



DOI: 10.32603/1993-8985

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

Известия высших учебных заведений России

РАДИОЭЛЕКТРОНИКА

Том 24 № 5 2021



Journal of the Russian Universities

RADIOELECTRONICS

Vol. 24 No. 5 2021

Санкт-Петербург
Издательство СПбГЭТУ «ЛЭТИ»

2021

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 «Пресса России» 45818

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:

197376, Санкт-Петербург,

ул. Проф. Попова, д. 5, 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

Anna DZVONKOVSKAYA, Cand. of Sci. (Phys.-Math.), R & D-разработчик, HELZEL Messtechnik, Кальтенкирхен, Германия

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 им. Петра Великого, С.-Петербург, Россия

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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 "Press of Russia" catalogue is 45818
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, 5 Prof. Popov St., St Petersburg 197376, 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

Anna DZVONKOVSKAYA, Cand. of Sci. (Phys.-Math.), R & D developer, HELZEL Messtechnik, Kaltenkirchen, Germany

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

Обзорные статьи

Квантовая, твердотельная, плазменная и вакуумная электроника

Бессонов В. Б. Микрофокусные рентгеновские трубки6

Оригинальные статьи

Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов

Макаров С. Б., Завьялов С. В., Нгуен Д. К., Овсянникова А. С. Когерентный прием неортогональных спектрально-эффективных многочастотных сигналов при использовании алгоритма с обратной связью по решению.....22

Электродинамика, микроволновая техника, антенны

Литинская Е. А., Поленга С. В., Саломатов Ю. П. Антенная решетка на основе резонаторов Фабри–Перо с механоэлектрическим сканированием.....36

Радиолокация и радионавигация

Плужников А. Д., Когтева Л. В., Приблудова Е. Н., Сидоров С. Б., Чужайкин Е. Г. Качество радиолокационной пеленгации при коническом сканировании.....50

Купряшкин И. Ф., Заводских К. Ю. Моделирование поля рассеяния противотанковой ракеты FGM-148 Javelin в САПР Altair Feko.....66

Электроника СВЧ

Царев В. А., Мирошниченко А. Ю., Гнусарев А. В., Акафьева Н. А. Исследование двухмодового режима работы двухазорных фотонно-кристаллических резонансных систем, выполненных на печатной плате с фрактальными элементами "остров Минковского"80

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

Широканев А. С. Разработка метода оценки безопасного расстояния между коагулятами для автоматического формирования плана лазерной коагуляции сетчатки при лечении диабетической ретинопатии89

От редакции

Знаменательные даты

90 лет кафедре электроакустики и ультразвуковой техники, ее вклад в развитие методов и средств неразрушающего контроля материалов, изделий и ультразвуковых измерений.....102

Правила для авторов статей110

CONTENTS

Review articles

Quantum, Solid-state, Plasma and Vacuum Electronics

Bessonov V. B. Microfocus X-ray Tubes6

Original articles

Radio-Engineering Means of Transmission, Reception and Processing of Signals

Makarov S. B., Zavjalov S. V., Nguyen D. C., Ovsyannikova A. S. Coherent Detection of Non-Orthogonal Spectrally Efficient Multicarrier Signals Using a Decision Feedback Algorithm22

Electrodynamics, Microwave Engineering, Antennas

Litinskaya Y. A., Polenga S. V., Salomatov Yu. P. Antenna Array Based on Fabry–Perot Cavity with Mechanoelectrical Beam Steering.....36

Radar and Navigation

Pluzhnikov A. D., Kogteva L. V., Pribludova E. N., Sidorov S. B., Chuzhaykin E. G. Quality of Radar Direction-Finding via Conical Scanning.....50

Kupryashkin I. F., Zavodskiy K. Yu. Modeling of the Scattering Field of an FGM-148 Javelin Anti-Tank Missile in Altair Feko.....66

SHF Electronics

Tsarev V. A., Miroshnichenko A. Yu., Gnusarev A. V., Akafyeva N. A. Investigation of the Two-Mode Regime of Two-Gap Photonic-Crystal Resonance Systems Produced on a Printed Circuit Board with Fractal Elements "Minkowski Island"80

Medical Devices and Devices for Control of the Environment, Substances, Materials and Products

Shirokanev A. S. Development a Method for Estimating a Safe Distance between Coagulates to Automatically Plan Retinal Laser Coagulation in Diabetic Retinopathy Treatment89

From the Editor

Significant Dates

90th anniversary of the Electroacoustics and Ultrasonic Engineering Department. Its contribution to the development of ultrasonic measurements and non-destructive testing techniques.....102

Author's Guide.....110

Микрофокусные рентгеновские трубки

В. Б. Бессонов ✉

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

✉ vbbessonov@yandex.ru

Аннотация

Введение. Среди всех методов неразрушающего контроля изделий и материалов рентгеновский имеет особое значение за счет достаточно большого разрешения и в то же время высокой проникающей способности.

Цель работы. Рассмотрение ключевых особенностей микрофокусных источников рентгеновского излучения, областей их применения и основных технических характеристик.

Материалы и методы. При рассмотрении основных типов конструкции микрофокусных рентгеновских трубок (отпаянной и разборной) использовался опыт разработки и эксплуатации описываемого оборудования на базе Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета «ЛЭТИ», а также опыт и публикации зарубежных исследователей и разработчиков из открытых источников. Анализировалась информация ведущих научно-исследовательских коллективов за последние 10 лет.

Результаты. Приведены особенности конструкции каждого типа. Рассмотрены все основные конструктивные узлы: анодный узел, катодный узел, фокусирующая система. Показано влияние материала мишени анода на спектр излучения рентгеновской трубки. Приведена оригинальная конструкция микрофокусной рентгеновской трубки с жидким анодом, показаны ее ключевые особенности и преимущества. Даны общие представления о используемых в микрофокусных рентгеновских трубках катодах (вольфрамовый катод и катод из гексаборида лантана), подробно проиллюстрированы особенности расчетов фокусирующих систем. Представлены конструкции современных рентгеновских трубок.

Заключение. Отмечено, что современные рентгеновские трубки являются высокотехнологичными изделиями, которые позволяют проводить исследования широкой номенклатуры объектов с высоким разрешением. Основным преимуществом контроля с применением микрофокусных рентгеновских трубок является высокая разрешающая способность (микронная и субмикронная). Приведены рентгенограммы тест-объектов, используемых для определения их пространственного разрешения, наглядно иллюстрирующие широкие возможности технологии. Кратко рассмотрены пути совершенствования микрофокусных рентгеновских трубок. Рассмотренные материалы будут полезны при выборе инструмента неразрушающего контроля, а также разработке и создании рентгеновских комплексов на основе микрофокусных рентгеновских трубок.

Ключевые слова: рентгеновские трубки, микрофокусная рентгенография, рентгеновское излучение, неразрушающий контроль, разборная трубка, отпаянная трубка, жидкий анод

Для цитирования: Бессонов В. Б. Микрофокусные рентгеновские трубки // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2021. Т. 24, № 5. С. 6–21. doi: 10.32603/1993-8985-2021-24-5-6-21

Конфликт интересов. Автор заявляет об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 29.04.2021; принята к публикации после рецензирования 04.08.2021; опубликована онлайн 29.11.2021

Microfocus X-ray Tubes

Victor B. Bessonov ✉

Saint Petersburg Electrotechnical University, St Petersburg, Russia

✉vbbessonov@yandex.ru

Abstract

Introduction. X-ray inspection plays a unique role among all nondestructive testing methods for products and materials due to sufficiently high resolution and high penetrability. The present study is designed to consider the key features of microfocus X-ray sources, their areas of application, and main technical characteristics.

Aim. The paper aims to systematize information and review modern X-ray radiation sources for the implementation of microfocus radiography.

Materials and methods. The main designs of microfocus X-ray tubes (soldered and demountable) were considered relying on the experience of the St Petersburg State Electrotechnical University in developing and operating such equipment, as well as the experience and open-access publications of foreign researchers and developers. Data collected by leading research teams over the last ten years were analyzed.

Results. The paper presents design features for each main type of microfocus X-ray tubes – soldered and demountable. All key structural elements are considered: an anode assembly, a cathode assembly, and a focusing system. The influence of anode target material on the X-ray tube radiation spectrum is shown. An original design of a liquid-anode microfocus X-ray tube is described to demonstrate its key features and advantages. In addition, the paper gives an overview of cathodes used in microfocus X-ray tubes (tungsten cathode and lanthanum hexaboride cathode), as well as providing a detailed description of calculations performed for focusing systems. Finally, the designs of modern X-ray tubes are presented.

Conclusion. Modern X-ray tubes are high-tech products that allow for high-resolution research of various objects. The main advantage of testing performed with the use of X-ray tubes consists in high resolution (micron and submicron). The X-ray images of test objects used to determine their spatial resolution are given, which clearly illustrate the vast possibilities of this technology. In addition, ways to improve microfocus X-ray tubes are briefly discussed. The considered materials can be useful in selecting a nondestructive testing tool, as well as in developing and creating X-ray systems on the basis of microfocus X-ray tubes.

Keywords: X-ray tubes, microfocus radiography, X-ray radiation, nondestructive testing, demountable tube, soldered tube, liquid anode

For citation: Bessonov V. B. Microfocus X-ray Tubes. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2021, vol. 24, no. 5, pp. 6–21. doi: 10.32603/1993-8985-2021-24-5-6-21

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

Submitted 29.04.2021; accepted 04.08.2021; published online 29.11.2021

Введение. Среди всех методов неразрушающего контроля изделий и материалов рентгеновский имеет особое значение за счет достаточно большого разрешения и в то же время высокой проникающей способности.

Принципиально любая система для рентгеновского неразрушающего контроля состоит из собственно источника рентгеновского излучения (РИ), системы визуализации изображений, обычно цифровой, и системы позиционирования. Исследование объектов выполняется в двух принципиально различающихся схемах: контактно и проекционно (с прямым геометрическим увеличением) [1].

При контактной съемке объект исследования устанавливается в непосредственной близости от приемника изображений. Разрешающая способность такого способа в первую очередь определяется размером элементарного чувствительного элемента (пикселя) системы визуализации и обычно составляет не более 10 пар линий на миллиметр. Для повышения резкости изображений, полученных контактным способом, можно использовать алгоритмы цифровой обработки, приведенные, например, в [2, 3]. При использовании схемы съемки с прямым геометрическим увеличением определяющее значение с точки зрения разрешающей способности

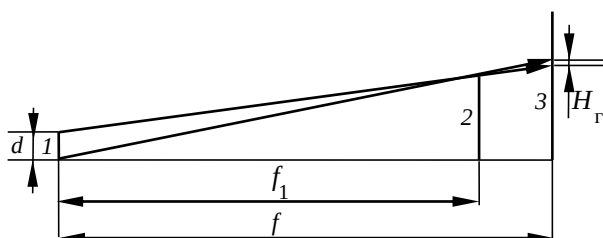


Рис. 1. Съемка методом контактной рентгенографии
Fig. 1. Diagram of contact radiography survey

имеет размер фокусного пятна рентгеновской трубки, что позволяет достигнуть разрешающей способности до 1000 пар линий на миллиметр.

В первом случае (рис. 1) используется источник рентгеновского излучения 1 с протяженным фокусным пятном, поэтому с целью обеспечения необходимой резкости теневого рентгеновского изображения объект съемки 2 необходимо располагать в непосредственной близости к приемнику излучения 3 – "в контакте", а приемник – на достаточно большом расстоянии f от источника излучения 1. Размер фокусного пятна d и расстояние между источником и объектом f_1 существенно влияют на резкость изображения H_r . Очевидно, что для уменьшения резкости изображения необходимо увеличивать расстояние между источником и приемником и уменьшать расстояние между объектом и приемником.

В методе съемки с увеличением изображения используется точечный источник излучения, поэтому достаточная резкость изображения будет обеспечена и в том случае, если объект съемки приближен к источнику излучения и одновременно удален от приемника излучения (рис. 2), т. е. резкость сохраняется независимо от соотношения расстояний f и f_1 .

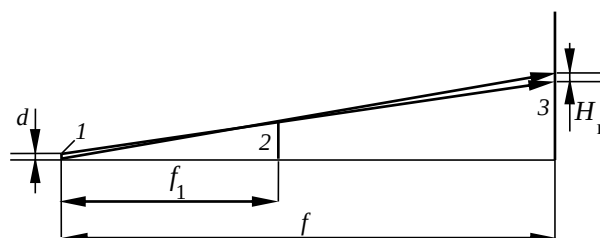


Рис. 2. Съемка с прямым увеличением изображения
Fig. 2. Diagram of direct enlargement survey

В этом случае увеличение изображения объекта в плоскости приемника определяется коэффициентом

$$K = \frac{f}{f_1},$$

а геометрическая нерезкость в плоскости приемника выражением

$$H_r = d \frac{f - f_1}{f_1}.$$

Очевидно, что реализация метода съемки с минимальными значениями геометрической нерезкости возможна только с помощью специализированных источников рентгеновского излучения – микрофокусных рентгеновских трубок.

Цель работы. Систематизация информации и обзор современных источников рентгеновского излучения, позволяющих реализовать на практике метод микрофокусной рентгенографии.

Материалы и методы. Микрофокусные рентгеновские трубки выполняются в двух конструктивных исполнениях: открытым (разборным) и закрытым (отпаянным).

