при проведении измерений на данном источнике.

Методика проведения измерений МАД ИТИ при длительностях импульсов источника излучения не более 50 мкс и частоте их следования по крайней мере до 400 Гц с использованием ГМД может быть представлена следующим образом:

1. Проводят измерения данным дозиметром МАД контролируемого источника до получения неизменного измеренного значения при росте мощности дозы от источника излучения. Это

максимальное значение "плато", при котором каждому импульсу излучения соответствует срабатывание счетчика дозиметра  $\dot{H}_n$ .

2. Определяют максимальное значение МАД, которое может быть получено с дополнительной погрешностью не более 15 % с использованием данного дозиметра, равное  $2.5\dot{H}_n$ .

3. При проведении измерений каждое измеренное значение МАД  $\dot{H}_{\text{изм}}$  корректируют с использованием соотношения

$$\dot{H}_{\text{кор}} = \dot{H}_{\text{изм}} / (1 - 0.7 \dot{H}_{\text{изм}} / \dot{H}_n).$$

4. Скорректированное значение МАД  $\dot{H}_{\text{кор}}$  считают результатом измерений, если оно не превышает  $2.5\dot{H}_n$ .

5. Если  $\dot{H}_{\text{кор}}$  превышает  $2.5\dot{H}_n$ , для проведения измерений необходимо использовать

другой дозиметр, например ГМД с меньшей чувствительностью.

Таким образом, проведенное исследование подтверждает целесообразность и возможность успешного использования ГМД для дозиметрии ИТИ с помощью предложенной методики измерений с ограничением по максимально измеряемой МАД.

### Список литературы

1. Радиационная безопасность в лучевой терапии с использованием ускорителей электронов / К. Нурлыбаев, Ю. Н. Мартынюк, А. И. Каракаш, Л. Л. Синников, Е. Н. Лыкова, А. Г. Цовьянов, С. И. Иванов, С. В. Логинова // АНРИ. 2014. Т. 76, № 1. С. 15–21.
2. Снижение дозовой нагрузки на пациента при проведении диагностики с помощью цифровых импульсных наносекундных рентгеновских комплексов / В. А. Бессонова, П. В. Гаврилов, А. А. Комарский, С. Р. Корженевский, А. С. Чепусов // Медицинская радиология и радиационная безопасность. 2016. Т. 61, № 2. С. 53–57.
3. Мартынюк Ю. Н., Нурлыбаев К., Ревков А. А. Дозиметрия импульсного излучения // АНРИ. 2018. Т. 92, № 1. С. 2–11.
4. Состояние и пути развития импульсной дозиметрии ускорительных моделирующих установок / В. Н. Улимов, С. Ю. Ноздрачев, В. Н. Синев, В. В. Казаков, Н. И. Терентьев // Вопр. атомной науки и техники. Сер. Физика радиационного воздействия на радиоэлектронную аппаратуру. 2011. № 1. С. 70–74.
5. Ambrosi P., Borowski M., Iwatschenko M. Considerations Concerning the Use of Counting Active Personal Dosimeters in Pulsed Fields of Ionising Radiation // Radiation Protection Dosimetry. 2010. Vol. 139, iss. 4. P. 483–493. doi: 10.1093/rpd/ncp286
6. Мартынюк Ю. Н. Государственный реестр средств измерений. Ч. 2: Дозиметры общего назначения, импульсные и специальные // АНРИ. 2020. № 4 (103). С. 3–13. doi: 10.37414/2075-1338-2020-102-3-3-13
7. Гинзбург Д. Ионизационная камера для измерений в полях импульсного фотонного излучения // АНРИ. 2017. № 2 (89). С. 18–24.
8. International standard. Radiation protection instrumentation - Installed dose rate meters, warning assemblies and monitors – X- and gamma-radiation of energy between 50 keV and 7 MeV. IEC 60532. Ed. 3.0. 2010. 84 p.
9. Harty P. D., Ramanathan G. Response of Active Electronic Radiation Monitors in Pulsed X-ray Beams from Linacs. URL: <https://www.arpsconference.com.au/2013/wp-content/uploads/2013/11/1550-Peter-Harty.pdf> (дата обращения 10.05.2024).
10. Determination of relevant parameters for the use of electronic dosimeters in pulsed fields of ionizing radiation / H. Zutz, O. Hupe, P. Ambrosi, J. Klammer // Radiation Protection Dosimetry. 2012. Vol. 151, iss. 3. P. 403–410. doi: 10.1093/rpd/ncs027
11. The Dosimetry of Pulsed Radiation / J. W. Boag, E. Epp, E. M. Fielden, R. P. Parker // ICRU. 1982. Report № 34. 47 p.
12. Technical specification. Radiological protection instrumentation – electronic counting dosimeters of ionizing radiation. IEC/TS 62743. Ed.1. 2012. 25 p.
13. Ankerhold U., Hupe O., Ambrosi P. Deficiencies of Active Electronic Radiation Protection Dosimeters in Pulsed Fields // Radiation Protection Dosimetry. 2009. Vol. 135, № 3. P. 149–153. doi: 10.1093/rpd/ncp099
14. Frederich S., Hupe O. Pulsed Radiation Facility with About 115 ns Pulse Durations Characterisation and Quality Assurance // IAEA-CN-223: Intern. Conf. on Occupational Radiation Protection: Enhancing the Protection of Workers – Gaps, Challenges and Developments, Vienna, Austria, 1–5 Dec. 2014. P. 112–116.
15. Hupe O., Frederich S., Zutz H. Type Test Requirements and Refererens Fields for Radiation Protection Dosimetry in Pulsed Radiation Fields // IAEA-CN-223: Intern. Conf. on Occupational Radiation Protection: Enhancing the Protection of Workers – Gaps, Challenges and Developments, Vienna, Austria, 1–5 Dec. 2014. P. 117–121.
16. Титов Н. В. Возможность применения дозиметров со счетчиком Гейгера–Мюллера для дозиметрии импульсного излучения // Радиационная гигиена. 2019. Т. 12, № 2. С. 76–80. doi: 10.21514/1998-426X-2019-12-2-76-80
17. Барковский А. Н., Воробьев Б. Ф., Титов Н. В. Особенности радиационного контроля переносных импульсных рентгеновских дефектоскопов / под ред. А. Ю. Поповой // Актуальные вопр. организации радиационного контроля и надзора за физическими факторами: материалы Всерос. науч.-практ. конф. 2017. С. 30–32.
18. Климанов В. А., Крамер-Агеев Е. А., Смирнов В. В. Радиационная дозиметрия / под ред. В. А. Климанова. М.: НИЯУ МИФИ, 2014. 648 с.

### Информация об авторе

Титов Николай Владимирович – младший научный сотрудник лаборатории внешнего облучения Санкт-Петербургского научно-исследовательского института радиационной гигиены им. профессора П. В. Рамзае-

ва. Автор 18 научных работ. Сфера научных интересов – радиационная безопасность; совершенствование методов радиационного контроля.

Адрес: Санкт-Петербургский научно-исследовательский институт радиационной гигиены им. профессора П. В. Рамзаева, ул. Мира, д. 8, Санкт-Петербург, 197101, Россия

E-mail: [pustoshka@inbox.ru](mailto:pustoshka@inbox.ru)

<https://orcid.org/0009-0003-9920-0394>

## References

1. Nurlybaev K., Martynyuk Yu. N., Karakash A. I., Sinnikov L. L., Lykova E. N., Tsov'yanov A. G., Ivanov S. I., Loginova S. V. Radiation Protection in Radiotherapy Using Electron Accelerators. ANRI. 2014, vol. 76, no. 1, pp. 15–21. (In Russ.)
2. Bessonova V. A., Gavrilov P. V., Komarsky A. A., Korzhenevsky S. R., Chepusov A. S. Reduction of Patient Radiation Dose During Diagnostics with the Digital Pulsed Nanosecond X-ray Systems. Medical Radiology and Radiation Safety. 2016, vol. 61, no. 2, pp. 53–57. (In Russ.)
3. Martynyuk Yu. N., Nurlybaev K., Revkov A. A. Dosimetry of Pulsed Radiation. ANRI. 2018, vol. 92, no. 1, pp. 2–11. (In Russ.)
4. Ulimov V. N., Nozdrachev S. Yu., Sinev V. N., Kazakov V. V., Terentyev N. I. The State and Ways of Development of Pulse Dosimetry of Accelerator Modeling Installations. Questions of Atomic Science and Technics. Ser.: Physics of Radiation Effects on Radio-Electronic Equipment. 2011, no. 1, pp. 70–74. (In Russ.)
5. Ambrosi P., Borowski M., Iwatschenko M., Considerations Concerning the Use of Counting Active Personal Dosimeters in Pulsed Fields of Ionising Radiation. Radiation Protection Dosimetry. 2010, vol. 139, iss. 4, pp. 483–493. doi: 10.1093/rpd/ncp286
6. Martynyuk Yu. N. The State Fund of Metrology of Russian Federation. Pt 2. General-Purpose, Pulse and Special Dosimeters. ANRI. 2020, no. 4 (103), pp. 3–13. doi: 10.37414/2075-1338-2020-102-3-3-13 (In Russ.)
7. Ginzburg D. Ionisation Chamber for Measurement of Pulsed Photon Radiation Fields. ANRI. 2017, no. 2 (89), pp. 18–24. (In Russ.)
8. International Standard. Radiation Protection Instrumentation - Installed Dose Rate Meters, Warning Assemblies and Monitors – X- and Gamma-Radiation of Energy Between 50 keV and 7 MeV. IEC 60532. Ed. 3.0. 2010. 84 p.
9. Harty P. D., Ramanathan G. Response of Active Electronic Radiation Monitors in Pulsed X-ray Beams from Linacs. Available at: <https://www.arpsconference.com.au/2013/wp-content/uploads/2013/11/1550-Peter-Harty.pdf> (accessed 10.05.2024).
10. Zutz H., Hupe O., Ambrosi P., Klammer J. Determination of Relevant Parameters for the Use of Electronic Dosimeters in Pulsed Fields of Ionizing Radiation. Radiation Protection Dosimetry. 2012, vol. 151, iss. 3, pp. 403–410. doi: 10.1093/rpd/ncs027
11. Boag J. W., Epp E., Fielden E. M., Parker R. P. The Dosimetry of Pulsed Radiation. ICRU. 1982, report no. 34, 47 p.
12. Technical specification. Radiological Protection Instrumentation – Electronic Counting Dosimeters of Ionizing Radiation. IEC/TS 62743. Ed.1. 2012, 25 p.
13. Ankerhold U., Hupe O., Ambrosi P. Deficiencies of Active Electronic Radiation Protection Dosimeters in Pulsed Fields. Radiation Protection Dosimetry. 2009, vol. 135, no. 3, pp. 149–153. doi: 10.1093/rpd/ncp099
14. Frederich S., Hupe O. Pulsed Radiation Facility with About 115 ns Pulse Durations Characterisation and Quality Assurance. IAEA-CN-223: Intern. Conf. on Occupational Radiation Protection: Enhancing the Protection of Workers – Gaps, Challenges and Developments, Vienna, Austria, 1–5 Dec. 2014, pp. 112–116.
15. Hupe O., Frederich S., Zutz H. Type Test Requirements and Refererens Fields for Radiation Protection Dosimetry in Pulsed Radiation Fields. IAEA-CN-223: Intern. Conf. on Occupational Radiation Protection: Enhancing the Protection of Workers – Gaps, Challenges and Developments, Vienna, Austria, 1–5 Dec. 2014, pp. 117–121.
16. Titov N. V. Prospects for the Use of the Dosimeters with Geiger–Muller Counters for the Dosimetry of the Pulse Emission. Radiation Hygiene. 2019, vol. 12, no. 2, pp. 76–80. doi: 10.21514/1998-426X-2019-12-2-76-80
17. Barkovsky A. N., Vorobyov B. F., Titov N. V. Features of radiation monitoring of portable pulsed X-ray flaw detectors. In the collection: Topical issues of the organization of radiation control and supervision of physical factors. Ed. by A.Y. Popova. Proc. of the All-Russ. Scientific and Practical Conf. 2017, pp. 30–32. (In Russ.)
18. Klimanov V. A., Kramer-Ageev E. A., Smirnov V. V. Radiation Dosimetry. Ed. by V. A. Klimanov. Moscow, NRU MEPhI, 2014, 648 p. (In Russ.)