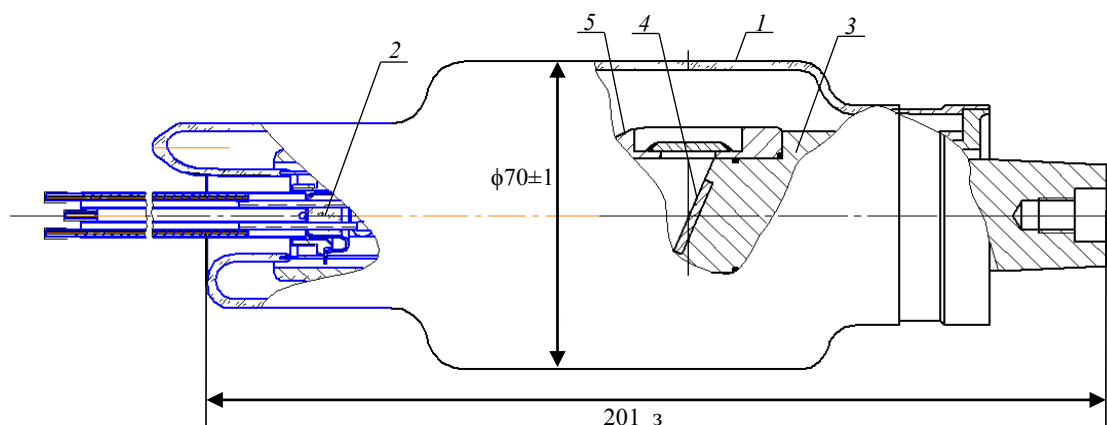


Рис. 3. Рентгеновская трубка с массивным анодом 0.2 БПМ64-200
Fig. 3. X-ray tube having a massive anode 0.2 BPM64-200

При отпаянном конструкционном исполнении вакуум в рабочей области трубки создается при производстве рентгеновской трубки и поддерживается на протяжении всего срока службы за счет герметичной оболочки. Такие трубки выполняются, как правило, с ускоряющим напряжением до 150 кВ [4]. Тем не менее в настоящее время создан ряд отпаянных микрофокусных рентгеновских трубок на напряжение до 200 кВ, например рентгеновская трубка 0.2БПМ64-200 [5]. Конструкция такой рентгеновской трубки представлена на рис. 3.

Трубка содержит стеклянный цилиндрический баллон 1 с увеличенным диаметром в области пролетного промежутка, а также катодный и анодный узлы. Катодный узел 2 выполнен на основе V-образного прямонакального вольфрамового катода, электрически изолированного от фокусирующего электрода. Анодный узел имеет массивное медное тело анода 3 с вплавленной "толстой" дискообразной вольфрамовой мишенью 4. Анод снабжен чехлом 5, снижающим влияние рассеянных электронов на электрическую прочность трубки. Для питания анода, катода и управляющего (сеточного) электрода было разработано специальное генераторное устройство. Возможно использование двух электрических схем питания анода трубки: с заземленной средней точкой и заземленным анодом. Поэтому помимо источника высокого напряжения, выполненного на основе емкостного умножителя, генераторное устройство содержит изолированные на полное анодное напряжение трубки источники накального и сеточного напряжений.

Микрофокусные рентгеновские трубки, рассчитанные на работу на более высоком ускоряющем напряжении, выполняются в открытом конструкционном исполнении, что позволяет существенно продлить срок их службы за счет наличия сменных узлов (катода и анода).

В рентгеновских трубках такого типа вакуум в рабочей области создается вакуумным насосом, подключенным к рабочей камере (рис. 4), непосредственно перед началом эксплуатации. Наличие вакуумного насоса позволяет выполнять разбор и техническое обслуживание рентгеновской трубки, когда это необходимо, поэтому такие трубки еще называют разборными рентгеновскими трубками. Учитывая затраты на замену закрытых систем и техническое обслуживание открытых систем, стоимость обслуживания закрытых и открытых рентгеновских систем практически одинакова.



Рис. 4. Вакуумная система разборной рентгеновской трубки

Fig. 4. Vacuum system of a demountable X-ray tube

В рентгеновских трубках разборного типа, как правило, используется два типа мишеней: прострельная [6] и массивная [7].

Мишень прострельного типа позволяет установить объект исследования практически вплотную к фокусному пятну, за счет чего достигается коэффициент геометрического увеличения в сотни и даже тысячи крат. Тонкая металлическая мишень обычно осаждается на алмазную, бериллиевую или алюминиевую подложку, которая прозрачна для РИ, но при этом обеспечивает герметичность вакуумного корпуса. Конструкция мишени прострельного типа представлена на рис. 5.

В последние годы доступность алмазных подложек в качестве материала мишени дает возможность также эффективно рассеивать больше тепла в фокусном пятне, тем самым позволяя увеличить интенсивность излучения даже при субмикронных размерах фокусного пятна [8]. Кроме того, общая толщина анода может быть меньше, чем при использовании других материалов подложки.

Материал мишени также существенно влияет на спектр рентгеновского излучения.



Рис. 5. Конструкции анодного узла разборной рентгеновской трубки: а – срез; б – общий вид
 Fig. 5. Anode assembly design in a demountable X-ray tube: a – cross-sectional view; б – general view

В общем случае спектр излучения трубки является результатом сложения двух составляющих: тормозного и характеристического спектров рентгеновского излучения [9].

Тормозное излучение рентгеновской трубки можно охарактеризовать спектральной плотностью потока излучения, определяемой числом квантов рентгеновского излучения (фотонов), приходящихся на единицу энергии, испускаемых за 1 с в угле 1 ср. Спектральная плотность тормозного излучения $N_T(E)$ [квант/(с · ср · кэВ)], т. е. зависимость количества квантов от их энергии, рассчитывается по формуле Крамерса

$$N_T(E) = k Z i_a \left(\frac{E_0}{E} - 1 \right), \quad (1)$$

где $k = 8.8 \cdot 10^8$ – константа; Z – атомный номер материала мишени рентгеновской трубки; i_a – анодный ток трубки; E_0 – энергия ускоренных электронов, определяемая напряжением на рентгеновской трубке.

Поток характеристического излучения N_{x_q} [квант/(с · ср)] в спектре первичного излучения определяется выражением

$$N_{x_q} = k_1 i_a \frac{\gamma \omega_q p G}{Z} \left(\frac{E_0}{E_q} - 1 \right)^{1.67}, \quad (2)$$

где $k_1 = 5 \cdot 10^{14}$ – константа; $\gamma = 3.8 \cdot 10^{-2}$ для K-серии характеристического излучения и $\gamma = 0.11$

для L-серии; ω_q – выход флуоресценции q -уровня; p – доля флуоресценции данной характеристической линии; $G = 1 - (7Z - 80) / (14Z - 80)$; E_q – энергия ионизации q -уровня.

Сложение спектров тормозного и характеристического излучения дает идеализированный спектр излучения рентгеновской трубки в зависимости от таких параметров, как ток, напряжение и материал мишени трубки. Для того чтобы определить истинный вид спектра излучения трубки, необходимо учесть те изменения, которые претерпит пучок первичного РИ при взаимодействии с мишенью анода, выходным окном трубки и фильтром.

Соответственно, конструктивные особенности каждого типа мишени должны быть учтены при расчете.

На рис. 6 представлена схема прохождения излучения при использовании трубки с прострельной мишенью; толщина ослабляющего слоя мишени равна $x_1 - x$, где x_1 – толщина мишени; x – глубина проникновения электронов в мишень, которая рассчитывается по формуле Бете с модифицированным потенциалом ионизации. В случае если используется трубка с массивным анодом, толщина ослабляющего слоя мишени может быть определена по формуле

$$x_1 = x \frac{\cos \alpha}{\cos \beta},$$

где α – угол между пучком электронов и нормалью к поверхности мишени; β – угол между нормалью

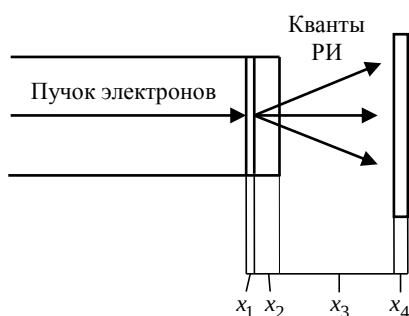


Рис. 6. Схема прохождения пучка РИ от фокусного пятна рентгеновской трубки с прострельным анодом до поверхности объекта:

x_1 – толщина прострельной мишени; x_2 – толщина выходного окна; x_3 – путь от окна до фильтра (при наличии); x_4 – толщина фильтра

Fig. 6. Schematic showing an X-ray beam passing from the focal spot of the transmission anode X-ray tube to the surface of the object: x_1 – transmission target thickness; x_2 – output window thickness; x_3 – window-to-filter path (if applicable); x_4 – filter thickness

и направлением отбора пучка рентгеновского излучения.

Используя (1) и (2), можно рассчитать как суммарное количество квантов в потоке излучения:

$$N = \int_0^{E_0} N_T(E) dE + \sum_q N_{x_q},$$

так и суммарную энергию всех квантов у поверхности объекта, т. е. интегральную интенсивность излучения:

$$J = \int_0^{E_0} [N_T(E) E] dE + \sum_q N_{x_q} E_q.$$

В настоящее время мишени анода микрофокусных рентгеновских трубок для промышленного просвечивания и диагностики, как правило, выполняются из тугоплавких металлов: вольфрама (W) или рения (Re).

Интересной особенностью обладают микрофокусные рентгеновские трубки серии MetalJet шведского производителя Excillum. Интенсивность рентгеновского излучения прямо пропорциональна току пучка электронов, значение которого ограничивается мощностью рассеиваемой на аноде рентгеновской трубки. В медицинской диагностике при необходимости увеличить рассеиваемую мощность используются трубки с вращаю-

щимся массивным анодом. Для увеличения рассеиваемой мощности в стационарных массивных мишенях анодов предусматриваются каналы для водяного или масляного охлаждения, что позволяет существенно увеличить анодный ток и, соответственно, интенсивность излучения. В рентгеновских трубках серии MetalJet стационарная мишень анода заменена струей жидкого металла, что полностью снимает ограничение, связанное с нагревом мишени и ее расплавлением [10]. Такой материал подается в вакуумную среду в расплавленном виде и по сути представляет собой регенеративную мишень. Поскольку жидкий металл подается под высоким давлением и имеет скорость порядка 100 м/с, то его взаимодействие с пучком электронов не оказывает какого-либо существенного влияния на температуру. Благодаря этому факту можно в достаточно широких пределах изменять анодный ток и добиваться рекордных значений интенсивности рентгеновского излучения, несмотря на то что используемые в качестве жидкого металла галлий (Ga) и индий (In) имеют значительно меньший атомный номер по сравнению с вольфрамом, в соответствии с (1).

Рентгеновская трубка с жидким анодом отличается сравнительно малым размером фокусного пятна – около 5 мкм (рис. 7).

Принципиальная конструкция рентгеновской трубки с жидким анодом представлена на рис. 8.

Еще одной важной особенностью микрофокусной рентгеновской трубки с жидким анодом является практически полное отсутствие дрейфа фокусного пятна в процессе проведения исследования, что позволяет использовать такой тип рентгеновских трубок в условиях, где важна высокая точность положения фокусного пятна при длительной

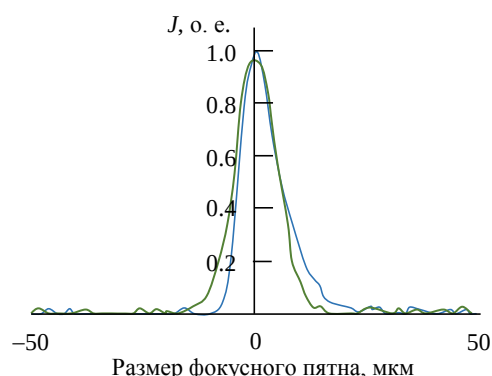


Рис. 7. Размер фокусного пятна рентгеновской трубки с жидким анодом

Fig. 7. Focal spot size of a liquid anode X-ray tube

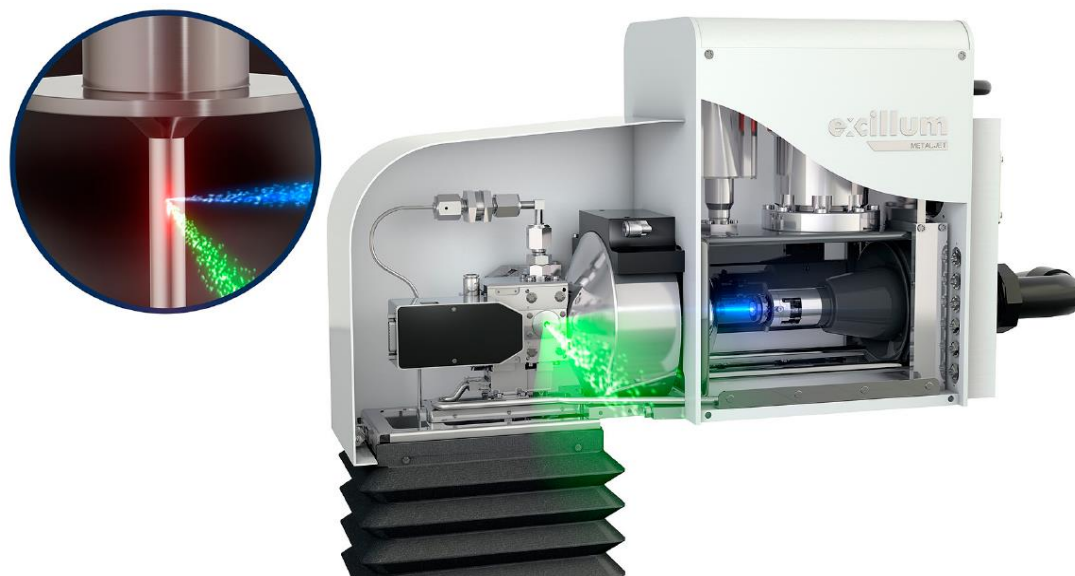


Рис. 8. Рентгеновская трубка с жидким анодом
Fig. 8. Liquid-anode X-ray tube

экспозиции, как показано в [11–14]. На рис. 9 представлен результат измерений смещения фокусного пятна рентгеновской трубки с жидким анодом в течение 24 ч непрерывной работы.

В рентгеновских трубках с металлическим анодом в твердом состоянии дрейф фокусного пятна [15] по мишени примерно на два порядка больше (рис. 10) и требует принятия специальных мер по стабилизации.

Для формирования пучка электронов в рентгеновской трубке используются специальные конструкции анодных узлов. В подавляющем большинстве случаев применяется либо вольфрамовый острый катод, либо катод из гексаборида лантана (LaB_6).

Работа выхода электронов кристаллов гексаборида лантана составляет 2.65 эВ, что обеспечивает значительно более высокие токи эмиссии при более низкой температуре по сравнению с катодом из вольфрама. Обычно такие катоды обеспечивают в 10 раз больший анодный ток и на порядок дольше эксплуатируются.

Характеристики и срок службы гексаборидного катода определяются несколькими факторами: уровнем вакуума, температурой катода, уровнем примесей, ориентацией кристаллов, формой наконечника и конструкцией крепления.

Требования к вакууму для катодов из гексаборида более жесткие, чем для вольфрама, чтобы

свести к минимуму загрязнение углеродом. Кристаллы выращивают и очищают в атмосфере инертного газа до определенной ориентации. Примеси в кристалле уменьшают как ток эмиссии, так и срок службы эмиттера, поскольку примеси увеличивают как работу выхода, так и скорость испарения.

Основные характеристики катодов приведены в таблице, а внешний вид катодов представлен на рис. 11.

В [16–18] в качестве эмиттера электронов используются углеродные нанотрубки, которые ра-

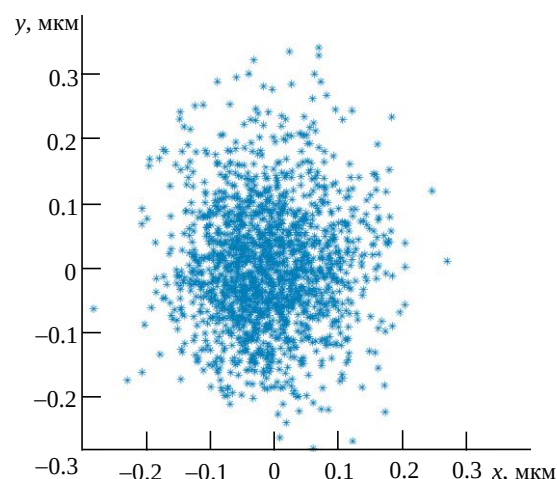


Рис. 9. Дрейф фокусного пятна рентгеновской трубки с жидким анодом

Fig. 9. Focal spot drift in a liquid-anode X-ray tube

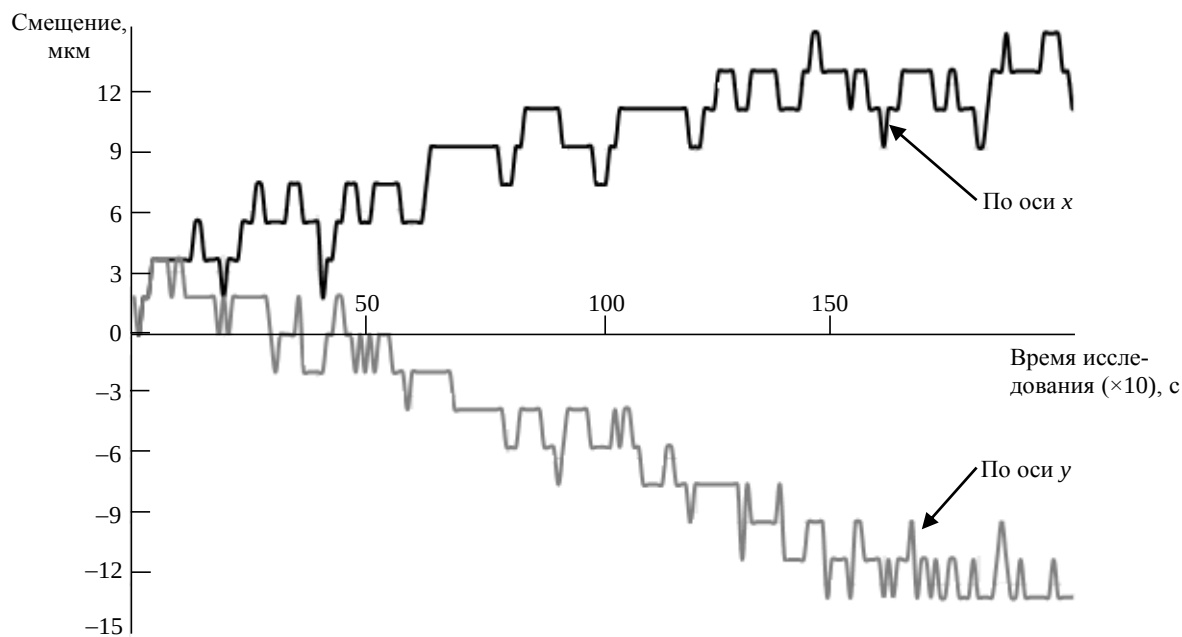


Рис. 10. Зависимость смещения фокусного пятна от времени исследования

Fig. 10. Dependence of focal spot drift on study duration

ботають при меньших токах, чем обычные катодные нити, однако позволяют получать фокусное пятно порядка единиц микрометров. Катодные узлы на основе углеродных нанотрубок имеют холодный катод и миниатюрные размеры [19].

Обычно для изготовления углеродной нанотрубки экономически эффективным и простым способом является использование металлической подложки с примесями никеля, железа или хрома. Более того углеродные нанотрубки можно выращивать непосредственно на металлической подложке, не выполняя напыление и полировку.

В [18] рассматривается использование углеродной нанотрубки для разборной рентгеновской трубки. Углеродная нанотрубка из этой работы выра-

щивалась по технологии DC-PECVD [20]. Рентгеновская трубка с углеродной нанотрубкой в качестве катодного узла представлена на рис. 12.

Рентгеновская трубка размещена на круглой плите, удерживаемой четырьмя стержнями, соединенными с прямоугольной плитой (основанием). Система имеет:

- 1) массивный анод, выполненный из медной трубки диаметром 19 мм с вольфрамовой мишенью радиусом 5.5 мм, срез анода под углом 170° ;
- 2) катодный узел, состоящий из углеродной нанотрубки, эмитирующей электроны, и управляющего электрода;
- 3) турбомолекулярный насос, подключенный к роторному насосу, поддерживает уровень вакуума порядка 10^{-8} Торр;
- 4) бериллиевое выходное окно толщиной 0.25 мм;
- 5) два источника питания с анодным напряжением 70 и 40 кВ.

При движении пучка электронов от катода к аноду неизбежно их расхождение из-за кулоновского взаимодействия. Для того чтобы уменьшить диаметр пучка электронов, на мишени используется фокусировка постоянными магнитами, которая обычно применяется на отпаянных микрофокусных рентгеновских трубках, и электромагнитная на основе соленоидов.

Основные характеристики катодов
Main characteristics of cathodes

Характеристика	Катод из гексаборида лантана	Вольфрамовый катод
Плотность тока эмиссии, А/см ²	10^7	10^6
Кратковременная стабильность тока пучка электронов, %	< 1	< 1
Срок жизни катода, ч	> 1500	100...200
Вакуум, Торр	10^{-7}	10^{-5}
Работа выхода, эВ	2.65	4.5

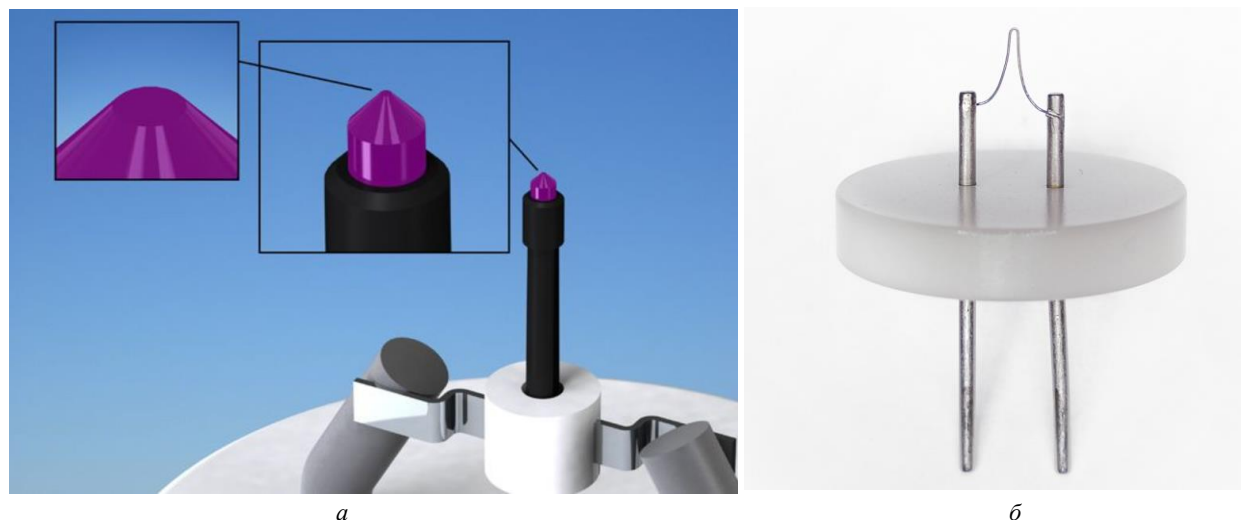


Рис. 11. Катоды рентгеновских трубок: а – из гексаборида лантана; б – вольфрамовый
Fig. 11. Cathodes of X-ray tubes: а – lanthanum hexaboride cathode; б – tungsten cathode

В современных магнитных фокусирующих системах в основном применяют два вида постоянных магнитов: самарий-кобальтовые (Sm–Co) и неодим-железо-бор (Nd–Fe–B).

Несмотря на многие преимущества, использование постоянного магнита в фокусирующей системе имеет два недостатка.

Во-первых, сложность регулировки фокусного расстояния. Постоянные магниты создают сильное магнитное поле, но это поле постоянно и его величину невозможно изменить, как в случае катушки. Поэтому, как вариант, для изменения опти-

ческой силы фокусирующей системы с постоянным магнитом требуется вводить так называемые магнитные шунты.

Во-вторых, постоянный магнит (Nd–Fe–B) имеет как временную, так и тепловую нестабильность. Временная нестабильность вызвана магнитным старением материала и для Nd–Fe–B составляет от 0.1 до 2 % намагниченности за 10 лет. Тепловая нестабильность связана с уменьшением коэрцитивной силы по намагниченности при нагревании.

Указанных недостатков практически лишены фокусирующие системы на основе электромагнитов.

Неоднородное магнитное поле широко применяется в электронно-лучевых приборах для фокусировки электронных пучков. Такое поле можно получить при помощи короткой магнитной линзы (рис. 13).

Неоднородное магнитное поле применяется для фокусировки параксиальных электронных пучков. Неоднородное магнитное поле, применяющееся для фокусировки пучков, можно получить, например, при помощи катушки с током (рис. 13). Поле, образованное такой катушкой, а подчас и саму катушку, часто называют короткой магнитной линзой.

Короткая магнитная линза определяется теми же параметрами, что и электростатические линзы. Но в отличие от электростатических линз магнитные линзы имеют дополнительный параметр, а именно угол поворота пучка электронов.

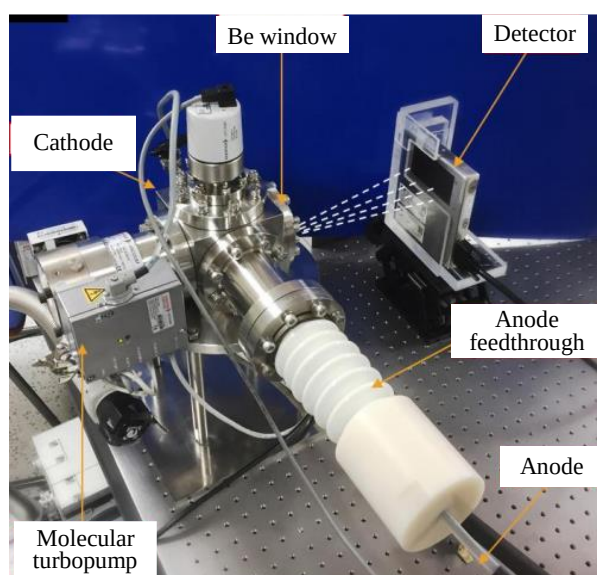


Рис. 12. Разборная рентгеновская трубка с углеродной нанотрубкой
Fig. 12. Demountable X-ray tube equipped with a carbon

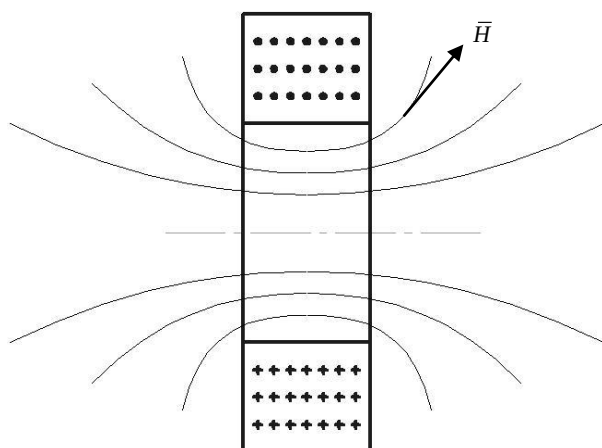


Рис. 13. Образование неоднородного магнитного поля катушкой с током

Fig. 13. Generation of an inhomogeneous magnetic field using a current coil

Для такой катушки можно считать, что магнитное поле сосредоточено на участке ab (рис. 14), и можно вывести формулы для основных параметров.