## Information about the author

**Nikolay V. Titov**, junior researcher at the Laboratory of External Irradiation of St. Petersburg Scientific Research Institute of Radiation Hygiene n. a. Professor P. V. Ramzaev. The author of 18 scientific publications. Area of expertise: radiation safety; improvement of radiation control methods.

Address: St Petersburg Research Institute of Radiation Hygiene n. a. Professor P. V. Ramzaev, 8, Mira St., St Petersburg 197101, Russia

E-mail: [pustoshka@inbox.ru](mailto:pustoshka@inbox.ru)

<https://orcid.org/0009-0003-9920-0394>

## Робастные методы оценивания характеристик двигательной активности по данным безмаркерных телевизионных наблюдений

М. И. Богачев<sup>1,2✉</sup>, К. Р. Григаревичюс<sup>1</sup>, Н. С. Пыко<sup>1</sup>, С. А. Пыко<sup>1</sup>,  
М. Цыганкова<sup>1</sup>, Е. А. Плотникова<sup>2</sup>, Т. В. Агеева<sup>2</sup>, Я. О. Мухамедшина<sup>2,3</sup>

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

<sup>2</sup>Казанский (Приволжский) федеральный университет, Казань, Россия

<sup>3</sup>Казанский государственный медицинский университет, Казань, Россия

✉ [rogex@yandex.com](mailto:rogex@yandex.com)

### Аннотация

**Введение.** Изучение двигательной активности (ДА) актуально в рамках биомедицинских и фармакологических исследований, а также в задачах экологического мониторинга. Траектории движения биологических объектов представляются временными рядами, обладающими многокомпонентной структурой и нестационарной динамикой, что ограничивает эффективность классических спектрально-корреляционных методов. При регистрации ДА с помощью безмаркерных технологий типично наблюдается повышенный уровень шумов, включающих как инструментальные погрешности, так и аномальные ошибки, связанные с ложными оценками местоположения точки в кадре или с пропаданием фрагментов траекторий, что обуславливает актуальность разработки робастных методов оценивания характеристик ДА.

**Цель работы.** Разработка робастных методов оценивания характеристик ДА в биотехнических системах, устойчивых в условиях типичных искажений, возникающих при восстановлении траекторий по данным безмаркерных телевизионных наблюдений.

**Материалы и методы.** Для оценки характеристик ДА анализировалось взаимное движение частей тела лабораторных животных с использованием мер стабильности взаимного поведения траекторий, запаздывания одной траектории по отношению к другой и доли фрагментов стабильного взаимного поведения траекторий в общей длительности записи. В качестве метрик взаимной динамики использованы максимумы взаимной корреляционной функции между двумя фрагментами траекторий и минимумы среднеквадратического отклонения разности их мгновенных фаз, а также их временные положения.

**Результаты.** Установлено, что рассмотренные фазовые метрики чувствительны к изменениям ДА, однако оценка временных задержек в модели движения сопряжена с наличием череспериодной ошибки. При использовании корреляционных метрик указанное ограничение может быть в значительной степени преодолено, что обуславливает целесообразность комплексирования указанных метрик.

**Заключение.** Предложенные робастные методы позволяют получить устойчивые оценки характеристик ДА по данным безмаркерной телевизионной регистрации, что позволяет повысить эффективность диагностических процедур и оценки терапевтического эффекта в реабилитации.

**Ключевые слова:** робастные методы, безмаркерные телевизионные наблюдения, траектории движения, коэффициент корреляции, коэффициент фазовой синхронизации, направленный ациклический граф, непараметрическая байесовская сеть

**Для цитирования:** Робастные методы оценивания характеристик двигательной активности по данным безмаркерных телевизионных наблюдений / М. И. Богачев, К. Р. Григаревичюс, Н. С. Пыко, С. А. Пыко, М. Цыганкова, Е. А. Плотникова, Т. В. Агеева, Я. О. Мухамедшина // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2024. Т. 27, № 3. С. 108–123. doi: 10.32603/1993-8985-2024-27-3-108-123

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

**Источник финансирования.** Экспериментальные исследования выполнены на базе Института фундаментальной медицины и биологии Казанского (Приволжского) федерального университета при поддержке гранта Российского научного фонда № 23-75-10041, <https://rscf.ru/project/23-75-10041/>. Методологическое обеспечение анализа данных безмаркерных телевизионных наблюдений движения реализовано на базе Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" в рамках Государственного задания Минобрнауки РФ, шифр проекта FSEE-2020-0002.

Статья поступила в редакцию 19.02.2024; принята к публикации после рецензирования 01.04.2024; опубликована онлайн 28.06.2024



## Robust Methods for Assessing the Characteristics of Locomotor Activity Based on Markerless Video Capture Data

Mikhail I. Bogachev<sup>1,2,✉</sup>, Konstantin R. Grigarevichius<sup>1</sup>, Nikita S. Pyko<sup>1</sup>,  
Svetlana A. Pyko<sup>1</sup>, Margarita Tsygankova<sup>1</sup>, Elizaveta A. Plotnikova<sup>2</sup>,  
Tatyana V. Ageeva<sup>2</sup>, Yana O. Mukhamedshina<sup>2,3</sup>

<sup>1</sup> Saint Petersburg Electrotechnical University, St Petersburg, Russia

<sup>2</sup> Kazan (Volga Region) Federal University, Kazan, Russia

<sup>3</sup> Kazan State Medical University, Kazan, Russia

✉ rogex@yandex.com

### Abstract

**Introduction.** Analysis of locomotor activity is essential in a number of biomedical and pharmacological research designs, as well as environmental monitoring. The movement trajectories of biological objects can be represented by time series exhibiting a complex multicomponent structure and non-stationary dynamics, thus limiting the effectiveness of conventional correlation and spectral time series analysis methods. Recordings obtained using markerless technologies are typically characterized by enhanced noise levels, including both instrumental noise and anomalous errors associated with false estimates of the location of the points of interest, as well as gaps in the trajectories, promoting an urgent need in the development of robust methods to assess the characteristics of locomotor activity.

**Aim.** Development of robust methods for assessing the characteristics of locomotor activity capable of efficient processing of noisy recordings obtained by markerless video-based motion capture systems.

**Materials and methods.** In order to assess the characteristics of locomotor activity, the relative movements of body parts of laboratory animals were analyzed using the stability metrics of the mutual dynamics of their trajectories, their relative delays, as well as the relative duration of the recording fragments when relatively stable mutual dynamics could be observed. The local maxima of the cross-correlation function of two body fragments, the minima of the standard deviation of the difference between their Hilbert phases, as well as their relative delays, were used as the metrics of mutual dynamics.

**Results.** The considered phase metrics were shown to explicitly reflect changes in locomotor activity, while the assessment of time delays using phase metric was shown to be prone to periodic error. The above limitation could be largely overcome using the correlation metrics, assuming that phase and correlation metrics could be combined.

**Conclusion.** The proposed robust methods provide stable estimates of the characteristics of locomotor activity based on markerless video capture recordings, altogether increasing the efficiency of diagnostic procedures and assessment of the therapeutic effect during rehabilitation.

**Keywords:** robust methods, markerless television observations, motion trajectories, correlation coefficient, phase synchronization coefficient, directed acyclic graph, nonparametric Bayesian network

**For citation:** Bogachev M. I., Grigarevichius K. R., Pyko N. S., Pyko S. A., Tsygankova M., Plotnikova E. A., Ageeva T. V., Mukhamedshina Ya. O. Robust Methods for Assessing the Characteristics of Locomotor Activity Based on Markerless Video Capture Data. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2024, vol. 27, no. 3, pp. 108–123. doi: 10.32603/1993-8985-2024-27-3-108-123

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

**Source of funding.** The experimental part of this study was performed at the Institute of Fundamental Medicine and Biology, Kazan (Volga region) Federal University, under support from the Russian Science Foundation grant No. 23-75-10041, <https://rscf.ru/project/23-75-10041/>. Methodological support of the markerless video motion capture data analysis has been developed and implemented at Saint Petersburg Electrotechnical University in the framework of the state assignment project No. FSEE-2020-0002.

Submitted 19.02.2024; accepted 01.04.2024; published online 28.06.2024

**Введение.** Эффективная оценка нарушений и травматических повреждений, неразрывно двигательной активности (ДА), возникающих связана с разработкой автоматизированных инструментовальных методов регистрации и коли-

чественного анализа характеристик ДА. Профессиональные системы регистрации ДА позволяют получать подробные реконструкции с высокой точностью, однако характеризуются значительной стоимостью, технологической сложностью, требуют для развертывания специализированных помещений, а также предварительной калибровки, что ограничивает возможность их применения преимущественно специализированными исследовательскими центрами [1, 2]. В качестве доступной альтернативы значительным потенциалом обладают системы программного захвата движения по данным безмаркерной телевизионной регистрации, которые могут быть развернуты с использованием серийно выпускаемых регистраторов, в том числе в составе устройств широкого потребления (автомобильные регистраторы, веб-камеры, камеры мобильных телефонов и т. д.) при минимальном объеме подготовительных работ. При этом для регистрации ДА людей и животных может использоваться однотипное оборудование при минимальной адаптации алгоритмического обеспечения, что упрощает применение указанных методик для анализа ДА лабораторных животных на доклинической стадии исследований [3, 4]. Однако снижение стоимостных характеристик достигается ценой снижения качества реконструкции движений, что проявляется в виде высоких уровней измерительных шумов, аномальных выбросов, пропусков в данных траекторий движения. Указанные погрешности могут быть частично компенсированы на этапе вторичной обработки восстановленных моделей движения за счет использования робастных процедур оценивания характеристик ДА, обладающих устойчивостью к аномальным ошибкам, связанным с ложными оценками местоположения точки интереса в кадре или пропаданием фрагмента траектории, и представляющих интерес при диагностике исследуемых патофизиологических механизмов.

Результаты недавно опубликованных исследований, основанных на практическом применении указанных методик, включая инструменты анализа ДА лабораторных животных на бегущей дорожке (treadmill) и установке "лестница" (ladder) [5], а также в открытом поле [6],

подтверждают возможность их использования на этапе доклинических исследований. При этом одним из существенных условий является интерпретируемость показателей движения, определяемых с использованием предлагаемой аналитической модели. Так, в [5] рассмотрен набор из 44 геометрических признаков движения конечности, 3 из которых – высота шага, выраженные в градусах амплитуды движения коленного сустава при сгибании и разгибании – признаны авторами указанного исследования наиболее значимыми. В [6] оценен ряд показателей движения в открытом поле, определяемых на основании параметров сглаженной модели движения, представленной упрощенным описанием на основе двух асимптотических режимов флуктуационной динамики различных частей тела животного.

Значительный практический интерес при исследовании взаимной динамики движений представляет и так называемое DWT-расстояние, расчет которого основан на динамической трансформации временной шкалы (Dynamic Warping Time) [7], подразумевающей оптимальное выравнивание двух временных последовательностей данных с целью минимизации расстояния между ними.

В настоящей статье представлена методика и результаты оценки показателей ДА конечностей животных после травмы спинного мозга, в том числе на фоне реабилитационных процедур. Были исследованы записи движений следующих групп лабораторных крыс: здоровые животные и животные на различных сроках восстановления после травмы спинного мозга, в том числе при реабилитации на беговой дорожке. Регистрировались траектории движения животных при проведении теста в открытом поле.

При представлении лабораторного животного как сложной динамической системы ключевую роль при исследовании параметров движения играют взаимодействия между движениями различных частей тела и способы их оценивания. При исследовании динамики движений не существует единого подхода к тому, какой должна быть универсальная метрика связности, характеризующая взаимную динамику наблюдаемых данных. На практике применяются принципиально разные метрики,

включая варианты фазовой синхронизации, взаимный корреляционный или спектральный анализ, функции когерентности, взаимную энтропию и др. [8–12]. Некоторые из перечисленных метрик требуют стационарности наблюдаемых процессов, другие разработаны специально для гармонических или узкополосных сигналов или же являются общими для довольно широкого класса рядов случайных данных. Метрики, базирующиеся на анализе мгновенных фаз, способны отслеживать сложные нелинейные взаимодействия, однако они имеют четкую физическую интерпретацию только для квазипериодических рядов данных. Классический взаимный корреляционный анализ не требует каких-либо предположений относительно квазипериодической структуры изучаемых наборов данных, но может выявить только линейную зависимость между ними. Переход к ранговым метрикам (например, использование ранговой корреляции Спирмена или Кендалла) позволяет выявить монотонную, а не только линейную связь. Граница применимости тех или иных метрик в настоящее время в значительной степени размыта, что приводит к появлению промежуточных вариантов. Более того, упомянутые ранее метрики в значительной степени дополняют друг друга, что позволяет комплексировать оценки взаимной динамики, получаемые различными методами.