Предположим, что в пределах изменения магнитного поля потенциал не меняется, то есть

$$U_0(z) = U_0 = \text{const},$$

тогда $U_0'(z) = U_0''(z) = 0$ и уравнение траекторий движения электронов приобретает вид

$$\frac{d^2 r}{dz^2} + \frac{e\mu_0^2}{8mU_0} r H_0^2(z) = 0.$$

Выражение для определения угла поворота пучка электронов выглядит следующим образом:

$$\varphi = \sqrt{\frac{e\mu_0^2}{8mU_0}} \int_a^b H_0(z) dz.$$

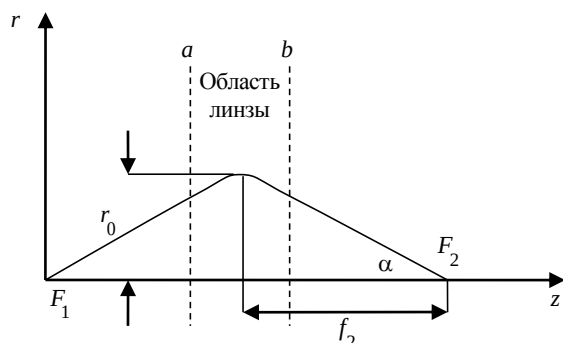


Рис. 14. Определение параметров короткой магнитной линзы аналитическим путем

Fig. 14. Determination of parameters characterizing a short magnetic lens via an analytical method

Если подставить в формулу значения постоянных величин, то уравнение примет следующий вид:

$$\varphi = \frac{0.15}{\sqrt{U_0}} \int_a^b H_0(z) dz.$$

Аналогичным образом определяется фокусное расстояние f короткой магнитной линзы:

$$\frac{1}{f} = \frac{0.022}{U_0} \int_a^b H_0(z) dz.$$

Для катушки без магнитопровода можно вывести формулы для определения параметров линзы. Распределение напряженности магнитного поля вдоль оси катушки можно найти из выражения

$$H_0(z) = \frac{2\pi r_{\text{ср}} I N}{(z^2 + r_{\text{ср}}^2)^{3/2}},$$

где $r_{\text{ср}}$ – средний радиус витков катушки; I – ток катушки; N – число витков катушки.

Фокусное расстояние магнитной линзы в таком случае будет определяться следующим образом:

$$f = \frac{98 U r_{\text{ср}}}{I^2 N^2},$$

где U – скорость электронов, В.

В качестве примера можно привести следующие данные: катушка со средним радиусом 10 см, состоящая из 100 витков провода, по которому течет ток в 1 А, фокусирует пучок электронов с энергией 1000 эВ на расстоянии примерно 1 м от ее середины.

Короткие магнитные линзы, предназначенные для фокусировки пучков электронов в рентгеновских трубках, должны иметь очень малое фокусное расстояние. Казалось бы, что для получения малого фокусного расстояния достаточно увеличить число ампер-витков в катушке. Однако это не так. При увеличении тока в обмотке фокус, приближаясь к линзе, вскоре попадает в область, занятую ее полем, и все более и более углубляется в эту область. Тогда та часть поля, которая лежит за фокусом, может стать настолько сильной, что сфокусирует электроны еще раз. При еще большем увеличении тока в катушке можно получить многократную фокусировку. В результате вместо короткофокусной линзы получим катушку, в поле которой электроны образуют ряд узлов. На рис. 15 по-

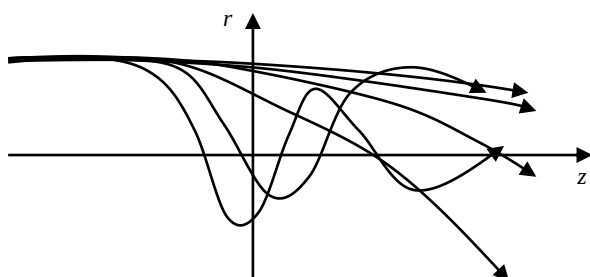


Рис. 15. Траектории параксиальных электронов для магнитной линзы, обладающей различной оптической силой

Fig. 15. Trajectories of paraxial electrons for a magnetic lens having different optical power

казаны траектории параксиальных электронов, падающих на линзу параллельно оси z , для различной оптической силы линзы.

Оптическая сила линзы характеризуется безразмерной величиной k , пропорциональной квадрату числа ампер-витков. По оси ординат отложено расстояние электрона от оси по отношению к радиусу катушки.

Для уменьшения протяженности поля катушку окружают железной броней или, как говорят, панцирем, оставляя только узкую кольцеобразную щель (рис. 16). В этом случае магнитное поле концентрируется в районе щели и протяженность его уменьшается. Так как оптическая сила линзы зависит от квадрата напряженности поля, то сокращение продольного размера линзы приводит к увеличению оптической силы и линза получается с более коротким фокусным расстоянием. Грубо фокусное расстояние можно определить по следующей формуле:

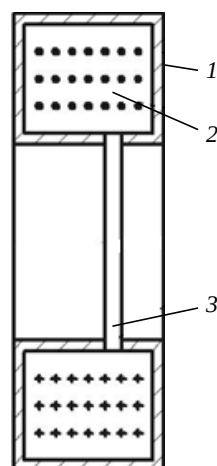


Рис. 16. Бронированная катушка для создания короткой магнитной линзы: 1 – броня катушки; 2 – сечение катушки; 3 – зазор в броне, создающий короткую магнитную линзу

Fig. 16. Armored coil for a short magnetic lens: 1 – coil armor; 2 – cross-sectional view of coil windings; 3 – gap in the armor creating a short magnetic lens

$$f = \frac{98k^2 U_{cp}}{I^2 N^2},$$

где k – коэффициент, характеризующий выигрыш в ампер-витках при введении железных магнитопроводов. Значение этого коэффициента обычно лежит в пределах 0.5...0.7. Более точно параметры такой магнитной линзы можно определить, если имеется экспериментально снятое распределение напряженности поля вдоль оси.

Для получения малых фокусных расстояний необходимо сильно сжимать протяженность поля в линзе.

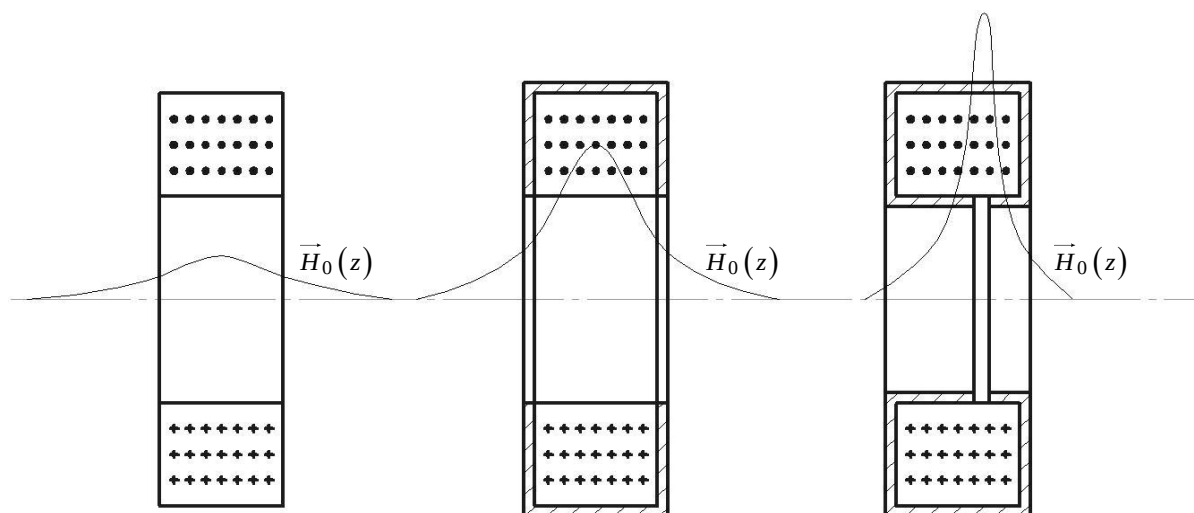


Рис. 17. Переход от линзы-катушки к бронированной магнитной линзе

Fig. 17. Transition from a coil lens to an armored magnetic lens

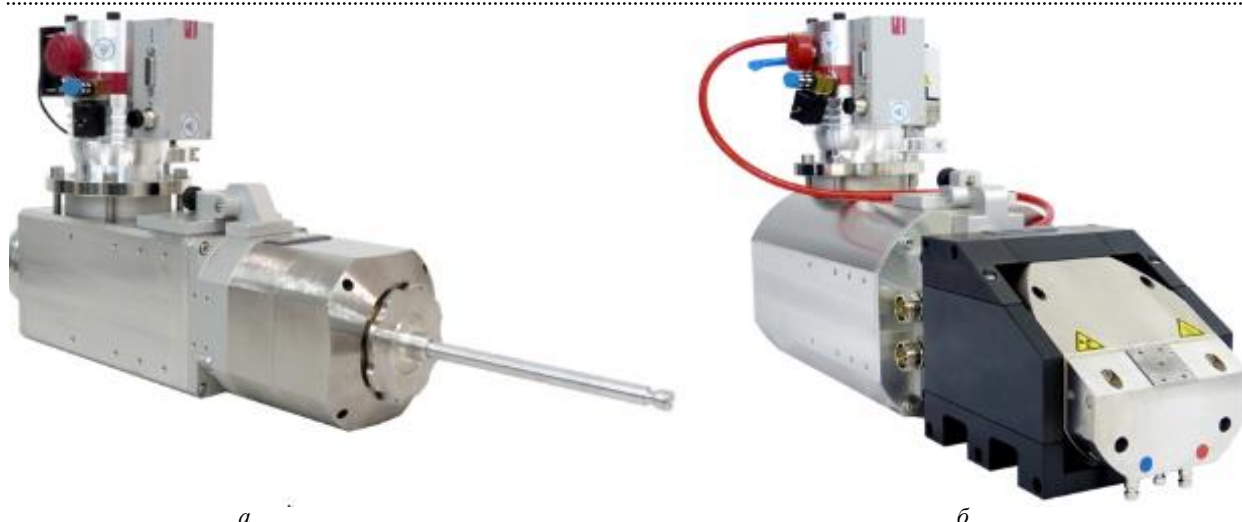


Рис. 18. Моноблочные системы разборных рентгеновских трубок:
а – с вынесенным простельным анодом; б – с массивным анодом

Fig. 18. Monoblock systems of demountable X-ray tubes having:
а – an external transmission anode; б – a massive anode

Для уменьшения фокусного расстояния необходимо:

- увеличить ток в обмотке катушки или увеличить число ее витков;
- уменьшить зазор в щели (между полюсными наконечниками);
- уменьшить диаметр линзы.

На рис. 17 показан переход от линзы-катушки к бронированной магнитной линзе. Из рисунка видно, что концентрация магнитного поля сопровождается существенным увеличением его напряженности. Так как напряженность магнитного поля входит квадратично в формулу для фокусного расстояния, то отсюда следует, что бронирование линзы приводит

к значительному уменьшению ампер-витков, необходимых для получения заданного фокусного расстояния.

Магнитные фокусирующие катушки обладают большими преимуществами при потребности малых фокусных расстояний, что и обеспечивает их широкое применение в качестве фокусирующих систем в микрофокусных рентгеновских трубках.

На рис. 18 представлен внешний вид разборных рентгеновских трубок с прострельным анодом XWT-160-RA (а) и модели с массивным анодом XWT-240-CT (б).