Для визуализации выявленных взаимосвязей между движениями различных частей тела животного в рамках представленных исследований выбран математический аппарат, связанный с построением байесовской сети, узлы которой соответствуют частям тела, а ребра отражают степень взаимной динамики, оцениваемой с помощью выбранной исследователем метрики связности.

**Экспериментальные исследования и регистрация двигательной активности.** Экспериментальные исследования проводились на базе ИФМиБ Казанского федерального университета. Содержание и использование лабораторных животных соответствовало международным нормам и правилам, принятым и одобренным локальным этическим комитетом в Казанском федеральном университете (протокол № 15 от 22 сентября 2023 г.). Животных со-

держали в стандартных условиях вивария со свободным доступом к воде и корму *ad libitum*. В работе использованы 20 белых половозрелых лабораторных крыс линии Вистар, самок массой 200...250 г (питомник Стезар, Россия). Животные были разделены на две экспериментальные группы: контрольную и опытную. Контрольная группа с травмой спинного мозга (ТСМ), включала 10 животных, которым была выполнена стандартная операция ламинэктомии на уровне позвонка Th8 с последующим нанесением мягкой контузионной травмы спинного мозга со скоростью 1.5 м/с при помощи импактора Impact One Stereotaxic Impactor-CCI (Leica Microsystems, США). Опытная группа включала 10 животных с аналогичной травмой и последующей реабилитационной терапией (ТСМ + РТ) в виде дозированной тренировки на беговой дорожке. Тренировочные сессии на беговой дорожке ИТС Life Science Treadmill для крыс начались на восьмой день после травмы и проводились 5 дней в неделю. Каждая тренировочная сессия длилась 20 мин и проводилась дважды в день с двухчасовым интервалом между сессиями.

Тестирование в открытом поле проводилось для оценки двигательной функции крыс после травмы спинного мозга и в ходе последующей физической реабилитации. Арена для тестирования представляла собой открытое поле размером 100.0 × 50.0 × 10.0 см с прозрачным ПВХ-полом. Для адаптации к условиям эксперимента крыс предварительно помещали на арену в течение трех дней перед операцией. Тестирование проводилось на 3-и, 7-е, 14-е, 21-е и 28-е сутки после операции для обеих исследуемых групп. Дополнительно, для определения интактного (базового) уровня двигательной функции, тестирование также проводилось до операции (в нулевой день (ИНТ)).

Для детализированного анализа походки животных видеозаписи выполнены с использованием видеокамеры Canon EOS 250D kit (EF-S 18–55 mm f/1:4–5.6 IS STM) с разрешением 1920 × 1080 и частотой 60 кадров в секунду с обычным сжатием IPB. Объектив был установлен под прозрачным полом арены открытого поля для получения видеозаписей снизу. Съемка проводилась в условиях нормального окружающего освещения, чтобы избежать влияния искус-

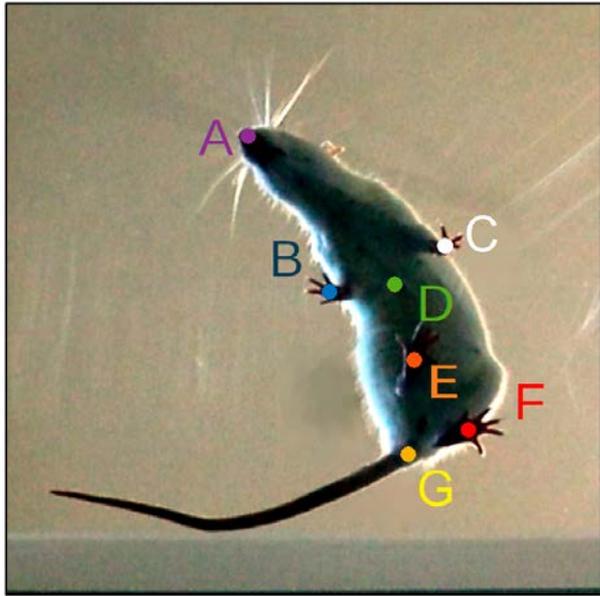


Рис. 1. Лабораторная крыса при регистрации движения в открытом поле

Fig. 1. Laboratory rat in an open field in movement recording

ственного освещения на поведение животных. Исследовались траектории семи различных точек тела животного (рис. 1): А – носа; лап: В – правая передняя, С – левая передняя, Е – правая задняя, F – левая задняя; D – середины тела и G – основания хвоста. Точки А–G, обозначенные на рис. 1 маркерами различных цветов, при построении упрощенной модели движения лабораторного животного на основе байесовской сети представляют собой узлы графа. Ребра графа, соединяющие части тела животного друг с другом, количественно характеризуются определенной метрикой связности, отражающей взаимную динамику соответствующих частей тела.

**Взаимосвязь корреляционных и фазовых метрик при исследовании совместной динамики случайных рядов данных.** Исследование взаимного поведения временных рядов традиционно проводится с помощью методов корреляционного анализа. Классический подход подразумевает рассмотрение коэффициента корреляции Пирсона ( $R$ ) в качестве базовой корреляционной метрики двух рядов данных  $X$  и  $Y$ , содержащих по  $N$  отсчетов каждый:

$$R = \frac{\sum_{i=1}^N (X_i - \bar{X}_i)(Y_i - \bar{Y}_i)}{\sqrt{\sum_{i=1}^N (X_i - \bar{X}_i)^2 \sum_{i=1}^N (Y_i - \bar{Y}_i)^2}}$$

Исследование фазовых свойств случайного процесса основано на модели аналитического сигнала

$$\dot{x}(t) = x(t) + x_{\perp}(t),$$

являющегося комплексной функцией времени, вещественная часть которой представляет собой реально существующий вещественный сигнал  $s(t)$ , а мнимая часть  $s_{\perp}(t)$  формируется с помощью оператора Гильберта:

$$x_{\perp}(t) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{x(\tau)}{t - \tau} d\tau.$$

Аргумент аналитического сигнала определяет его фазу, характеризующую закон угловой модуляции:

$$\Phi(t) = \arctg \frac{x_{\perp}(t)}{x(t)}.$$

Используя преобразование Гильберта, можно наиболее простым способом определить мгновенные значения фазы для любого процесса, хотя только для гармонического колебания или узкополосного процесса определенная таким образом фаза имеет ясный физический смысл.

Фазовые метрики связности двух процессов вычисляются на основе анализа среднеквадратического отклонения (СКО) разности мгновенных фаз процессов, определяемых на основе преобразования Гильберта. Согласно корреляционным метрикам наибольшая величина связи предполагает максимум коэффициента корреляции, а с точки зрения фазовых метрик – минимум СКО разности мгновенных фаз.

Рис. 2 отражает взаимосвязь коэффициента корреляции Пирсона и СКО разности гильбер-

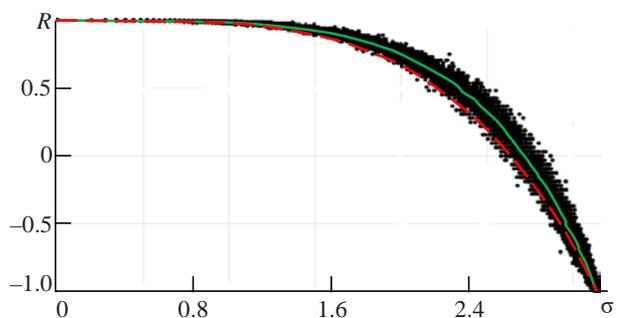


Рис. 2. Зависимость коэффициента корреляции рядов данных  $R$  от СКО разности их гильбертовых фаз

Fig. 2. Dependence of the correlation coefficient of data series on the standard deviation  $R$  of the difference between their Hilbert phases

товых фаз двух рядов случайных данных  $\sigma_{\Phi} = \sigma(\Phi_Y - \Phi_X)$ . Ряды данных формировались как методом гармонического синтеза в виде суперпозиции гармонических составляющих со случайными амплитудами, распределенными по закону Рэлея, и равномерно распределенными начальными фазами, так и методами синтеза случайных нормально распределенных данных с дальнейшей корреляцией, описанных, например, в [13, 14]. Как показали проведенные исследования, метод синтеза случайных данных не оказал значимого влияния на взаимную зависимость корреляционных и фазовых метрик связности.

На рис. 2 маркерами черного цвета показаны полученные оценки, зеленым цветом – усредненная зависимость, красным – предлагаемая аппроксимация представленной зависимости:

$$R = \cos\left[2 \arcsin\left(\sigma_{\Phi}^2 / \pi^2\right)\right].$$

При экспериментальном исследовании выбор корреляционной или фазовой метрики связности определяется природой наблюдаемых данных и чувствительностью метрик к изменениям свойств данных. Необходимость пересчета метрик может быть обусловлена спецификой задач, решаемых в ходе исследований. Например, при представлении исследуемых данных на основе байесовской сети, узлы которой соответствуют наблюдаемым переменным, а ребра характеризуются метрикой связности между переменными, полезной для практических применений возможностью байесовской сети является прогнозирование целевой переменной на основе остальных переменных, выступающих в качестве предикторов. Как показано в [15], для этого необходимо знать структуру направленного графа сети, эмпирические распределения всех переменных и матрицу частных коэффициентов корреляции между ними. В том случае, если граф был построен на основе фазовых метрик связности, пересчет фазовых метрик в корреляционные становится необходимым.

**Оценка двигательной активности на основе взаимного корреляционного анализа.** Для формирования корреляционной метрики связности двух траекторий использовался под-

ход, адаптированный как к нестационарности данных, так и к значительному уровню помех, сопровождающих формирование траекторий по данным безмаркерного видеонаблюдения. Временные ряды, отражающие движение точек интереса (частей тела лабораторного животного), анализировались в скользящем окне размером  $s = 600$  отсчетов, что при частоте 60 кадров в секунду соответствует временному интервалу 10 с. Для каждой пары рядов данных в каждом окне анализа осуществлялся последовательный сдвиг на число отсчетов

$$k = -s/2, \dots, -2, -1, 0, 1, 2, \dots, s/2,$$

сопровождаясь расчетом оценок максимума коэффициента взаимной корреляции в перекрывающихся сегментах и запаздывания, при котором этот максимум достигается. Далее из массива оценок запаздываний, полученных в скользящих окнах, исключались все значения, лежащие за пределами интервала  $[-s/4, s/4]$ , а также неопределенные значения, возникающие при пропуске точки интереса в кадре. Выбор порога отсечки, равного  $s/4$ , обусловлен как стремлением обеспечить робастность получаемых оценок, так и необходимостью исключить значения запаздывания, соответствующие достижению границы перекрывающихся сегментов, и близких к ним, поскольку получение таких значений означает, что в пределах окна анализа максимум взаимной корреляции не найден. Поскольку номера исключаемых из дальнейшего анализа элементов в массиве оценок запаздывания известны, осуществлялось исключение соответствующих этим номерам элементов из массива оценок максимальных значений взаимной корреляции. Результирующими характеристиками стабильности взаимной динамики траекторий пары частей тела животного являлись медиана модуля оставшихся оценок максимальных значений коэффициента взаимной корреляции ( $R_{\text{cor}}$ ), медиана модуля соответствующих им запаздываний ( $T_{\text{cor}}$ ), а также коэффициент стабильности временной задержки максимума взаимной корреляции TDS (Time Delay Stability), определяемый как доля окон анализа, в которых не были исключены оценки запаздывания и корреляции, в об-

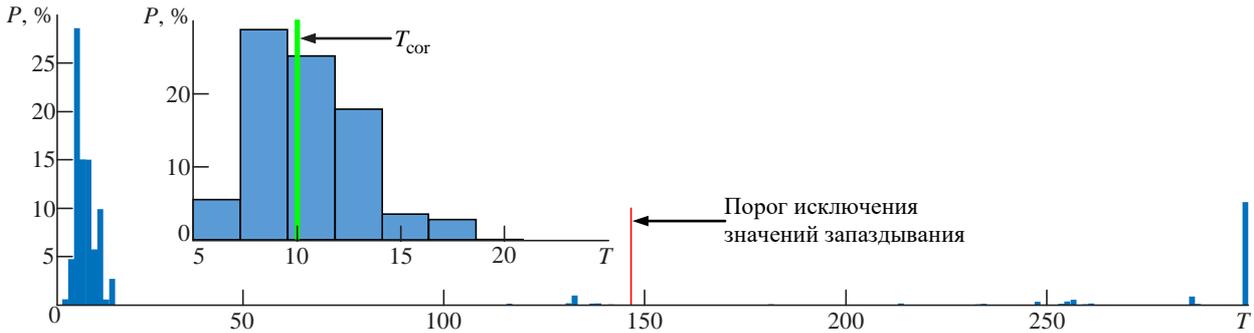


Рис. 3. Оценивание запаздывания движений правой задней лапы здоровой крысы относительно левой передней лапы  
 Fig. 3. Assessment of the delay in movements of a healthy rat right hind paw relative to the left front paw

щей длине записи траектории движения. На рис. 3 представлена гистограмма  $P$  [%] запаздываний  $T$  траектории движения левой передней лапы относительно правой задней лапы здорового животного при движении на беговой дорожке, иллюстрирующая описанную процедуру оценивания статистики  $T_{\text{cor}}$ . Вертикальная красная линия на рис. 3 соответствует порогу исключения значений запаздывания из анализа. В отдельном окне на рис. 3 представлен фрагмент гистограммы значений запаздывания, принадлежащих интервалу  $[-s/4, s/4]$ , зеленая линия отмечает медиану распределения, соответствующую получаемой оценке  $T_{\text{cor}}$ .

**Оценка двигательной активности на основе метрик фазовой синхронизации.** В качестве альтернативы корреляционным измерениям в рамках проведенных исследований были рассмотрены метрики, отражающие фазовую синхронизацию каждой пары рядов данных, соответствующих траекториям движения пар частей тела лабораторного животного.

Для набора рядов данных, соответствующих траекториям движения частей тела животного, осуществлялся расчет массивов значений мгновенных фаз, которые и подвергались дальнейшей обработке. Анализ пар рядов значений фаз, как и при расчете корреляционных метрик, осуществлялся в скользящем окне размера  $s$  с последовательным сдвигом окна анализа для второго ряда относительно первого на  $k$  отсчетов. В перекрывающихся сегментах оценивались значения СКО разности мгновенных фаз. Фиксировалось минимальное значение СКО и запаздывание, при котором оно было достигнуто. Из массивов сформированных оценок исключались аномальные и неопреде-

ленные значения аналогично тому, как это производилось для корреляционных метрик. Итоговыми показателями фазовой синхронизации траекторий пар частей тела животного являлись медиана оставшихся оценок минимальных значений СКО разности мгновенных фаз  $R_{\text{phase}}$ , медиана модуля соответствующих им запаздываний  $T_{\text{phase}}$ , а также коэффициент фазовой синхронизации  $\text{Sync}$ , определяемый как доля окон анализа, в которых не были исключены оценки запаздывания и СКО, в общей длине записи траектории движения.

Рис. 4 иллюстрирует изменения запаздываний движений лап здоровой крысы на беговой дорожке относительно левой передней лапы, определенные на основе фазовой синхронизации (рис. 4, а) и взаимного корреляционного анализа (рис. 4, б).

Как можно видеть на рис. 4, зависимости запаздываний от времени характеризуются участками стабильного поведения, а также наличием аномальных значений и областей неопределенности, вызванных пропаданием точек интереса в кадрах. Поэтому оценивание итоговых показателей взаимной динамики на основе медиан запаздываний, определяемых на основе интервалов стабильной взаимной динамики после исключения подобных областей, как и описано ранее, является обоснованным.

Предыдущие исследования [11] показали, что фазовые метрики обладают высокой чувствительностью к рассогласованию между исходными рядами данных. Также следует отметить, что их расчет не требует стационарности наблюдаемых данных. При этом необходимо учитывать ограничение, накладываемое на использование фазовых метрик связности раз-

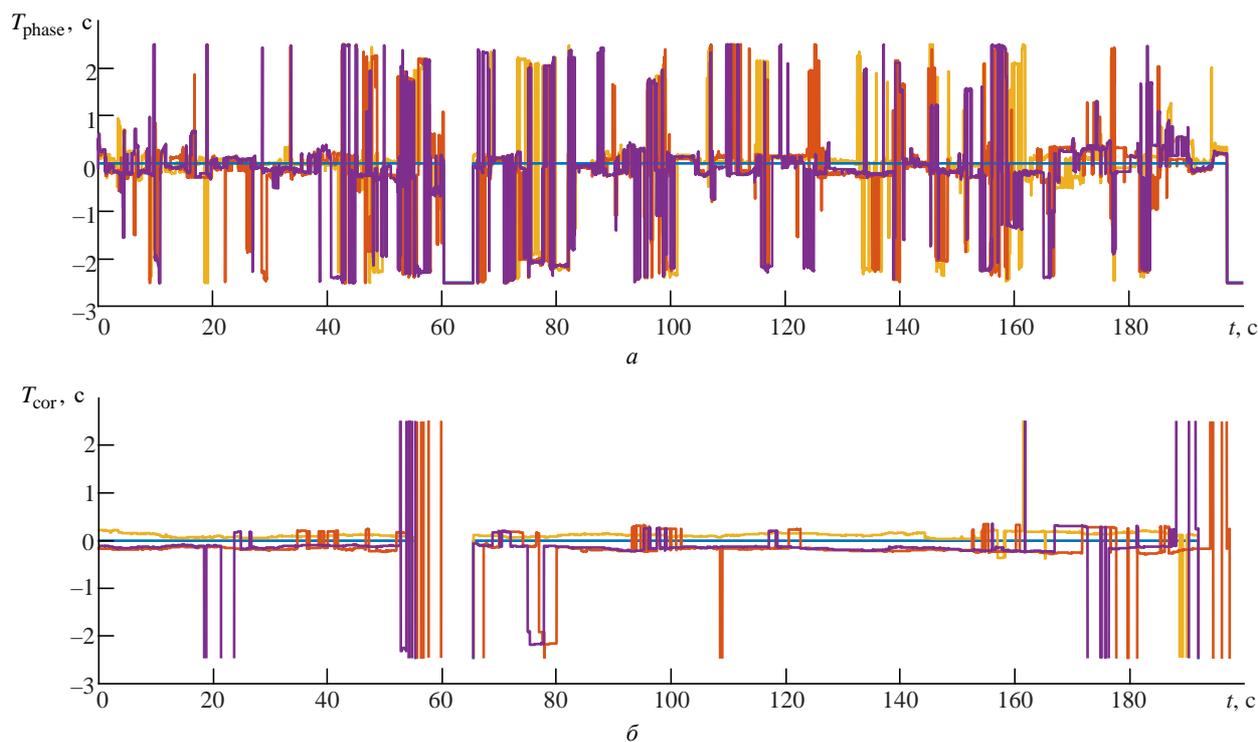


Рис. 4. Запаздывание движений лапы здоровой крысы относительно левой передней лапы на беговой дорожке: а – определение на основе фазовой синхронизации; б – определение на основе взаимного корреляционного анализа

Fig. 4. Delay in movements of the paw of a healthy rat relative to the left front paw on a treadmill: а – determination based on phase locking; б – determination based on cross-correlation analysis

мерностью используемых данных. При движении лабораторного животного по беговой дорожке телевизионная камера устанавливалась сбоку от дорожки и обрабатывались одномерные массивы данных, содержащие отсчеты вертикальной координаты траектории части тела. При тестировании животного в открытом поле камера располагалась под прозрачным полом. При этом регистрировались и отдельно обрабатывались две декартовы координаты траектории. Комплексирование коэффициентов корреляции отдельных координат для формирования единой оценки основано на ортогональности приращений по отдельным координатам, определяющей их нулевую взаимную корреляцию. Возможность комплексирования фазовых метрик связности в такой ситуации требует отдельных исследований, выходящих за рамки настоящей статьи. Поэтому при оценивании фазовых метрик по траекториям движения в открытом поле обрабатывались массивы значений скорости движения отдельных частей тела. На рис. 5 различными цветами показаны графики изменения скорости лап здоровой крысы при движении на беговой дорожке.

Скорость движения определена в относительных единицах и представлена в зависимости от номера кадра.

Как следует из рис. 5, динамика изменения скорости движения характеризуется некоторой периодичностью, что является дополнительным аргументом в пользу применения фазовых методов оценивания совместной динамики движений.

**Статистический анализ показателей двигательной активности.** В результате статистического анализа были выявлены показатели взаимной динамики, значимо отличающиеся в рассмотренных группах лабораторных животных. Сравнение показателей проводилось с помощью непараметрического критерия Краскела–Уоллиса, представляющего собой многомерное обобщение непараметрического критерия Манна–Уитни. Для маркировки отдельных категорий животных на различных стадиях исследования приняты следующие обозначения: ИНТ (интактные) – здоровые животные до травмы; ТСМ3 – группа животных на третий день после травмы; ТСМ7, ТСМ14, ТСМ21 и ТСМ28 – группы животных на седьмой, четырнадцатый, двадцать первый и два-

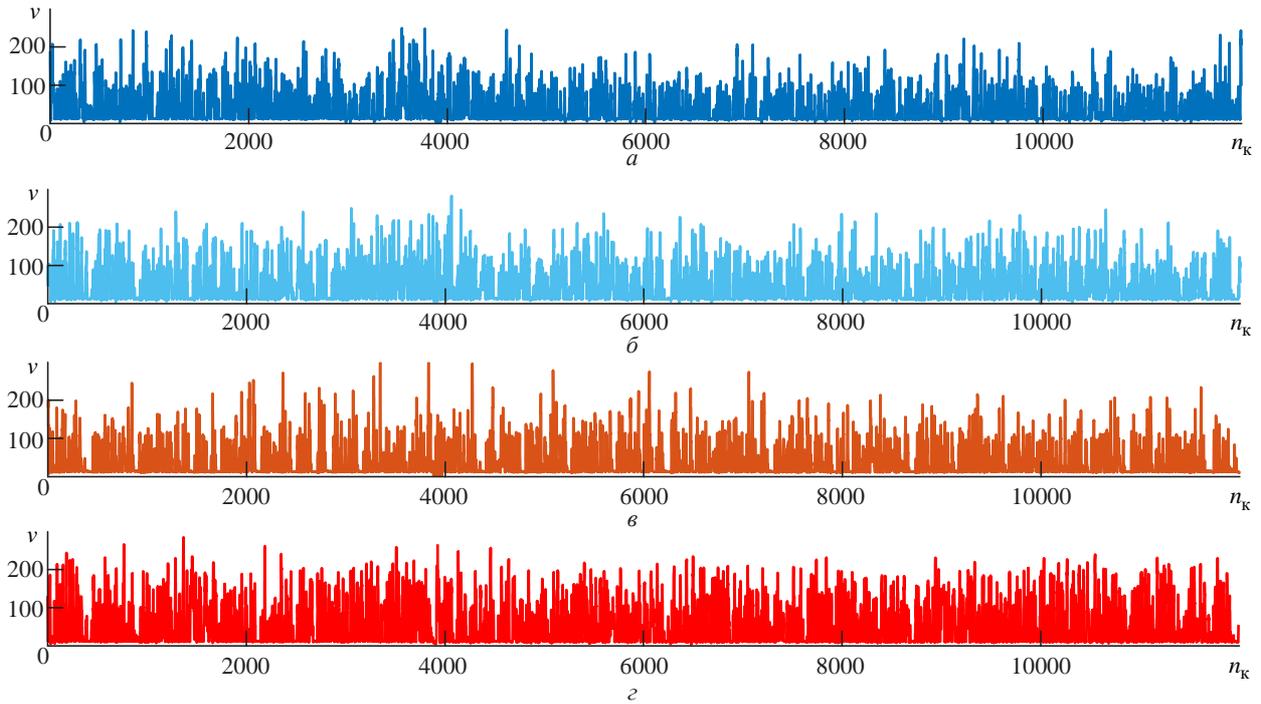


Рис. 5. Зависимость скорости движения лап здоровой крысы от номера кадра:  
 $a$  – правая передняя лапа (рис. 1, В);  $b$  – левая передняя лапа (рис. 1, С);  $e$  – правая задняя лапа (рис. 1, Е);  
 $z$  – левая задняя лапа (рис. 1, F)

Fig. 5. Dependence of a healthy rat paw movement speed on the frame number:  
 $a$  – right front paw (fig. 1, B);  $b$  – left front paw (fig. 1, C);  $e$  – right hind paw (fig. 1, E);  $z$  – left hind paw (fig. 1, F)

дцать восьмой день после травмы соответственно; TCM + PT7 и TCM + PT14 – группы животных на седьмой и четырнадцатый день после травмы на фоне дополнительной PT. В качестве примеров полученных результатов на рис. 6 приведены боксовые диаграммы коэффициента стабильности временной задержки максимума взаимной корреляции между движениями левой задней и правой передней лап TDS и коэффициента фазовой синхронизации между движениями передних лап Sync в груп-

пах лабораторных животных. Результаты приведены для тестирования в открытом поле. Значения коэффициентов, отражающих синхронность поведения данных, нормированы к значениям медиан контрольной группы. На боксовых диаграммах приведены значения уровня значимости отличий показателей в группах животных  $p$ .