Конструктивно указанные рентгеновские трубки включают в себя все составные части, рас-

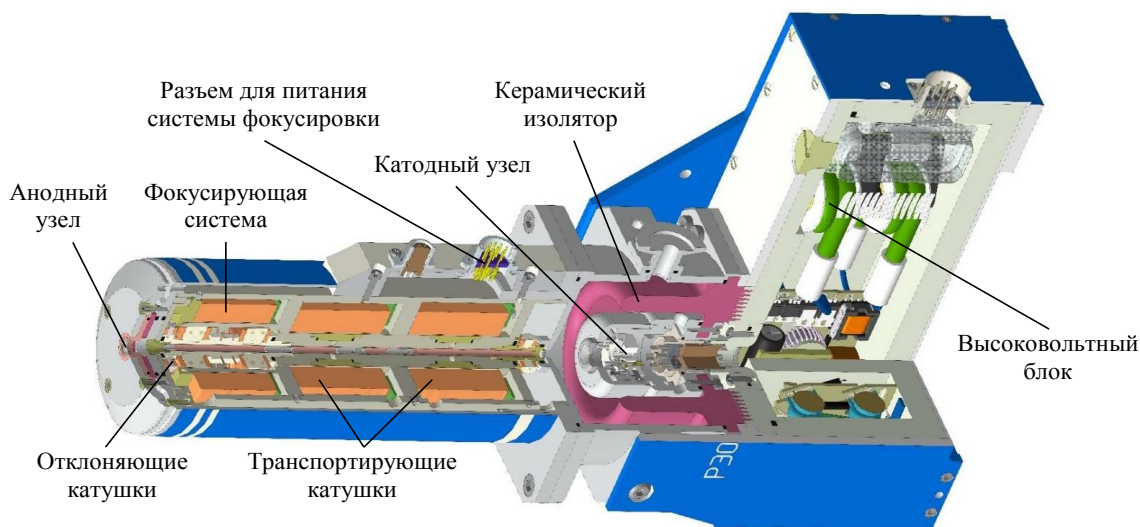


Рис. 19. Трехмерная модель микрофокусной рентгеновской трубки разборного типа

Fig. 19. Three-dimensional model of a demountable microfocus X-ray tube

смотренные в настоящей работе. На рис. 19 приведена трехмерная модель разборной микрофокусной рентгеновской трубки, рассчитанной на ускоряющее напряжение 160 кВ.

Результаты. Современные рентгеновские трубки являются высокотехнологичными изделиями, которые позволяют проводить исследования широкой номенклатуры объектов с высоким разрешением.

Как уже отмечалось, основным преимуществом контроля с применением микрофокусных рентгеновских трубок является высокая разрешающая способность (микронная и субмикронная). На рис. 20 приведена рентгенограмма тест-объекта, используемого для определения простран-

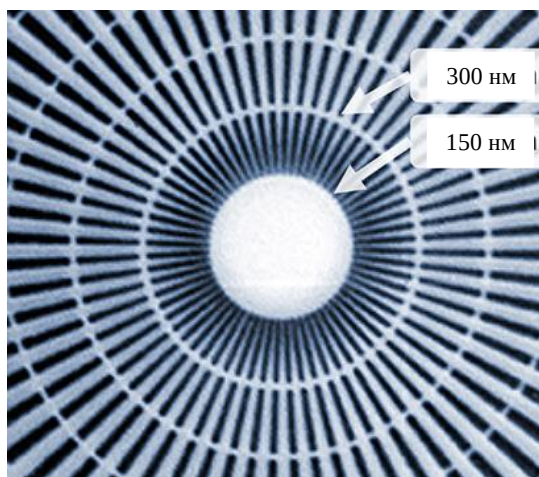


Рис. 20. Разрешающая способность микрофокусных рентгеновских аппаратов

Fig. 20. Resolution of microfocus X-ray systems

ственного разрешения, наглядно иллюстрирующая широкие возможности технологии.

Подобные значения разрешающей способности позволяют применять микрофокусные рентгеновские трубки в большом числе областей, среди которых следует выделить:

- контроль электронной компонентной базы;
- биологические исследования [21];
- спектроскопию [22];
- изучение композиционных материалов и изделий, изготовленных с применением аддитивных технологий [23];
- изучение агрофизических объектов [24, 25];
- археологические и палеоантропологические исследования [26];
- многие другие.

Обсуждение. В статье рассмотрены ключевые технические особенности микрофокусных рентгеновских трубок. Материалы, приведенные в исследовании, могут быть полезны при выборе технических средств для осуществления неразрушающего контроля, с учетом особенностей их применения и требования к техническим характеристикам, а также при разработке и создании рентгеновских комплексов на основе микрофокусных рентгеновских трубок.

Перспективы развития микрофокусных рентгеновских трубок связаны с увеличением максимального анодного напряжения путем применения в конструкции новых материалов, а также с повышением разрешающей способности на высоких напряжениях, что позволит еще больше расширить области их применения.

Список литературы

1. Потрахов Н. Н. Диагностические возможности микрофокусной рентгенографии // Мед. техника. 2014. № 5 (287). С. 8–12.
2. Метод повышения резкости и контрастности деталей рентгеновских изображений / А. Ю. Грязнов, К. К. Гук, Н. Е. Староверов, Е. Д. Холопова // Физические основы приборостроения. 2019. Т. 8, № 4 (34). С. 34–37. doi: 10.25210/jfop-1904-034037
3. New methods for digital processing of microfocus X-ray images / N. E. Staroverov, A. Yu. Gryaznov, N. N. Potrakhov, E. D. Kholopova, K. K. Guk // Biomedical Engineering. 2019. Vol. 52, № 6. P. 435–438. doi: 10.1007/s10527-019-09864-6
4. Подымский А. А., Потрахов Н. Н. Микрофокусные рентгеновские трубки нового поколения // Кон-
- троль. Диагностика. 2017. № 4. С. 4–8. doi: 10.14489/td.2017.04.pp.004-008
5. 0,2BPM64-200 microfocus X-ray tube for projection radiography / N. N. Potrakhov, V. B. Bessonov, A. V. Obodovskii, A. Yu. Gryaznov, K. K. Zhamova, A. A. Podymskii, E. N. Potrakhov // Russian J. of Nondestructive Testing. 2017. Vol. 53, № 3. P. 227–230. doi: 10.1134/S106183091703007X
6. Prospects for the Use of X-Ray Tubes with a Field-Emission Cathode and a Through-Type Anode in the Range of Soft X-Ray Radiation / M. M. Barysheva, S. Y. Zuev, A. Y. Lopatin, V. I. Luchin, A. E. Pestov, N. N. Salashchenko, N. N. Tsybin, N. I. Chkhalo // Technical Physics. 2020. Vol. 65, iss. 11. P. 1726–1735. doi: 10.1134/S1063784220110043

7. Компактные источники рентгеновского излучения / В. А. Буртелов, А. В. Кудряшов, Е. П. Шешин, Худа Халид Хамид Маджма // Тр. МФТИ. 2019. Т. 11, № 2 (42). С. 116–155.
8. Design and numerical simulations of W-diamond transmission target for distributed X-ray sources / P. Kandlakunta, A. Thomas, Y. Tan, R. Khan, T. Zhang // Biomedical Physics & Engineering Express. 2018. Vol. 5 (2). P. 1–12. doi: 10.1088/2057-1976/AAE55F
9. Ketelhut S., Büermann L., Hilgers G. Catalog of X-ray spectra of Mo-, Rh-, and W-anode-based X-ray tubes from 10 to 50 kV // Physics in Medicine & Biology. 2021. Vol. 66, № 11. P. 1–13. doi: 10.1088/1361-6560/ABFBB2
10. High-brightness liquid-metal-jet X-ray tube / O. Hemberg, B. Hansson, M. Otendal, T. Tuohimaa // Acta Crystallographica Section A Foundations of Crystallography. 2011. Vol. 67. P. 257. doi: 10.1107/S0108767311093573
11. Hard X-ray photoelectron spectroscopy: a snapshot of the state-of-the-art in 2020 / C. Kalha, N. K. Fernando, P. Bhatt, F. O. L. Johansson, A. Lindblad, H. Rensmo, L. Z. Medina, R. Lindblad, S. Siol, L. P. H. Jeurgens, C. Cancellieri, K. Rossnagel, K. Medjanik, G. Schönhense, M. Simon, A. X. Gray, S. Nemšák, P. Lömkner, Ch. Schlueter, A. Regoutz // J. of Physics: Condensed Matter. 2021. Vol. 33, № 23. P. 1–44. doi: 10.1088/1361-648X/abeacd
12. Quantification of image texture in X-ray phase-contrast-enhanced projection images of in vivo mouse lungs observed at varied inflation pressures / F. J. Brooks, S. P. Gunsten, S. K. Vasireddi, S. L. Brody, M. A. Anastasio // Physiological Reports. 2019. Vol. 7, iss. 16. P. 1–15. doi: 10.14814/phy2.14208
13. Real-time in vivo imaging of regional lung function in a mouse model of cystic fibrosis on a laboratory X-ray source / R. P. Murrie, F. Werdiger, M. Donnelley, Yu. Lin, R. P. Carnibella, Ch. R. Samarage, I. Pinar, M. Preissner, J. Wang, J. Li, K. S. Morgan, D. W. Parsons, S. Dubsky, A. Fouras // Scientific Reports. 2020. Vol. 10, iss. 1. P. 1–8. doi: 10.1038/s41598-019-57376-w
14. X-ray phase-contrast tomography for high-spatial-resolution zebrafish muscle imaging / W. Vågberg, D. Larsson, M. Li, H. Hertz // Scientific Reports. 2015. Vol. 5, iss. 1. P. 1–7. doi: 10.1038/srep16625
15. Obodovskiy A. V., Bessonov V. B., Larionov I. A. Shift focal spot X-ray tube to the imposition anode under long exposure // J. of Physics: Conf. Series. 2018. Vol. 967. P. 1–4. doi: 10.1088/1742-6596/967/1/012010
16. A miniature X-ray tube / A. Haga, S. Senda, Y. Sakai, Y. Mizuta, S. Kita, F. Okuyama // Applied physics letters. 2004. Vol. 84, № 12. P. 2208–2210. doi: 10.1063/1.1689757
17. Heo S. H., Ihsan A., Cho S. O. Transmission-type microfocus X-ray tube using carbon nanotube field emitters // Applied physics letters. 2007. Vol. 90, № 18. P. 1–3. doi: 10.1063/1.2735549
18. Direct synthesis of carbon nanotube field emitters on metal substrate for open-type X-ray source in medical imaging / A. Prasad Gupta, S. Park, S. J. Yeo, J. Jung, Ch. Cho, S. Hyun Paik, H. Park, Yo. Chul Cho, S. H. Kim, J. H. Shin, Je. S. Ahn, Je. Ryu // J. Article. Materials. 2017. Vol. 10, № 8. P. 1–10. doi: 10.3390/ma10080878
19. An update on carbon nanotube-enabled X-ray sources for biomedical imaging / C. Puett, C. Inscoe, A. Hartman, J. Calliste, D. K. Francesci, J. Lu, O. Zhou, Y. Z. Lee // Wiley Interdisciplinary Reviews: Nanomedicine and Nanobiotechnology. 2018. Vol. 10, iss. 1. P. 1–11. doi: 10.1002/wnan.1475
20. Ryu J. H., Bae N. Y., Oh H. M. Stabilized electron emission from silicon coated carbon nanotubes for a high-performance electron source // J. of Vacuum Science & Technology B. 2011. Vol. 29, № 2. P. 1–5. doi: 10.1116/1.3565428
21. Phase-contrast X-ray tomography of neuronal tissue at laboratory sources with submicron resolution / M. Eckermann, M. Töpperwien, A.-L. Robisch, F. Meer, Ch. Stadelmann, T. Salditt // J. of Medical Imaging. 2020. Vol. 7, iss. 1. P. 1–15. doi: 10.1117/1.JMI.7.1.013502
22. A novel laboratory-based hard X-ray photoelectron spectroscopy system / A. Regoutz, M. Mascheck, T. Wiell, S. K. Eriksson, C. Liljenberg, K. Tetzner, B. A. D. Williamson, D. O. Scanlon, P. Palmgren // Review of Scientific Instruments. 2018. Vol. 89, iss. 7. P. 1–10. doi: 10.1063/1.5039829
23. Application of operational radiographic inspection method for flaw detection of blade straightener from polymeric composite materials / A. N. Anoshkin, V. M. Osokin, A. A. Tretyakov, N. N. Potrakhov, V. B. Bessonov // J. of Physics: Conf. Series. 2017. Vol. 808. P. 1–5. doi: 10.1088/1742-6596/808/1/012003
24. X-Ray Computer Methods for Studying the Structural Integrity of Seeds and Their Importance in Modern Seed Science / M. V. Arkhipov, N. S. Priyatkin, L. P. Gusakova, N. N. Potrakhov, V. B. Gryaznov, A. V. Obodovskii, N. E. Staroverov // Technical Physics. 2019. Vol. 64. P. 582–592. doi: 10.1134/S1063784219040030
25. Comparative study of the fullness of dwarf Siberian pine seeds Pinus pumila (Pall.) Regel from places of natural growth and collected from plants introduced in northwestern Russia by microfocus X-ray radiography to predict their sowing qualities / A. Karamysheva, L. Trofimuk, N. Priyatkin, M. Arkhipov, L. Gusakova, P. Shchukina, N. Staroverov, N. Portakhov // Biological Communications. 2020. Vol. 65, № 4. P. 297–306. doi: 10.21638/spbu03.2020.403
26. A Case of Surgical Extraction of the Lower Third Molars in a Cranial Series from the Pucara de Tilcara Fortress (Jujuy Province, Argentina) / A. V. Zubova, O. L. Pikhur, A. V. Obodovskiy, A. A. Maljutina, L. M. Dmitrenko, K. S. Chugunova, D. V. Pozdnyakov, V. B. Bessonov // Archaeology, Ethnology and Anthropology of Eurasia. 2020. Vol. 48, № 2. P. 149–156. doi: 10.17746/1563-0110.2020.48.2.149-156

Информация об авторе

Бессонов Виктор Борисович – кандидат технических наук (2014). Окончил магистратуру по направлению "Электроника и микроэлектроника" Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина) в 2011 г. В 2014 г. защитил диссертацию (к.т.н.) по специальности "Приборы, системы и изделия медицинского назначения". Автор более 100 научных работ. Сфера научных интересов – рентгеновские методы контроля и диагностики.

Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5, Санкт-Петербург, 197376, Россия

E-mail: vbbessonov@yandex.ru, vbbessonov@etu.ru

<https://orcid.org/0000-0001-9009-1011>

References

1. Potrakhov N. N. Diagnostic capabilities of microfocus radiography. *Meditsinskaya tekhnika* [Medical technology]. 2014, no. 5 (287), pp. 8–12. (In Russ.)
2. Gryaznov A. Yu., Guk K. K., Staroverov N. E., Kholopova E. D. Method for Sharpening and Contrasting Details of X-Ray Images. *Physical Bases of Instrumentation*. 2019, vol. 8, no. 4 (34), pp. 34–37. doi: 10.25210/jfop-1904-034037 (In Russ.)
3. Staroverov N. E., Gryaznov A. Yu., Potrakhov N. N., Kholopova E. D., Guk K. K. New methods for digital processing of microfocus X-ray images. *Biomedical Engineering*. 2019, vol. 52, no. 6, pp. 435–438. doi: 10.1007/s10527-019-09864-6
4. Podemskiy A. A., Potrakhov N. N. Microfocus X-ray tubes of new generation. *Kontrol'. Diagnostika* [Control. Diagnostics]. 2017, no. 4, pp. 4–8. doi: 10.14489/td.2017.04.pp.004-008 (In Russ.)
5. Potrakhov N. N., Bessonov V. B., Obodovskii A. V., Gryaznov A. Yu., Zhamova K. K., Podymskii A. A., Potrakhov E. N. 0.2BPM64-200 microfocus X-ray tube for projection radiography. *Russian Journal of Nondestructive Testing*. 2017, vol. 53, no. 3, pp. 227–230. doi: 10.1134/S106183091703007X
6. Barysheva M. M., Zuev S. Y., Lopatin A. Y., Luchin V. I., Pestov A. E., Salashchenko N. N., Tsybin N. N., Chkhalo N. I. Prospects for the Use of X-Ray Tubes with a Field-Emission Cathode and a Through-Type Anode in the Range of Soft X-Ray Radiation. *Technical Physics*. 2020, vol. 65, iss. 11, pp. 1726–1735. doi: 10.1134/S1063784220110043
7. Burtelov V. A., Kudryashov A. V., Sheshin E. P., Majmaa Huda Khalid Khameed. Compact sources of X-ray radiation. *Trudi MFTI*. 2019, vol. 11, no. 2 (42), pp. 116–155. (In Russ.)
8. Kandlakunta P., Thomas A., Tan Y., Khan R., Zhang T. Design and numerical simulations of W-diamond transmission target for distributed X-ray sources. *Biomedical Physics & Engineering Express*. 2018, vol. 5 (2), pp. 1–12. doi: 10.1088/2057-1976/AAE55F
9. Ketelhut S., Büermann L., Hilgers G. Catalog of X-ray spectra of Mo-, Rh-, and W-anode-based X-ray tubes from 10 to 50 kV. *Physics in Medicine & Biology*. 2021, vol. 66, no. 11, pp. 1–13. doi: 10.1088/1361-6560/ABFBB2
10. Hemberg O., Hansson B., Otendal M., Tuohimaa T. High-brightness liquid-metal-jet X-ray tube. *Acta Crystallographica Section A Foundations of Crystallography*. 2011, vol. 67, 257 p. doi: 10.1107/S0108767311093573
11. Kalha C., Fernando N. K., Bhatt P., Johansson F. O. L., Lindblad A., Rensmo H., Medina L. Z., Lindblad R., Siol S., Jeurgens L. P. H., Cancellieri C., Rossnagel K., Medjanik K., Schönhense G., Simon M., Gray A. X., Nemšák S., Lömkner P., Schlueter Ch., Regoutz A. Hard X-ray photoelectron spectroscopy: a snapshot of the state-of-the-art in 2020. *J. of Physics. Condensed Matter*. 2021, vol. 33, no. 23, pp. 1–44. doi: 10.1088/1361-648X/abeacd
12. Brooks F. J., Gunsten S. P., Vasireddi S. K., Brody S. L., Anastasio M. A. Quantification of image texture in X-ray phase-contrast-enhanced projection images of in vivo mouse lungs observed at varied inflation pressures. *Physiological Reports*. 2019, vol. 7, iss. 16, pp. 1–15. doi: 10.14814/phy2.14208
13. Murrie R. P., Werdiger F., Donnelley M., Lin Yu., Carnibella R. P., Samarage Ch. R., Pinar I., Preissner M., Wang J., Li J., Morgan K. S., Parsons D. W., Dubsky S., Fouras A. Real-time in vivo imaging of regional lung function in a mouse model of cystic fibrosis on a laboratory X-ray source. *Scientific Reports*. 2020, vol. 10, iss. 1, pp. 1–8. doi: 10.1038/s41598-019-57376-w
14. Vågberg W., Larsson D., Li M., Hertz H. X-ray phase-contrast tomography for high-spatial-resolution zebrafish muscle imaging. *Scientific Reports*. 2015, vol. 5, pp. 1–7. doi: 10.1038/srep16625
15. Obodovskiy A. V., Bessonov V. B., Larionov I. A. Shift focal spot X-ray tube to the imposition anode under long exposure. *Journal of Physics: Conference Series*. 2018, vol. 967, pp. 1–4. doi: 10.1088/1742-6596/967/1/012010
16. Haga A., Senda S., Sakai Y., Mizuta Y., Kita S., Okuyama F. A miniature X-ray tube. *Applied physics letters*. 2004, vol. 84, no. 12, pp. 2208–2210. doi: 10.1063/1.1689757
17. Heo S. H., Ihsan A., Cho S. O. Transmission-type microfocus X-ray tube using carbon nanotube field emitters. *Applied physics letters*. 2007, vol. 90, no. 18, pp. 1–3. doi: 10.1063/1.2735549
18. Gupta A. P., Park S., Yeo S. J., Jung J., Cho Ch., Hyun Paik S., Park H., Chul Cho Yo., Kim S. H., Shin J. H., Ahn Je. S., Ryu Je. Direct synthesis of carbon nanotube field emitters on metal substrate for open-type X-ray source in medical imaging. *Materials*. 2017, vol. 10, no. 8, pp. 1–10. doi: 10.3390/ma10080878

19. Puett C., Inscoc C., Hartman A., Calliste J., Francesci D. K., Lu J., Zhou O., Lee Y. Z. An update on carbon nanotube-enabled X-ray sources for biomedical imaging. Wiley Interdisciplinary Reviews. Nanomedicine and Nanobiotechnology. 2018, vol. 10, no. 1, pp. 1–11. doi: 10.1002/wnan.1475
20. Ryu J. H., Bae N. Y., Oh H. M. Stabilized electron emission from silicon coated carbon nanotubes for a high-performance electron source. J. of Vacuum Science & Technology B. 2011, vol. 29, no. 2, pp. 1–5. doi: 10.1116/1.3565428
21. Eckermann M., Töpperwien M., Robisch A.-L., Meer F., Stadelmann Ch., Salditt T. Phase-contrast X-ray tomography of neuronal tissue at laboratory sources with submicron resolution. J. of Medical Imaging. 2020, vol. 7, iss. 1, pp. 1–15. doi: 10.1117/1.JMI.7.1.013502
22. Regoutz A., Mascheck M., Wiell T., Eriksson S. K., Liljenberg C., Tetzner K., Williamson B. A. D., Scanlon D. O., Palmgren P. A novel laboratory-based hard X-ray photoelectron spectroscopy system. Review of Scientific Instruments. 2018, vol. 89, iss. 7, pp. 1–10. doi: 10.1063/1.5039829
23. Anoshkin A. N., Osokin V. M., Tretyakov A. A., Potrakhov N. N., Bessonov V. B. Application of operational radiographic inspection method for flaw detection of blade straightener from polymeric composite materials. Journal of Physics. Conf. Series. 2017, vol. 808, pp. 1–5. doi: 10.1088/1742-6596/808/1/012003
24. Arkhipov M. V., Priyatkin N. S., Gusakova L. P., Potrakhov N. N., Gryaznov V. B., Obodovskii A. V., Staroverov N. E. X-Ray Computer Methods for Studying the Structural Integrity of Seeds and Their Importance in Modern Seed Science. Technical Physics. 2019, vol. 64, pp. 582–592. doi: 10.1134/S1063784219040030
25. Karamysheva A., Trofimuk L., Priyatkin N., Arkhipov M., Gusakova L., Shchukina P., Staroverov N., Potrakhov N. Comparative study of the fullness of dwarf Siberian pine seeds *Pinus pumila* (Pall.) Regel from places of natural growth and collected from plants introduced in northwestern Russia by microfocus X-ray radiography to predict their sowing qualities. Biological Communications. 2020, vol. 65, no. 4, pp. 297–306. doi: 10.21638/spbu03.2020.403
26. Zubova A. V., Pikhur O. L., Obodovskiy A. V., Mal'yutina A. A., Dmitrenko L. M., Chugunova K. S., Pozdnyakov D. V., Bessonov V. B. A Case of Surgical Extraction of the Lower Third Molars in a Cranial Series from the Pucara de Tilcara Fortress (Jujuy Province, Argentina). Archaeology, Ethnology and Anthropology of Eurasia. 2020, vol. 48, no. 2, pp. 149–156. doi: 10.17746/1563-0110.2020.48.2.149-156

Information about the author

Victor B. Bessonov, Cand. Sci. (Eng.) (2014). Graduated from the magistracy in the direction "Electronics and Microelectronics" of the Saint Petersburg Electrotechnical University (2011). In 2014 he defended his thesis Cand. Sci. (Eng.) in the specialty "Devices, systems and medical products". Author of over 100 scientific papers. Area of expertise: X-ray methods of control and diagnostics.
Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 Professor Popov St., St Petersburg 197376, Russia
E-mail: vbbessonov@yandex.ru, vbbessonov@etu.ru
<https://orcid.org/0000-0001-9009-1011>

Когерентный прием неортогональных спектрально-эффективных многочастотных сигналов при использовании алгоритма с обратной связью по решению

С. Б. Макаров¹, С. В. Завьялов¹, Д. К. Нгуен^{2✉}, А. С. Овсянникова¹

¹ Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого,
Санкт-Петербург, Россия

² Университет транспорта и коммуникаций, Ханой, Вьетнам

✉daccu91.spb@gmail.com

Аннотация

Введение. В настоящее время спектрально-эффективное частотное мультиплексирование (Spectrally efficient frequency division multiplexing – SEFDM) является многообещающей технологией, используемой для повышения спектральной эффективности и скорости передачи информации. Алгоритмы приема SEFDM-сигналов можно разделить на 2 класса: поэлементный когерентный прием и прием всей информационной посылки. Первый метод более прост, но обладает низкой помехоустойчивостью. При приеме всей посылки возможно получение высокой энергетической эффективности, но реализация такого приема очень сложна и не позволяет реализовать высокие абсолютные скорости передачи сообщений.

Цель работы. Рассмотрение компромиссного решения задачи когерентного приема SEFDM-сигналов в условиях существенной межканальной интерференции, а именно использование на каждой поднесущей частоте итерационного алгоритма поэлементной обработки с обратной связью по решению.

Материалы и методы. Описание работы демодулятора решающего устройства выполнено аналитическим методом. Имитационная модель передачи SEFDM-сигналов с использованием в приемнике алгоритма поэлементной обработки с обратной связью по решению построена в среде MatLab.

Результаты. Результаты моделирования показали, что предложенный алгоритм является достаточно эффективным. При допустимой вероятности ошибок $p = 10^{-2} \dots 10^{-3}$ энергетический выигрыш достигает значений 0.2...7.5 дБ для различного неортогонального разнеса поднесущих частот. В то же время эффективность алгоритма обнаружения с обратной связью по решению оказывается существенно ниже, чем при приеме всей информационной посылки.

Заключение. Предложенный алгоритм приема может быть использован в будущих поколениях мобильной связи, в которых требуются высокие скорости передачи. Благодаря снижению вычислительной сложности алгоритма возможно обеспечить меньшее энергопотребление мобильных устройств.

Ключевые слова: когерентный, неортогональный, SEFDM, BER, итерационный алгоритм, обратная связь

Для цитирования: Когерентный прием неортогональных спектрально-эффективных многочастотных сигналов при использовании алгоритма с обратной связью по решению / С. Б. Макаров, С. В. Завьялов, Д. К. Нгуен, А. С. Овсянникова // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2021. Т. 24, № 5. С. 22–35. doi: 10.32603/1993-8985-2021-24-5-22-35

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Источник финансирования. Работа выполнена при поддержке стипендии Президента Российской Федерации молодым ученым и аспирантам, осуществляющим перспективные научные исследования и разработки по приоритетным направлениям модернизации российской экономики на 2021–2023 гг. (СП-1577.2021.3).

Статья поступила в редакцию 19.05.2021; принята к публикации после рецензирования 21.06.2021; опубликована онлайн 29.11.2021

Coherent Detection of Non-Orthogonal Spectrally Efficient Multicarrier Signals Using a Decision Feedback Algorithm

Sergey B. Makarov¹, Sergey V. Zavjalov¹, Dac Cu Nguyen ^{2✉}, Anna S. Ovsyannikova¹

¹ Peter the Great St Petersburg Polytechnic University, St Petersburg, Russia

² University of Transport and Communications, Hanoi, Vietnam

✉ daccu91.spb@gmail.com

Abstract

Introduction. Spectrally efficient frequency division multiplexing (SEFDM) is a promising technology for improving spectral efficiency. Since SEFDM signals transmitted on subcarriers are not orthogonal, interchannel interference occurs due to the mutual influence of signals transmitted on adjacent subcarriers. Algorithms for receiving SEFDM signals can be distinguished into element-by-element coherent detection and maximum-likelihood sequence estimation (MLSE). The former method, although being simpler, is characterized by a low bit error rate performance. The latter method, although providing for a higher energy efficiency, is more complicated and does not allow high absolute message rates.