Исследование демонстрирует, что в первую неделю после травмы наблюдается увеличение метрик взаимной синхронизации на фоне вы-

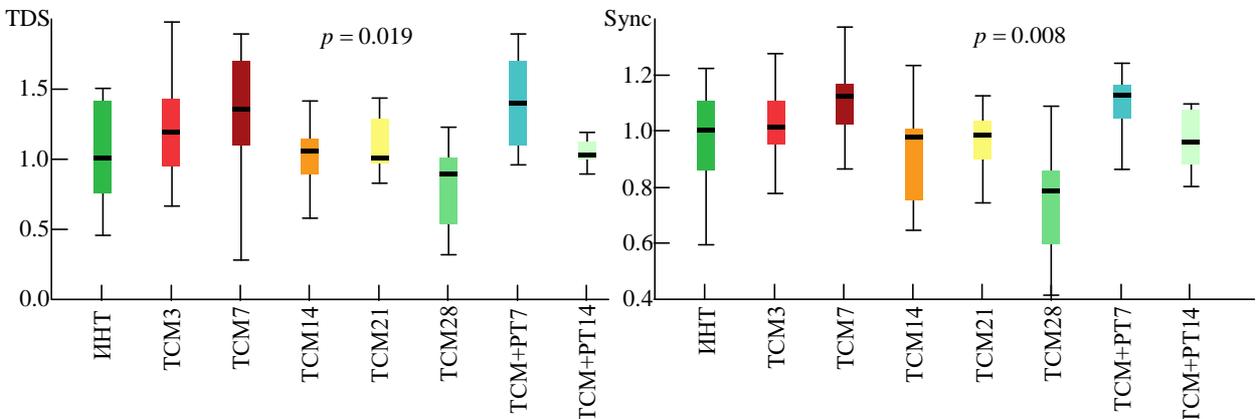


Рис. 6. Боксовые диаграммы показателей синхронности взаимной динамики конечностей крысы при  $s = 10$  с

Fig. 6. Boxplots of stability indicators of rat paws mutual dynamics at  $s = 10$  s

раженного снижения ДА. Животные испытывают трудности с координацией движений, в результате чего не могут двигать всеми конечностями одинаково эффективно. Подобные изменения в поведении могут служить индикаторами нарушений, обусловленных травмой.

С течением времени, особенно после начала реабилитационных тренировок, начинается процесс восстановления, который приводит к постепенному улучшению двигательной функции. Важно отметить, что, несмотря на внешнюю схожесть распределения метрик связности в норме и на 14-й день после травмы, терапия может способствовать более стабильному и устойчивому восстановлению. На основании полученных результатов можно предположить, что тренировки на беговой дорожке не только ускоряют процесс восстановления, но и обеспечивают более высокую степень функционального восстановления. Распределения метрик связности на 14-й день в группе с применением РТ характеризуются сходными медианами, но существенно меньшим разбросом полученных оценок по сравнению как с исходной группой интактных животных, так и с группами животных TCM14–TCM28, что также свидетельствует о более выраженном процессе восстановления.

Предложенные в настоящей статье методы анализа данных являются мультимасштабными, что выражается в выборе размера окна анализа  $s$ . Использование при обработке данных различных значений окна анализа позволяет как пронаблюдать эффекты, связанные с движением животного в целом, так и устранить подобное влияние. Диагностически значимые отличия показателей в группах при этом могут быть выявлены на различных масштабах. На рис. 7 представлены боксовые диаграммы запаздываний  $T_{\text{cor}}$  между движениями правой передней и правой задней лап, определенные на основе взаимного корреляционного анализа, при проведении тестов в открытом поле, для размера окна анализа  $s = 30$  с. Показатели сравнивались для 11 категорий животных. Символ ИНТ характеризует группу здоровых животных в начале исследований. Обозначения TCM3–TCM28 соответствуют показателям животных на третий и последующие до двадцать

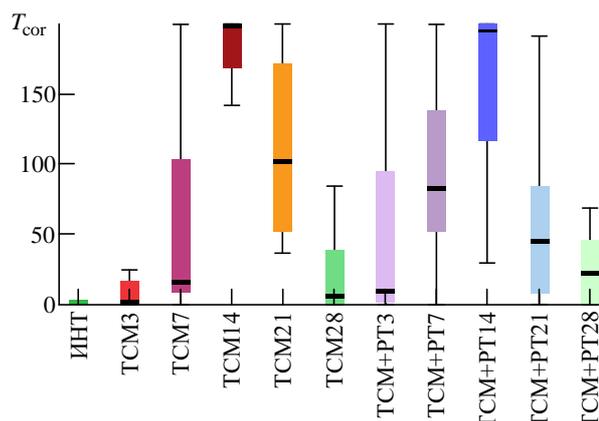


Рис. 7. Боксовые диаграммы запаздывания задней лапы крысы относительно передней лапы при  $s = 30$  с

Fig. 7. Boxplots of the delay of the rat hind paw relative to the front paw at  $s = 30$  s

восьмого дни после травмы. Обозначения TCM + PT3, TCM + PT7, TCM + PT14, TCM + PT21, TCM + PT28 соответствуют опытной группе животных с применением РТ и контролем состояния на третий, седьмой, четырнадцатый, двадцать первый и двадцать восьмой дни после травмы соответственно. Уровень значимости отличий запаздывания в группах животных составляет  $p < 0.001$ .

Упрощенная модель движения лабораторного животного может быть представлена байесовской сетью, отражающей взаимную динамику частей тела животного. На рис. 8 приведены примеры байесовских сетей, отражающих паттерны движения животного в открытом поле.

Узлы графов на рис. 8 соответствуют частям тела животного, их обозначения и окраска тождественны маркерам на рис. 1. На ребрах графов обозначены представляемые ими измерения относительных движений отдельных частей тела. Значения запаздываний, полученные на основе взаимного корреляционного анализа траекторий движения, указаны в таблице. Результаты дают количественные оценки эффектов торможения, возникающих при травме, и последующего восстановления, связанного с уменьшением запаздываний и возрастом ДА.

**Заключение.** Применение робастных методов оценивания взаимной динамики временных рядов позволяет получить оценки параметров движения, устойчивые к помехам, неизбежно сопровождающим извлечение траекторий из видеопотока, сформированного безмаркерной системой наблюдения. В качестве основных

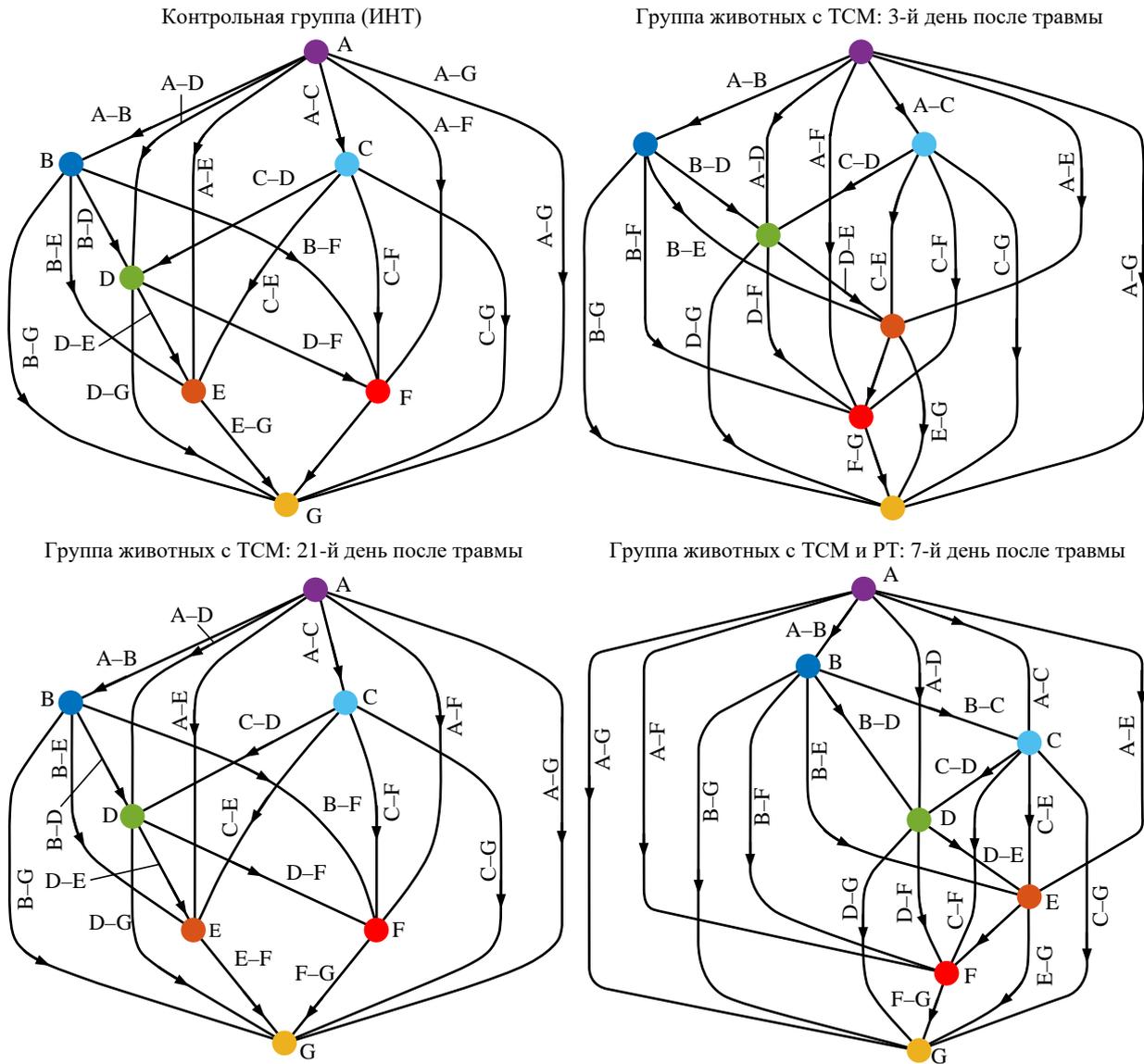


Рис. 8. Модели движения животного на основе байесовских сетей,  $s = 10$  с  
 Fig. 8. Animal movement models based on Bayesian networks,  $s = 10$  c

показателей, характеризующих взаимную динамику движения частей тела живого объекта, рассмотрены корреляционные и фазовые метрики, включающие оценки коэффициентов взаимной корреляции, стабильности временной задержки максимума взаимной корреляции, СКО разности мгновенных фаз, коэффициентов фазовой синхронизации запаздываний траекторий движения одних частей тела по отношению к другим. Для оценивания данных показателей предложены робастные алгоритмы. Получена аналитическая аппроксимация, на основании которой можно осуществить взаимный пересчет корреляционных и фазовых метрик, что может быть использовано как при комплексировании корреляционных и фазовых

измерений, так и при прогнозировании целевых переменных на основе байесовских сетей.

На основании результатов статистического анализа траекторий движения лабораторных животных выявлена чувствительность предложенных метрик к особенностям движения, вызванным травмой спинного мозга в условиях естественного протекания посттравматического процесса и на фоне реабилитационных двигательных нагрузок.

Байесовские сети, узлы которых соответствуют частям тела исследуемых объектов, параметризованные метриками взаимной динамики движений лабораторных животных, отражают особенности их функционального состояния, воздействие реабилитационных мероприятий и иные влияющие факторы. Измене-

Запаздывание относительных движений отдельных частей тела  
Delay in relative movements of individual body parts

| Точки измерения | Группа животных   |                       |                        |                                      |
|-----------------|-------------------|-----------------------|------------------------|--------------------------------------|
|                 | контрольная (ИНТ) | с ТСМ:                |                        | с ТСМ и РТ:<br>7-й день реабилитации |
|                 |                   | 3-й день после травмы | 21-й день после травмы |                                      |
| Задержка, с     |                   |                       |                        |                                      |
| A–B             | –0.13             | –0.29                 | –0.21                  | –0.22                                |
| A–C             | –0.14             | –0.27                 | –0.20                  | –0.18                                |
| A–D             | –0.27             | –0.46                 | –0.41                  | –0.35                                |
| A–E             | –0.60             | –0.92                 | –0.69                  | –0.73                                |
| A–F             | –0.58             | –0.47                 | –0.77                  | –0.68                                |
| A–G             | –0.74             | –0.74                 | –0.62                  | –0.62                                |
| B–C             | –                 | –                     | –                      | –0.017                               |
| B–D             | –0.10             | –0.29                 | –0.25                  | –0.20                                |
| B–E             | –0.39             | –0.79                 | –0.61                  | –0.55                                |
| B–F             | –0.42             | –0.82                 | –0.59                  | –0.58                                |
| B–G             | –0.49             | –0.63                 | –0.57                  | –0.57                                |
| C–D             | –0.11             | –0.30                 | –0.20                  | –0.17                                |
| C–E             | –0.38             | –0.89                 | –0.20                  | –0.50                                |
| C–F             | –0.41             | –0.77                 | –0.53                  | –0.53                                |
| C–G             | –0.59             | –0.63                 | –0.51                  | –0.50                                |
| D–E             | –0.22             | –0.52                 | –0.39                  | –0.28                                |
| D–F             | –0.25             | –0.47                 | –0.41                  | –0.33                                |
| D–G             | –0.35             | –0.26                 | –0.21                  | –0.27                                |
| E–F             | –                 | –0.017                | –                      | –0.017                               |
| E–G             | –0.20             | –0.11                 | –0.11                  | –0.05                                |
| F–G             | –0.20             | –0.15                 | –0.10                  | –0.067                               |

ния метрик связности и запаздываний движений характеризуют ухудшение ДА после травмы и последующее частичное восстановление.

Применение предложенных методов для оценки ДА лабораторных животных на фоне

травмы спинного мозга позволяет выявить различия в эффективности функционального восстановления как на фоне реабилитации, так и при других дополнительно применяемых методах терапии.

#### Авторский вклад

**Богачев Михаил Игоревич** – разработка и исследование методологических подходов к анализу движения и алгоритмических решений на их основе.

**Григаревичус Константин Ричардасович** – первичная обработка видеопотока; извлечение траекторий движения с использованием технологий безмаркерного видеозахвата.

**Пыко Никита Сергеевич** – программная реализация и тестирование алгоритмов вторичного анализа двигательной активности.

**Пыко Светлана Анатольевна** – статистический анализ и визуализация результатов исследований.

**Цыганкова Маргарита** – анализ траекторий движения по данным безмаркерного видеозахвата.

**Плотникова Елизавета Александровна** – организация и реализация видеорегистрации объектов исследования.

**Агеева Татьяна Вячеславовна** – планирование и реализация плана экспериментальных исследований.

**Мухамедшина Яна Олеговна** – разработка концепции исследований и интерпретация результатов.

#### Author's contribution

**Mikhail I. Bogachev**, development and research of methodological approaches to motion analysis and algorithmic solutions.

**Konstantin R. Grigarevichius**, primary processing of the video stream, extraction of motion trajectories using markerless video capture technologies.

**Nikita S. Pyko**, software implementation and testing of algorithms for secondary analysis of motor activity.

**Svetlana A. Pyko**, statistical analysis and visualization of research results.

**Margarita Tsygankova**, analysis of movement trajectories based on markerless video capture data.

**Elizaveta A. Plotnikova**, organization and implementation of video recording of research objects.

**Tatyana V. Ageeva**, planning and implementation of the experimental research.

**Yana O. Mukhamedshina**, development of research concepts and interpretation of results.

### Список литературы

1. Butte N. F., Ekelund U., Westerterp K. R. Assessing physical activity using wearable monitors: measures of physical activity // *Medicine and science in sports and exercise*. 2012. Vol. 44, № 1, suppl. 1. P. S5–S12. doi: 10.1249/MSS.0b013e3182399c0e
2. Видеоанализ движений человека в клинической практике (обзор) / В. В. Борзиков, Н. Н. Рукина, О. В. Воробьева, А. Н. Кузнецов, А. Н. Белова // *Современные технологии в медицине*. 2015. Т. 7, № 4. С. 201–210. doi: 10.17691/stm2015.7.4.26
3. Insafuldinov E., Dosovitskiy A. Unsupervised learning of shape and pose with differentiable point clouds // *Proc. of the 32nd Intern. Conf. on Neural Information Processing Systems*. Montreal. 2018. P. 2807–2817. URL: <https://dl.acm.org/doi/10.5555/3327144.3327204> (дата обращения 19.02.2024)
4. DeepCut: Joint subset partition and labeling for multi person pose estimation / L. Pishchulin, E. Insafuldinov, S. Tang, B. Andres, M. Andriluka, P. Gehler, B. Schiele // *Proc. of IEEE Conf. on Computer Vision and Pattern Recognition*. 2016. P. 4929–4937. doi: 10.1109/CVPR.2016.533
5. A deep learning-based toolbox for Automated Limb Motion Analysis (ALMA) in murine models of neurological disorders / A. Aljovic, S. Zhao, M. Chahin, C. de la Rosa, V. van Steenbergen, V. Kerschensteiner, F. M. Bareyre // *Communications biology*. 2022. Vol. 5, № 1. Art. 131. doi: 10.1038/s42003-022-03077-6
6. Video-based marker-free tracking and multi-scale analysis of mouse locomotor activity and behavioral aspects in an open field arena: a perspective approach to the quantification of complex gait disturbances associated with Alzheimer's disease / M. Bogachev, A. Sinitca, K. Grigarevichius, N. Pyko, A. Lyanova, M. Tsygankova, E. Davletshin, K. Petrov, T. Ageeva, S. Pyko, D. Kaplun, A. Kayumov, Ya. Mukhamedshina // *Frontiers in Neuroinformatics*. 2023. Vol. 17, № 2. P. 110–112. doi: 10.3389/fninf.2023.1101112
7. Switonski A., Josinski H., Wojciechowski K. Dynamic time warping in classification and selection of motion capture data // *Multidimensional Systems and Signal Processing*. 2019. Vol. 30, № 6. P. 1437–1468. doi: 10.1007/s11045-018-0611-3
8. Network physiology: how organ systems dynamically interact / R. P. Bartsch, L. Kang, A. Bashan, P. Ch. Ivanov // *PloS one*. 2015. Vol. 10, № 11. Art. e0142143. doi: 10.1371/journal.pone.0142143
9. Bartsch R. P., Ivanov P. Ch. Coexisting forms of coupling and phase-transitions in physiological networks // *Communications in computer and information science*. 2014. Vol. 438. P. 270–287. doi: 10.1007/978-3-319-08672-9\_33
10. Conditional entropy approach for the evaluation of the coupling strength / A. Porta, G. Baselli, F. Lombardi, N. Montano, A. Malliani, S. Cerutti // *Biological Cybernetics*. 1999. Vol. 81, № 2. P. 119–129. doi: 10.1007/s004220050549
11. Assessment of cooperativity in complex systems with non-periodical dynamics: comparison of five mutual information metrics / N. S. Pyko, S. A. Pyko, O. A. Markelov, A. I. Karimov, D. N. Butusov, Y. V. Zolotukhin, Y. D. Uljanitski, M. I. Bogachev // *Physica A: Statistical mechanics and its applications*. 2018. Vol. 503, № 6. P. 1054–1072. doi: 10.1016/j.physa.2018.08.146
12. Understanding the complex interplay of persistent and antipersistent regimes in animal movement trajectories as a prominent characteristic of their behavioral pattern profiles: Towards an automated and robust model based quantification of anxiety test data / M. I. Bogachev, A. I. Lyanova, A. M. Sinitca, S. A. Pyko, N. S. Pyko, A. V. Kuzmenko, S. A. Romanov, O. I. Brikova, M. Tsygankova, D. Y. Ivkin, S. V. Okovityi, V. A. Prikhodko, D. I. Kaplun, Y. I. Sysoev, A. R. Kayumov // *Biomedical signal processing and control*. 2023. Vol. 81, № 3. Art. 104409. doi: 10.1016/j.bspc.2022.104409
13. Bunde A., Havlin S. A brief introduction to fractal geometry. *Fractals in science*. Berlin, Heidelberg: Springer, 1994. 26 p. doi: 10.1007/978-3-642-77953-4\_1
14. Kasdin N. J. Discrete simulation of colored noise and stochastic processes and 1/f/sup/spl alpha//power law noise generation // *Proc. of the IEEE*. 1995. Vol. 83, iss. 5. P. 802–827. doi: 10.1109/5.381848
15. Hanea A. M., Kurowicka D., Cooke R. M. Hybrid method for quantifying and analyzing Bayesian belief nets // *Quality and Reliability Engineering International*. 2006. Vol. 22, № 6. P. 709–729. doi: 10.1002/qre.808

### Информация об авторах

**Богачев Михаил Игоревич** – доктор технических наук (2018), доцент (2011) кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ"

им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 200 научных работ. Сфера научных интересов – статистический анализ данных; математическое моделирование.

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

E-mail: rogex@yandex.com.

<https://orcid.org/0000-0002-0356-5651>

**Григаревичус Константин Ричардасович** – бакалавр по направлению "Управление в технических системах" (СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2023), студент факультета компьютерных технологий и информатики Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор двух научных публикаций. Сфера научных интересов – программирование; машинное обучение; интеллектуальные системы компьютерного зрения.

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

E-mail: griga.k.r.21@gmail.com

<https://orcid.org/0000-0001-6163-9607>

**Пыко Никита Сергеевич** – преподаватель-исследователь по направлению "Электроника, радиотехника и системы связи" (СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2023), ассистент кафедры радиотехнических систем, младший научный сотрудник научно-образовательного центра "Цифровые телекоммуникационные технологии" Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 42 научных работ. Сфера научных интересов – статистический анализ данных; математическое моделирование.

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

E-mail: goststalker13@gmail.com

<https://orcid.org/0000-0002-6668-9512>

**Пыко Светлана Анатольевна** – кандидат технических наук (2000), доцент (2003) кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 62 научных работ. Сфера научных интересов – статистический анализ данных; математическое моделирование.

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

E-mail: svet.pyko@gmail.com

<https://orcid.org/0000-0001-6625-3770>

**Цыганкова Маргарита** – бакалавр по направлению "Радиотехника" (2022), инженер научно-образовательного центра "Цифровые телекоммуникационные технологии" Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор двух научных публикаций. Сфера научных интересов – статистический анализ данных в биомедицинских и экологических приложениях.

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

E-mail: tsygan\_rita@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0001-5184-3698>

**Плотникова Елизавета Александровна** – студент бакалавриата, лаборант-исследователь научно-исследовательской лаборатории OpenLab "Генные и клеточные технологии" Казанского (Приволжского) федерального университета. Сфера научных интересов – поведенческие тесты; травма спинного мозга; нейрореабилитация.

Адрес: Казанский (Приволжский) федеральный университет, ул. Кремлевская, д. 18, корп. 1, Казань, 420008, Республика Татарстан, Россия

E-mail: liza.plotnikova0@gmail.com

<http://orcid.org/0009-0001-4041-2435>

**Агеева Татьяна Вячеславовна** – кандидат биологических наук (2018), старший научный сотрудник научной лаборатории OpenLab "Генные и клеточные технологии" Казанского (Приволжского) федерального университета. Автор 39 научных работ. Сфера научных интересов – генные и клеточные технологии в регенеративной медицине; травма спинного мозга; нейрореабилитация.