Aim. To consider a trade-off solution to the problem of coherent detection of SEFDM signals under the condition of significant interchannel interference, namely, the use of an iterative algorithm of element-by-element processing with decision feedback at each subcarrier frequency.

Materials and methods. Analytical expressions for the operation of a demodulator solver were derived. A simulation model for transmission of SEFDM signals was built in the MatLab environment, including element-by-element detection with decision feedback.

Results. The simulation results confirmed the efficiency of the proposed algorithm. For error probabilities $p = 10^{-2} \dots 10^{-3}$, the energy gains reach values from 0.2 to 7.5 dB for different values of the non-orthogonal subcarrier spacing. At the same time, the efficiency of the detection algorithm with decision feedback turns out to be significantly lower than that when using the detection algorithm MLSE.

Conclusion. The proposed detection algorithm can be used in future generations of mobile communications, which require high transmission rates. By reducing the computational complexity of the algorithm, it is possible to provide for a lower power consumption of mobile devices.

Keywords: coherent, non-orthogonal, SEFDM, BER, iterative algorithm, feedback

For citation: Makarov S. B., Zavjalov S. V., Nguyen D. C., Ovsyannikova A. S. Coherent Detection of Non-Orthogonal Spectrally Efficient Multicarrier Signals Using a Decision Feedback Algorithm. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2021, vol. 24, no. 5, pp. 22–35. doi: 10.32603/1993-8985-2021-24-5-22-35

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

Source of financing. The results of the work were obtained with the support of the scholarship of the President of the Russian Federation to young scientists and graduate students carrying out promising research and development in priority areas of modernization of the Russian economy for 2021–2023 (СП-1577.2021.3).

Submitted 19.05.2021; accepted 21.06.2021; published online 29.11.2021

Введение. Развитие многочастотных систем передачи цифровых сообщений по протоколам LTE, Wi-Fi, WiMAX, DVB-T осуществляется в направлении повышения спектральной эффективности (уменьшение полосы занимаемых частот при сохранении объемов передаваемой информации) при заданных требованиях к помехоустойчивости приема данных и к аппаратной реа-

лизации радиомодемов. Повышение спектральной эффективности для многочастотных сигналов длительностью T возможно уменьшением разнеса между поднесущими частотами Δf при сохранении их общего числа [1]. Предельные требования к энергетической эффективности (помехоустойчивость приема) ограничиваются возможностями, которые обеспечивает использование мульти-

плексирования с ортогональным частотным разделением каналов (Orthogonal Frequency Division Multiplexing – OFDM) [2, 3].

Для классических OFDM-сигналов сложность аппаратной реализации определяется, в основном, сложностью аппаратно-программной реализации прямого и обратного преобразований Фурье [4, 5].

Для повышения спектральной эффективности используется метод мультиплексирования с частотным разделением каналов (Spectrally efficient frequency division multiplexing – SEFDM). Много-частотные SEFDM-сигналы [6–10] формируются на основе ортогональных многочастотных сигналов при уменьшении частотного разнеса между поднесущими. Также предусмотрена возможность применения сглаженных огибающих сигналов на каждой поднесущей частоте. В [11–14] предложены алгоритмы формирования и приема таких SEFDM-сигналов на основе быстрых прямого и обратного преобразований Фурье (БПФ/ОБПФ). Суть алгоритмов формирования заключается в том, что для получения неортогонального разнеса частот поднесущих при построении SEFDM-сигналов с применением ОБПФ размерности N_{FFT} используется метод исключения (Ignored) части дискретных значений на выходе блока формирования [11]. В результате сигналы, передаваемые на поднесущих частотах, не являются ортогональными, вследствие чего возникает межканальная интерференция (inter-channel interference – ICI), вызванная взаимовлиянием сигналов, передаваемых на соседних поднесущих частотах. Такое влияние приводит к появлению дополнительной помехи во время демодуляции SEFDM-сигналов, передаваемых на каждой поднесущей частоте.

Алгоритмы приема SEFDM-сигналов при наличии ICI для каналов с аддитивным белым гауссовским шумом (АБГШ) со спектральной плотностью средней мощности $N_0/2$ анализировались в [11, 15, 16]. Такие алгоритмы строятся на основе двух методов приема сигналов. В основе первого лежит поэлементный когерентный прием в условиях, когда межканальная интерференция является помехой. Этот метод наиболее просто реализуется, но применение таких алгоритмов не позволяет получить высокую помехоустойчивость приема. Второй метод предполагает прием и обработку всего пакета сообщений, что позволяет получить высокую энергетическую эффек-

тивность. Однако реализация алгоритмов по второму методу весьма сложна и не позволяет реализовать высокие абсолютные скорости передачи сообщений.

В статье рассмотрено компромиссное решение задачи когерентного приема SEFDM-сигналов при условии существенной межканальной интерференции – использование на каждой поднесущей частоте итерационного алгоритма поэлементной обработки с обратной связью по решению. Компромисс заключается в поэлементном когерентном приеме с частичной компенсацией межканальной интерференции. Наряду с этим реализуется идея приема всего переданного сообщения, заключающаяся в том, что решения о принятом сигнале зависят от решений о сигналах, принятых на соседних поднесущих частотах.

Статья организована следующим образом. Вначале рассматривается представление SEFDM-сигналов и приводятся их временные и статистические характеристики при различных значениях частотного разнесения между поднесущими частотами. Оценивается уровень межканальной интерференции, связанной с неортогональностью сигналов, передаваемых на поднесущих частотах. Далее описывается алгоритм поэлементного приема с обратной связью по решению. Приводятся аналитические выражения, описывающие работу решающего устройства демодулятора. Затем анализируется предложенная структурная схема многочастотного демодулятора с обратной связью по решению, обсуждается вычислительная сложность предлагаемого алгоритма приема, приводятся результаты имитационного моделирования помехоустойчивости приема SEFDM-сигналов. В заключении представлены выводы по работе.

Представление SEFDM-сигналов. Случайная последовательность SEFDM-сигналов $y(t)$ в общем случае бесконечной длины с количеством V используемых поднесущих частот ω_v и комплексными символами канального алфавита $C_{vw}^{(r)}$ на v -й поднесущей и на w -м временном интервале, индекс r которых определяет значение этого символа, может быть представлена в виде

$$y(t) = \sum_{w=-\infty}^{\infty} \sum_{v=0}^{V-1} a(t-wT) C_{vw}^{(r)} e^{j\omega_v t}, \quad (1)$$
$$t \in (-\infty; \infty),$$

где $a(t)$ – амплитудная огибающая, которая может иметь произвольную форму и длительность, определяемые требованиями к компактности спектра колебаний [9, 10]; $\omega_v = v\Delta\omega = 2\pi v\Delta f$ (Δf – частотный сдвиг между соседними поднесущими). В простейшем случае $a(t)$ имеет прямоугольную форму:

$$a(t) = \begin{cases} 1, & t \in [0, T]; \\ 0, & (t < 0) \cup (t > T), \end{cases} \quad (2)$$

где T – длительность импульса.

На интервале $t \in [0, T]$ SEFDM-сигнал описывается как

$$s(t) = \sum_{v=0}^{V-1} a(t) C_v^{(r)} e^{j\omega_v t}, \quad t \in [0, T]. \quad (3)$$

Для OFDM-сигналов нормированный частотный разнос соседних поднесущих $\alpha = \Delta f T = 1$. На рис. 1, a показаны нормированные модули спектров сигналов (3) $|S_a(\omega)|_H$ с огибающей вида (2) на каждой поднесущей частоте. Для SEFDM-сигналов

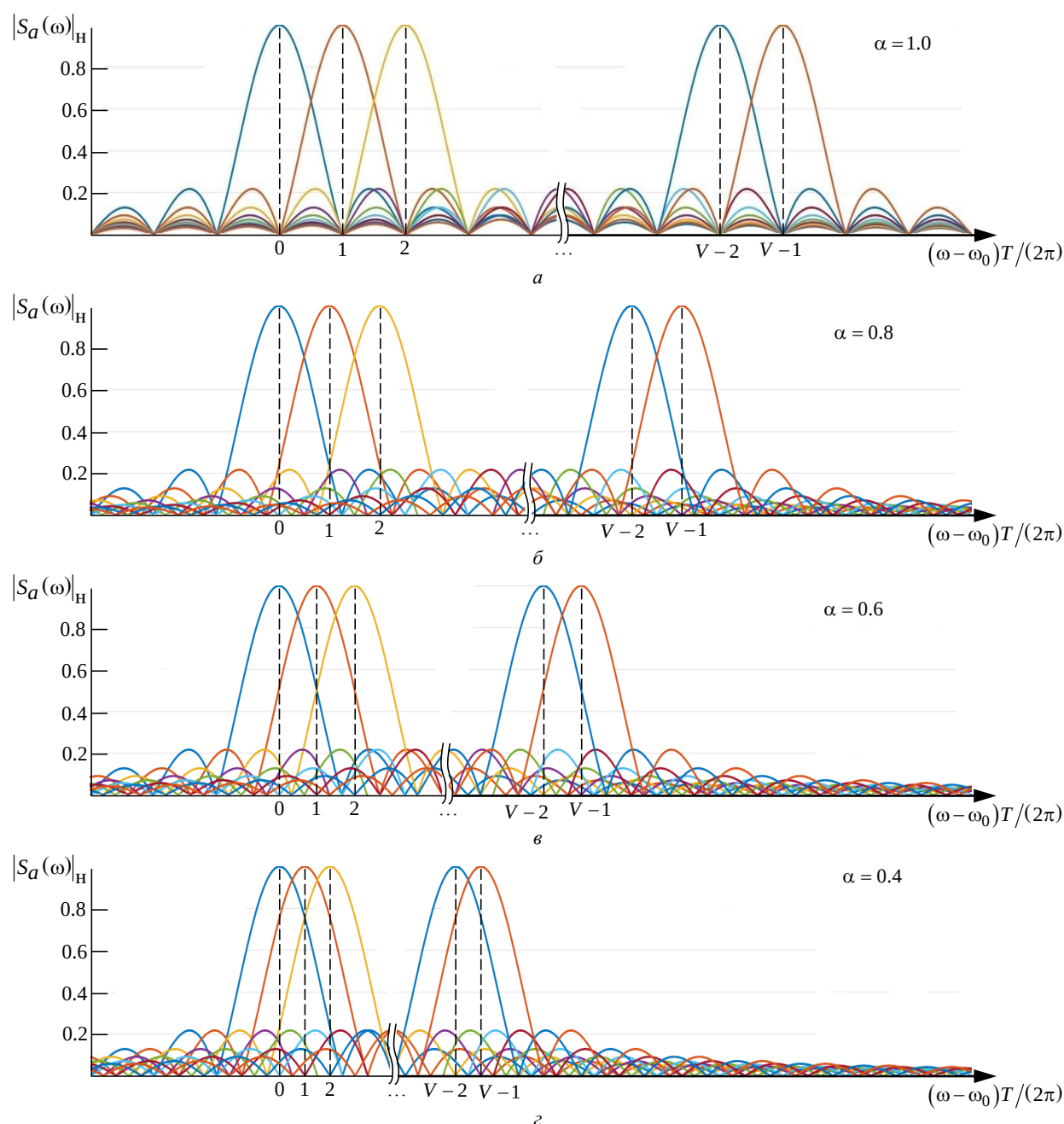


Рис. 1. Спектры SEFDM-сигналов

Fig. 1. Spectra of the SEFDM-signals

$\alpha < 1$ и параметр α играет роль коэффициента мультиплексирования. С уменьшением α ширина спектра уменьшается на $(1-\alpha)100\%$ по сравнению с OFDM-сигналами (рис. 1, б–г). Однако с уменьшением α возрастает межканальная интерференция, вызванная наложением спектров друг на друга. Интерференция спектров приводит к снижению помехоустойчивости приема из-за нарушения ортогональности между сигналами, передаваемыми на поднесущих частотах.

Алгоритм поэлементного приема с обратной связью по решению. Предположим, что прием сигналов происходит отдельно на каждой поднесущей частоте передачи. При когерентной обработке, как и при приеме OFDM-сигналов, начальная фаза высокочастотного колебания группового сигнала измеряется с помощью устройства фазовой автоматической подстройки частоты. Для этого используются дополнительные поднесущие частоты, которые добавляются в групповой SEFDM-сигнал при его формировании. Тактовая синхронизация также определяется по периодической последовательности символов, передаваемых на дополнительных поднесущих частотах.

В общем случае анализируемый процесс на входе приемного устройства с учетом (1) имеет вид

$$z(t) = \mu y(t) + n(t),$$

где μ – коэффициент передачи по каналу связи, определяемый уровнем замираний; $n(t)$ – АБГШ со спектральной плотностью средней мощности $N_0/2$.