Адрес: Казанский (Приволжский) федеральный университет, ул. Кремлевская, д. 18, корп. 1, Казань, 420008, Республика Татарстан, Россия

E-mail: t.povysheva@gmail.com

<http://orcid.org/0000-0002-3384-1450>

**Мухамедшина Яна Олеговна** – доктор медицинских наук (2021), доцент (2021), ведущий научный сотрудник научной лаборатории OpenLab "Генные и клеточные технологии" Казанского (Приволжского) фе-

дерального университета, доцент кафедры гистологии, цитологии и эмбриологии Казанского государственного медицинского университета. Автор 110 научных работ. Сфера научных интересов – генные и клеточные технологии в регенеративной медицине; травма спинного мозга; нейрореабилитация.

Адрес: Казанский (Приволжский) федеральный университет, ул. Кремлевская, д. 18, корп. 1, Казань, 420008, Республика Татарстан, Россия

E-mail: yana.k-z-n@mail.ru

<http://orcid.org/0000-0002-9435-340X>

## References

1. Butte N., Ekelund U., Westerterp K. Assessing Physical Activity Using Wearable Monitors: Measures of Physical Activity. *Medicine and Science in Sports and Exercise*. 2012, vol. 44, no. 1, suppl 1, pp. S5-S12. doi: 10.1249/MSS.0b013e3182399c0e
2. Borzиков V. V., Rukina N. N., Vorob'eva O. V., Kuznetsov A. N., Belova A. N. Human Motion Video Analysis In Clinical Practice (Review). *Modern Technologies Med*. 2015, vol. 7, no. 4, pp. 201–210. doi: 10.17691/stm2015.7.4.26
3. Insafutdinov E., Dosovitskiy A. Unsupervised Learning of Shape and Pose with Differentiable Point Clouds. *Proc. of the 32nd Intern. Conf. on Neural Information Processing Systems*. 2018, pp. 2807–2817. Available at: <https://dl.acm.org/doi/10.5555/3327144.3327204> (accessed 19.02.2024)
4. Pishchulin L., Insafutdinov E., Tang S., Andres B., Andriluka M., Gehler P., Schiele B. Deepcut: Joint Subset Partition and Labeling for Multi Person Pose Estimation. *Proc. of the IEEE Conf. on Computer Vision And Pattern Recognition*. 2016, pp. 4929–4937. doi: 10.1109/CVPR.2016.533
5. Aljovic A., Zhao S., Chahin M., de la Rosa C., van Steenbergen V., Kerschensteiner V., Bareyre F. M. A Deep Learning-Based Toolbox for Automated Limb Motion Analysis (ALMA) in Murine Models of Neurological Disorders. *Communications Biology*. 2022, vol. 5, no. 1, p. 131. doi: 10.1038/s42003-022-03077-6
6. Bogachev M., Sinitca A., Grigarevichius K., Pyko N., Lyanova A., Tsygankova M., Davletshin E., Petrov K., Ageeva T., Pyko S., Kaplun D., Kayumov A., Mukhamedshina Ya. Video-Based Marker-Free Tracking and Multi-Scale Analysis of Mouse Locomotor Activity and Behavioral Aspects in an Open Field Arena: a Perspective Approach to the Quantification of Complex Gait Disturbances Associated with Alzheimer's Disease. *Frontiers in Neuroinformatics*. 2023, no. 17, p. 1101112. doi: 10.3389/fninf.2023.1101112
7. Switonski A., Josinski H., Wojciechowski K. Dynamic Time Warping in Classification and Selection of Motion Capture Data. *Multidimensional Systems and Signal Processing*. 2019, vol. 30, pp. 1437–1468. doi: 10.1007/s11045-018-0611-3
8. Bartsch R. P., Kang L., Bashan A., Ivanov P. Ch. Network Physiology: How Organ Systems Dynamically Interact. *PloS one*. 2015, vol. 10, no. 11, p. e0142143. doi: 10.1371/journal.pone.0142143
9. Bartsch R. P., Ivanov P. Ch. Coexisting Forms of Coupling and Phase-Transitions in Physiological Networks. *Communications in Computer and Information Science*. 2014, vol. 438, pp. 270–287. doi: 10.1007/978-3-319-08672-9\_33
10. Porta A., Baselli G., Lombardi F., Cerutti S. Conditional Entropy Approach for the Evaluation of the Coupling Strength. *Biological Cybernetics*. 1999, vol. 81, no. 2, pp. 119–129. doi: 10.1007/s004220050549
11. Pyko N. S., Pyko S. A., Markelov O. A., Karimov A. I., Butusov D. N., Zolotukhin Y. V., Uljanitski Y. D., Bogachev M. I. Assessment of Cooperativity in Complex Systems with Non-Periodical Dynamics: Comparison of Five Mutual Information Metrics. *Physica A: Statistical Mechanics and its Applications*. 2018, no. 503, pp. 1054–1072. doi: 10.1016/j.physa.2018.08.146
12. Bogachev M. I., Lyanova A. I., Sinitca A. M., Pyko S. A., Pyko N. S., Kuzmenko A. V., Romanov S. A., Brikova O. I., Tsygankova M., Ivkin D. Y., Okovityi S. V. Understanding the Complex Interplay of Persistent and Antipersistent Regimes in Animal Movement Trajectories as a Prominent Characteristic of Their Behavioral Pattern Profiles: Towards an Automated and Robust Model Based Quantification of Anxiety Test Data. *Biomedical Signal Processing and Control*. 2023, vol. 81, p. 104409.
13. Bunde A., Havlin S. A Brief Introduction to Fractal Geometry. *Fractals in Science*. Berlin, Heidelberg, Springer Berlin Heidelberg, 1994, pp. 1–26. doi: 10.1007/978-3-642-77953-4\_1
14. Kasdin N. J. Discrete Simulation of Colored Noise and Stochastic Processes and  $1/f$  Power Law Noise Generation. *Proc. of the IEEE*. 1995, vol. 83, no. 5, pp. 802–827. doi: 10.1109/5.381848
15. Hanea A. M., Kurowicka D., Cooke R. M. Hybrid Method for Quantifying and Analyzing Bayesian Belief Nets. *Quality and Reliability Engineering International*. 2006, vol. 22, no. 6, pp. 709–729. doi: 10.1002/qre.808

## Information about the authors

**Mikhail I. Bogachev** – Dr Sci. (Eng.) (2018), Associate Professor (2011) of the Department of Radio Engineering Systems of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 200 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>

**Konstantin R. Grigarevichius** – Bachelor in Management in Technical Systems (2023, Saint Petersburg Electrotechnical University), student of the Faculty of Computer Technologies and Informatics of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 2 scientific publications. Area of expertise: programming; machine learning; intelligent computer vision systems.

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

E-mail: griga.k.r.21@gmail.com

<https://orcid.org/0000-0001-6163-9607>

**Nikita S. Pyko** – High-Research Teacher in Electronics, Radio Engineering and Communication Systems (2023, Saint Petersburg Electrotechnical University), Assistant of the Department of Radio Engineering Systems, Junior Researcher at the Scientific and Educational Center "Digital Telecommunication Technologies" of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 42 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: goststalker13@gmail.com

<https://orcid.org/0000-0002-6668-9512>

**Svetlana A. Pyko** – Cand. Sci (Eng.) (2000), Associate Professor (2003) of the Department of Radio Engineering Systems of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 62 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: svet.pyko@gmail.com

<https://orcid.org/0000-0002-4790-2840>

**Margarita Tsygankova** – Bachelor in Radio Engineering (2022, Saint Petersburg Electrotechnical University), Engineer at the Scientific and Educational Center "Digital Telecommunication Technologies" of Saint Petersburg Electrotechnical University. Author of 2 scientific publications. Area of expertise: statistical data analysis in biomedical and environmental applications.

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

E-mail: tsygan\_rita@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0001-5184-3698>

**Elizaveta A. Plotnikova** – Undergraduate student, Research Assistant at the OpenLab Research Laboratory of Gene and Cell Technologies, Kazan (Volga Region) Federal University. Area of expertise: behavioral tests; spinal cord injury; neurorehabilitation.

Address: Kazan (Volga Region) Federal University, 18, Kremlevskaya St., Bldg. 1, Kazan 420008, Republic of Tatarstan, Russia

E-mail: liza.plotnikova0@gmail.com

<http://orcid.org/0009-0001-4041-2435>

**Tatyana V. Ageeva** – Cand. Sci (Biol.) (2018), Senior Research Scientist at the OpenLab Research Laboratory of Gene and Cell Technologies at Kazan (Volga Region) Federal University. The author of 39 scientific publications. Area of expertise: gene and cell technologies in regenerative medicine; spinal cord injury; neurorehabilitation.

Address: Kazan (Volga Region) Federal University, 18, Kremlevskaya St., Bldg. 1, Kazan 420008, Republic of Tatarstan, Russia

E-mail: t.povysheva@gmail.com

<http://orcid.org/0000-0002-3384-1450>

**Yana O. Mukhamedshina** – Dr Sci. (Med.) (2021), Associate Professor (2021), Leading Research Scientist at the OpenLab Research Laboratory of Gene and Cell Technologies at Kazan (Volga Region) Federal University, Associate Professor of the Department of Histology, Cytology, and Embryology at Kazan State Medical University. Author of 140 scientific papers. Area of expertise: gene and cell technologies in regenerative medicine; spinal cord injury; neurorehabilitation.

Address: Kazan (Volga Region) Federal University, 18, Kremlevskaya St., Bldg. 1, Kazan 420008, Republic of Tatarstan, Russia

E-mail: yana.k-z-n@mail.ru

<http://orcid.org/0000-0002-9435-340X>

---

## Правила для авторов статей

В редакцию журнала "Известия вузов России. Радиоэлектроника" необходимо представить:

- распечатку рукописи (1 экз.) – твердую копию файла статьи, подписанную всеми авторами (объем оригинальной статьи не менее 8 страниц, обзорной статьи не более 20 страниц);
- электронную копию статьи;
- отдельный файл для каждого рисунка и каждой таблицы в формате тех редакторов, в которых они были подготовлены. Размещение рисунка в электронной копии статьи не освобождает от его представления отдельным файлом;
- экспертное заключение о возможности опубликования в открытой печати (1 экз.);
- сведения об авторах и их электронную копию (на русском и английском языках) (1 экз.);
- рекомендацию кафедры (подразделения) к опубликованию (следует указать предполагаемую рубрику) (1 экз.);
- сопроводительное письмо (1 экз.).

### Принимаются к публикации статьи на русском и английском языках.

Рукопись не может быть опубликована, если она не соответствует предъявляемым требованиям и материалам, представляемым с ней.

### Структура научной статьи

Авторам рекомендуется придерживаться следующей структуры статьи:

- Заголовочная часть:
  - УДК (выравнивание по левому краю);
  - название статьи;
  - авторы (перечень авторов – Ф. И. О. автора (-ов) полностью. Инициалы ставятся перед фамилиями, после каждого инициала точка и пробел; инициалы не отрываются от фамилии. Если авторов несколько – Ф. И. О. разделяются запятыми), если авторов больше 3, необходимо в конце статьи указать вклад каждого в написание статьи;
  - место работы каждого автора и почтовый адрес организации. Если авторы относятся к разным организациям, то после указания всех авторов, относящихся к одной организации, дается ее наименование, а затем список авторов, относящихся ко второй организации, наименование второй организации, и т. д.;
  - аннотация – 200–250 слов, характеризующих содержание статьи;
  - ключевые слова – 5–7 слов и/или словосочетаний, отражающих содержание статьи, разделенных запятыми; в конце списка точка не ставится;
  - источник финансирования – указываются источники финансирования (гранты, совместные проекты и т. п.). Не следует использовать сокращенные названия институтов и спонсирующих организаций;
  - благодарности. В данном разделе выражается признательность коллегам, которые оказывали помощь в выполнении исследования или высказывали критические замечания в адрес статьи. Прежде чем выразить благодарность, необходимо заручиться согласием тех, кого планируете поблагодарить;
  - конфликт интересов – авторы декларируют отсутствие явных и потенциальных конфликтов интересов, связанных с публикацией настоящей статьи. Например, «Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов». Если конфликт интересов возможен, то необходимо пояснение (см. <https://publicationethics.org>).

- Заголовочная часть на английском языке:
  - название (Title);
  - авторы (Authors);
  - место работы каждого автора (Affiliation). Необходимо убедиться в корректном (согласно уставу организации) написании ее названия на английском языке. Перевод названия возможен лишь при отсутствии англоязычного названия в уставе. Если авторы относятся к разным организациям, то после указания всех авторов, относящихся к одной организации, дается ее наименование, затем приводится список авторов, относящихся ко второй организации, наименование второй организации, и т. д.;
  - аннотация (Abstract);
  - ключевые слова (Keywords);
  - источник финансирования (Acknowledgements);
  - конфликт интересов (Conflict of interest).
- Текст статьи.
- Приложения (при наличии).
- Авторский вклад. Если авторов больше 3, необходимо указать вклад каждого в написание статьи.
- Список литературы (библиографический список);
- Информация об авторах.

**Название статьи** должно быть информативным, с использованием основных терминов, характеризующих тему статьи, и четко отражать ее содержание в нескольких словах. Хорошо сформулированное название – гарантия того, что работа привлечет читательский интерес. Следует помнить, что название работы прочтут гораздо больше людей, чем ее основную часть.

**Авторство** и место в перечне авторов определяется договоренностью последних. При примерно равном авторском вкладе рекомендуется алфавитный порядок.

**Аннотация** представляет собой краткое описание содержания изложенного текста. Она должна отражать актуальность, постановку задачи, пути ее решения, фактически полученные результаты и выводы. Содержание аннотации рекомендуется представить в структурированной форме:

**Введение.** Приводится общее описание исследуемой области, явления. Аннотацию не следует начинать словами «Статья посвящена...», «Цель настоящей статьи...», так как вначале надо показать необходимость данного исследования в силу пробела в научном знании, почему и зачем проведено исследование (описать кратко).

**Цель работы.** Постановка цели исследования (цель может быть заменена гипотезой или исследовательскими вопросами).

**Материалы и методы.** Обозначение используемой методологии, методов, процедуры, где, как, когда проведено исследование и пр.

**Результаты.** Основные результаты (приводятся кратко с упором на самые значимые и привлекательные для читателя/научного сообщества).

**Обсуждение (Заключение).** Сопоставление с другими исследованиями, описание вклада исследования в науку.

В аннотации не следует упоминать источники, использованные в работе, пересказывать содержание отдельных разделов.

При написании аннотации необходимо соблюдать особый стиль изложения: избегать длинных и сложных предложений, выражать мысли максимально кратко и четко. Составлять предложения только в настоящем времени и только от третьего лица.

Рекомендуемый объем аннотации – 200–250 слов.

**Ключевые слова** – набор слов, отражающих содержание текста в терминах объекта, научной отрасли и методов исследования. Рекомендуемое количество ключевых слов/фраз – 5–7, количество слов внутри ключевой фразы – не более 3.

**Текст статьи** излагается в определенной последовательности. Рекомендуется придерживаться формата IMRAD (Introduction, Methods, Results, Discussion; Введение, Методы, Результаты, Обсуждение):

**Введение.** Во введении автор знакомит с предметом, задачами и состоянием исследований по теме публикации; при этом необходимо обязательно ссылаться на источники, из которых берется информация. Автор приводит описание "белых пятен" в проблеме или того, что еще не сделано, и формулирует цели и задачи исследования.

В тексте могут быть применены сноски, которые нумеруются арабскими цифрами. В сносках могут быть размещены: ссылки на анонимные источники из Интернета, ссылки на учебники, учебные пособия, ГОСТы, авторефераты, диссертации (если нет возможности процитировать статьи, опубликованные по результатам диссертационного исследования).

**Методы.** Необходимо описать теоретические или экспериментальные методы исследования, используемое оборудование и т. д., чтобы можно было оценить и/или воспроизвести исследование. Метод или методологию проведения исследования целесообразно описывать в том случае, если они отличаются новизной.

Научная статья должна отображать не только выбранный инструментарий и полученные результаты, но и логику самого исследования или последовательность рассуждений, в результате которых получены теоретические выводы. По результатам экспериментальных исследований целесообразно описать стадии и этапы экспериментов.

**Результаты.** В этом разделе представлены экспериментальные или теоретические данные, полученные в ходе исследования. Результаты даются в обработанном варианте: в виде таблиц, графиков, диаграмм, уравнений, фотографий, рисунков. В этом разделе приводятся только факты. В описании полученных результатов не должно быть никаких пояснений – они даются в разделе «Обсуждение».

**Обсуждение (Заключение и Выводы).** В этой части статьи авторы интерпретируют полученные результаты в соответствии с поставленными задачами исследования, приводят сравнение полученных собственных результатов с результатами других авторов. Необходимо показать, что статья решает научную проблему или служит приращению нового знания. Можно объяснять полученные результаты на основе своего опыта и базовых знаний, приводя несколько возможных объяснений. Здесь излагаются предложения по направлению будущих исследований.

**Список литературы** (библиографический список) содержит сведения о цитируемом, рассматриваемом или упоминаемом в тексте статьи литературном источнике. В список литературы включаются только рецензируемые источники (статьи из научных журналов и монографии).

Список литературы должен иметь не менее 15 источников (из них, при наличии, не более 20 % – на собственные работы), имеющих статус научных публикаций.

Приветствуются ссылки на современные англоязычные издания (требования МНБД Scopus – 80 % цитируемых англоязычных источников).

Ссылки на неопубликованные и нетиражированные работы не допускаются. Не допускаются ссылки на учебники, учебные пособия, справочники, словари, диссертации и другие малотиражные издания.

Если описываемая публикация имеет цифровой идентификатор Digital Object Identifier (DOI), его необходимо указывать в самом конце библиографической ссылки в формате "doi: ...". Проверять наличие DOI статьи следует на сайте: <http://search.crossref.org> или <https://www.citethisforme.com>.

Нежелательны ссылки на источники более 10–15-летней давности, приветствуются ссылки на современные источники, имеющие идентификатор doi.

За достоверность и правильность оформления представляемых библиографических данных авторы несут ответственность вплоть до отказа в праве на публикацию.

**Аннотация на английском языке (Abstract)** в русскоязычном издании и международных базах данных является для иностранных читателей основным и, как правило, единственным источником информации о содержании статьи и изложенных в ней результатах исследований. Зарубежные специалисты по аннотации

оценивают публикацию, определяют свой интерес к работе российского ученого, могут использовать ее в своей публикации и сделать на нее ссылку, открыть дискуссию с автором.

Текст аннотации должен быть связным и информативным. При написании аннотации рекомендуется использовать Present Simple Tense. Present Perfect Tense является допустимым. Рекомендуемый объем – 200–250 слов.

**Список литературы (References)** для зарубежных баз данных приводится полностью отдельным блоком, повторяя список литературы к русскоязычной части. Если в списке литературы есть ссылки на иностранные публикации, то они полностью повторяются в списке, готовящемся в романском алфавите. В References совершенно недопустимо использовать российский ГОСТ 7.0.5–2008. Библиографический список представляется с переводом русскоязычных источников на латиницу. При этом применяется транслитерация по системе BSI (см. <http://ru.translit.net/?account=bsi>).

Типовые примеры описания в References приведены на сайте журнала <https://re.eltech.ru>.

### Сведения об авторах

Включают для каждого автора фамилию, имя, отчество (полностью), ученую или академическую степень, ученое звание (с датами присвоения и присуждения), почетные звания (с датами присвоения и присуждения), краткую научную биографию, количество печатных работ и сферу научных интересов (не более 5–6 строк), название организации, должность, служебный и домашний адреса, служебный и домашний телефоны, адрес электронной почты. Если ученых и/или академических степеней и званий нет, то следует указать место получения высшего образования, год окончания вуза и специальность. Также требуется включать идентификационный номер исследователя ORCID (Open Researcher and Contributor ID), который отображается как адрес вида <http://orcid.org/xxxx-xxxx-xxxx-xxxx>. При этом важно, чтобы кабинет автора в ORCID был заполнен информацией об авторе, имел необходимые сведения о его образовании, карьере, другие статьи. Вариант «нет общедоступной информации» при обращении к ORCID не допускается. В сведениях следует указать автора, ответственного за прохождение статьи в редакции.

### Правила оформления текста

Текст статьи подготавливается в текстовом редакторе Microsoft Word. Формат бумаги А4. Параметры страницы: поля – верхнее и нижнее 2.5 см, левое и правое 2.25 см; колонтитулы – верхний 1.5 см, нижний 2.5 см. Применение полужирного и курсивного шрифтов допустимо при крайней необходимости.

Дополнительный, поясняющий текст следует выносить в подстрочные ссылки при помощи знака сноски, а при большом объеме – оформлять в виде приложения к статье. Ссылки на формулы и таблицы даются в круглых скобках, ссылки на использованные источники (литературу) – в квадратных прямых.

Все сведения и текст статьи набираются гарнитурой "Times New Roman"; размер шрифта основного текста 11 pt, остальных сведений 10 pt; выравнивание по ширине; абзацный отступ 0.6 см; межстрочный интервал "Множитель 1.1"; автоматическая расстановка переносов.

Правила верстки списка литературы, формул, рисунков и таблиц подробно описаны на сайте <https://re.eltech.ru>.

### Перечень основных тематических направлений журнала

Тематика журнала соответствует номенклатуре научных специальностей:

2.2 – Электроника, фотоника, приборостроение и связь:

- 2.2.1 – Вакуумная и плазменная электроника.
- 2.2.2 – Электронная компонентная база микро- и нанoeлектроники, квантовых устройств.
- 2.2.3 – Технология и оборудование для производства материалов и приборов электронной техники.
- 2.2.4 – Приборы и методы измерения (по видам измерений).
- 2.2.5 – Приборы навигации.
- 2.2.6 – Оптические и оптико-электронные приборы и комплексы.

2.2.7 – Фотоника.

2.2.8 – Методы и приборы контроля и диагностики материалов, изделий, веществ и природной среды.

2.2.9 – Проектирование и технология приборостроения и радиоэлектронной аппаратуры.

2.2.10 – Метрология и метрологическое обеспечение.

2.2.11 – Информационно-измерительные и управляющие системы.

2.2.12 – Приборы, системы и изделия медицинского назначения.

2.2.13 – Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения.

2.2.14 – Антенны, СВЧ-устройства и их технологии.

2.2.15 – Системы, сети и устройства телекоммуникаций.

2.2.16 – Радиолокация и радионавигация.

Указанные специальности представляются в журнале следующими основными рубриками:

"Радиотехника и связь":

- Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов.
- Проектирование и технология радиоэлектронных средств.
- Телевидение и обработка изображений.
- Электродинамика, микроволновая техника, антенны.
- Системы, сети и устройства телекоммуникаций.
- Радиолокация и радионавигация.

"Электроника":

- Микро- и нанoeлектроника.
- Квантовая, твердотельная, плазменная и вакуумная электроника.
- Радиофотоника.
- Электроника СВЧ.

"Приборостроение, метрология и информационно-измерительные приборы и системы":

- Приборы и системы измерения на основе акустических, оптических и радиоволн.
- Метрология и информационно-измерительные приборы и системы.
- Приборы медицинского назначения, контроля среды, веществ, материалов и изделий.

Адрес редакционной коллегии: 197022, Санкт-Петербург, ул. Проф. Попова, 5 литера Ф, СПбГЭТУ "ЛЭТИ", редакция журнала "Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника"

Технические вопросы можно выяснить по адресу [radioelectronic@yandex.ru](mailto:radioelectronic@yandex.ru)

*Известия высших учебных заведений России.* **РАДИОЭЛЕКТРОНИКА**  
*Journal of the Russian Universities.* **RADIOELECTRONICS**

Том 27 № 3 2024

Vol. 27 No. 3 2024

*Научные редакторы* А. М. Мончак, П. В. Апалина  
*Редакторы* Э. К. Долгатов, И. Г. Скачек  
*Компьютерная верстка* Е. И. Третьяковой

*Science Editors* A. M. Monchak, P. V. Apalina  
*Editors* E. K. Dolgatov, I. G. Skachek  
*DTP Professional* E. I. Tretyakova

---

Подписано в печать 27.06.24. Формат 60×84 1/8.

Бумага офсетная. Печать цифровая.

Уч.-изд. л. 16.77. Печ. л. 16.25. Тираж 300 экз. (1-й завод 1–150 экз.) Заказ 92.

Цена свободная.

Signed to print 27.06.24. Sheet size 60×84 1/8.

Educational-ed. liter. 16.77. Printed sheets 16.25. Number of copies 300.

Printing plant 1–150 copies. Order no. 92.

Free price.

---

Издательство СПбГЭТУ «ЛЭТИ»  
197022, С.-Петербург, ул. Проф. Попова, 5 Ф

ETU Publishing house  
5 F Prof. Popov St., St Petersburg 197022, Russia