При анализе $z(t)$ на каждой поднесущей частоте на интервале времени $t \in [0, T]$ с учетом символов канального алфавита $C_{vw}^{(r)}$, передаваемых со скоростью $R = 1/T$, это выражение может быть записано в виде

$$z(t) = \mu s_v^{(r)}(t) + \mu s_-^{(i)}(t) + \mu s_+^{(q)}(t) + n(t),$$

где $s_v^{(r)}(t)$ – полезный сигнал с огибающей $a(t)$ и символом канального алфавита $C_v^{(r)}$ (3), передаваемый на v -й поднесущей частоте; $s_-^{(i)}(t)$, $s_+^{(q)}(t)$ – сигналы, передаваемые на поднесущих частотах, предшествующих v -й поднесущей частоте и следующих после нее соответственно, попадающие в интервал анализа при $\alpha < 1$; $i = M^v -$

количество возможных комбинаций символов канального алфавита объемом M , предшествующих анализируемому; $q = M^{V-v-1}$ количество таких комбинаций, следующих за анализируемым сигналом. Тогда

$$s_-^{(i)}(t) = \sum_{m=0}^{v-1} a(t) C_m^{(r)} e^{j\omega_m t}; \quad (4)$$

$$s_+^{(q)}(t) = \sum_{m=v+1}^{V-1} a(t) C_m^{(r)} e^{j\omega_m t}. \quad (5)$$

Поэлементный корреляционный прием на каждой поднесущей частоте на интервале времени $t \in [0, T]$ можно рассматривать как прием $s_v^{(r)}(t)$ на фоне межканальной интерференции $s_-^{(i)}(t)$ и $s_+^{(q)}(t)$. Оптимальный алгоритм поэлементного приема сигналов на v -й поднесущей частоте предполагает усреднение $s_-^{(i)}(t)$ и $s_+^{(q)}(t)$ по всем i и q возможным комбинациям символов канального алфавита. Такой алгоритм не предусматривает каких-либо мер борьбы с межканальной интерференцией.

Качество приема можно улучшить, если при принятии решения о значении символа канального алфавита, передаваемого на v -й поднесущей частоте, учесть решения о принятых символах $s_-^{(i)}(t)$, передаваемых на поднесущих частотах, следующих до анализируемой. При этом по всем символам $s_+^{(q)}(t)$, передаваемым на поднесущих частотах, следующих после анализируемой, необходимо выполнить усреднение. Рассмотрим такой алгоритм с обратной связью по решению. Считая известной последовательность $s_-^{(i)}(t)$, для всех $l \neq k$ ($l, k = \overline{1 \dots M}$) получим:

$$\begin{aligned} & \sum_{q=1}^{M^{V-v-1}} \exp \left\{ \frac{2\mu}{N_0} \int_0^T z(t) [s_v^{(l)}(t) + s_-^{(i)}(t) + s_+^{(q)}(t)] dt - \right. \\ & \quad \left. - \frac{\mu^2}{N_0} \int_0^T [s_v^{(l)}(t) + s_-^{(i)}(t) + s_+^{(q)}(t)]^2 dt \right\} > \\ & > \sum_{q=1}^{M^{V-v-1}} \exp \left\{ \frac{2\mu}{N_0} \int_0^T z(t) [s_v^{(k)}(t) + s_-^{(i)}(t) + s_+^{(q)}(t)] dt - \right. \\ & \quad \left. - \frac{\mu^2}{N_0} \int_0^T [s_v^{(k)}(t) + s_-^{(i)}(t) + s_+^{(q)}(t)]^2 dt \right\}, \end{aligned}$$

где l – номер регистрируемого символа, передаваемого на ν -й поднесущей частоте.

Полагая, что сигналы $s_{+}^{(q)}(t)$, следующие за анализируемым на текущем символьном интервале, представляют помеху и априорные сведения о реализации этой помехи не учитываются при обработке, получим следующий алгоритм:

$$\exp \left\{ \frac{1}{N_0} \left\{ 2\mu \int_0^T z(t) [s_{\nu}^{(l)}(t) + s_{-}^{(i)}(t)] dt - \mu^2 \int_0^T [s_{\nu}^{(l)}(t) + s_{-}^{(i)}(t)]^2 dt \right\} \right\} > \exp \left\{ \frac{1}{N_0} \left\{ 2\mu \int_0^T z(t) [s_{\nu}^{(k)}(t) + s_{-}^{(i)}(t)] dt - \mu^2 \int_0^T [s_{\nu}^{(k)}(t) + s_{-}^{(i)}(t)]^2 dt \right\} \right\}. \quad (6)$$

Разложив (6) в степенной ряд и ограничившись первыми членами разложения, получим: l -й символ регистрируется при выполнении неравенства

$$\int_0^T z(t) [s_{\nu}^{(l)}(t) - s_{\nu}^{(k)}(t)] dt > \left\{ \frac{1}{2} \mu \int_0^T [s_{\nu}^{(l)}(t) + s_{-}^{(i)}(t)]^2 dt - \int_0^T [s_{\nu}^{(k)}(t) + s_{-}^{(i)}(t)]^2 dt \right\}. \quad (7)$$

Рассмотрим реализацию алгоритма с обратной связью по решению (7) для SEFDM-сигналов с огибающей $a(t)$ прямоугольной формы (2) и с двоичными ($M=2$) символами $C_{\nu}^{(r)}$ канального алфавита. В этом случае для $r=1$ символ $C_{\nu}^{(1)}=1$, а для $r=2$ символ $C_{\nu}^{(2)}=-1$. Тогда имеем $s_{\nu}^{(1)}(t) = -s_{\nu}^{(2)}(t)$ и, упростив (7), получим следующее правило для принятия решения:

$$\int_0^T z(t) s_{\nu}^{(l)}(t) dt \underset{C_{\nu}^{(2)}}{\overset{C_{\nu}^{(1)}}{>}} \mu \int_0^T s_{\nu}^{(l)}(t) s_{-}^{(i)}(t) dt. \quad (8)$$

Как видно из (8), значения корреляционного интеграла сравниваются с пороговым значением,

зависящим от значения межканальной интерференции. Этот же алгоритм можно переписать по-другому:

$$\int_0^T [z(t) - \mu s_{-}^{(i)}(t)] s_{\nu}^{(l)}(t) dt \underset{C_{\nu}^{(2)}}{\overset{C_{\nu}^{(1)}}{>}} 0. \quad (9)$$

В алгоритме (9) в подынтегральном выражении из принимаемого анализируемого процесса вычитается результат межканальной интерференции, вызванный сигналами, передаваемыми на частотах, предшествующих n -й поднесущей частоте. Заметим, если не учитывать эту интерференцию, алгоритм (6) преобразуется в известный [17, 18] алгоритм поэлементного когерентного приема. Компенсация межканальной интерференции, значение которой входит в (9), возможна только при условии, что все символы канального алфавита, переданные на поднесущих частотах, предшествующих ν -й поднесущей частоте, приняты правильно. При ошибочно принятых символах значение межканальной интерференции будет возрастать, что должно привести к снижению помехоустойчивости приема. Однако при больших отношениях сигнал/шум, при которых справедлив переход от (6) к (7), указанный алгоритм приема с обратной связью по решению должен обеспечивать высокую достоверность обработки сигналов.

Реализация алгоритмов (7)–(9) предполагает, что на частотах, предшествующих ν -й поднесущей частоте, приняты сигналы и имеются оценки символов канального алфавита. Разумеется, одномоментно (в момент $t=T$ в результате обработки на интервале $t \in [0, T]$) получить такие оценки не представляется возможным. В связи с этим при приеме многочастотных SEFDM-сигналов необходимо предусмотреть итерационную процедуру формирования решения.

Итерационная процедура реализации алгоритма поэлементного приема с обратной связью по решению. Для удобства представления итерационной процедуры перепишем алгоритм (8) с учетом (4), (5) в следующей форме:

$$C_{\nu}^{(l)} \int_0^T z(t) e^{j\omega_{\nu} t} dt \underset{C_{\nu}^{(2)}}{\overset{C_{\nu}^{(1)}}{>}} \Lambda_{\nu}, \quad (10)$$

где $\Lambda_{\nu} = \mu C_{\nu}^{(l)} \int_0^T e^{j\omega_{\nu} t} \sum_{m=0}^{V-1} \bar{C}_m^{(r)} e^{j\omega_m t} dt$ – порог.

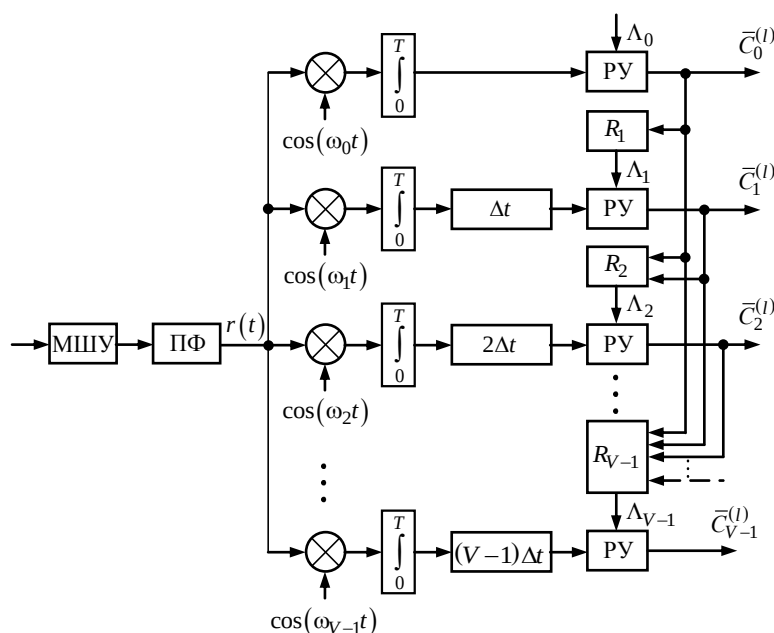


Рис. 2. Структурная схема демодулятора многочастотных неортогональных сигналов

Fig. 2. Block diagram of the demodulator of multicarrier non-orthogonal signals

В определение порога входят оценки $\bar{C}_v^{(r)}$ принятых символов, переданных сигналами на частотах, предшествующих v -й поднесущей частоте. В связи с этим целесообразна следующая итерационная процедура. На первом шаге принимается сигнал на крайней поднесущей частоте ω_0 без использования обратной связи (алгоритм (9), $\Lambda_0 = 0$). На следующем шаге принимается сигнал на поднесущей частоте ω_1 , причем при формировании порога принятия решения учитывается оценка символа, принятого на предыдущем шаге. На третьем шаге учитываются оценки символов, принятых на первом и втором шагах. Эта процедура продолжается до V -го шага, когда выносится решение о символах, принятых на поднесущей частоте ω_{V-1} .

Структурная схема многочастотного корреляционного приемника с обратной связью по решению показана на рис. 2. Анализируемый процесс поступает на вход маломощного усилителя МШУ и через полосовой фильтр ПФ на V корреляторов. Полоса прозрачности этого фильтра выбирается исходя из полосы занимаемых частот принимаемых многочастотных сигналов, энергетические спектры которых представлены на рис. 1. Частоты генераторов колебаний в корреляторах соответствуют частотам поднесущих каналов многочастотных сигналов. На рис. 2 не показаны устройства выделения фазы

колебаний и тактовой частоты, поскольку они не отличаются от известных [17]. Выходы интеграторов соединены с решающими устройствами РУ. Причем начиная с коррелятора, настроенного на частоту ω_1 , выходы интеграторов соединены с РУ через элементы задержки на время $v\Delta t$ ($v = 1, 2, \dots, V-1$). Интервал времени Δt целесообразно выбирать исходя из возможностей быстрого действия работы демодулятора сигналов, скорости передачи символов канального алфавита и методов цифровой реализации алгоритма (9). При использовании на приеме перехода от параллельных пакетов данных к последовательному потоку, что характерно, например, для классических OFDM-сигналов, величина $\Delta t = T/V$. Тогда обработка всего пакета данных с V поднесущих частот произойдет за время T . Однако при наличии резерва по быстродействию демодулятора сигналов возможно использование, например, величины $\Delta t = 0.01T/V$. В этом случае время обработки всего пакета данных составит примерно $0.01T$.

Элементы оперативной памяти R_v ($v = 1, 2, \dots, V-1$) содержат наборы значений коэффициентов корреляции сигналов, передаваемых на поднесущих частотах, в соответствии с правой частью (9). Размеры наборов этих значений для разных v различны.

Значение порога Λ_V зависит от решений о символах, передаваемых на частотах, предшествующих v -й поднесущей частоте. Как видно из рис. 2, на значение Λ_V при приеме сигнала на поднесущей частоте ω_{V-1} влияют оценки решений о $V-1$ принятом символе на интервале времени $t \in [0; T]$. Таким образом, на выходах демодулятора с обратной связью по решению на интервале времени $t \in [T; 2T]$ будут формироваться оценки $\bar{C}_V^{(r)}$ принятых символов.

Анализ вычислительной сложности алгоритма приема. Под вычислительной сложностью алгоритма приема с обратной связью по решению будем понимать количество вычислительных ресурсов (быстродействие, вычислительное время и объем памяти), необходимых для его выполнения. Важной составляющей алгоритма является пространственная сложность, определяемая как количество элементов памяти, которые должны быть зарезервированы для выполнения процедуры обработки сигналов. Временная сложность зависит от количества арифметических операций (сложения, умножения, округления, сравнения и т. п.), выполняемых при реализации последовательной пошаговой процедуры анализа принимаемых сигналов.

Алгоритм поэлементного когерентного приема [18] без учета межканальной интерференции от сигналов, передаваемых на других поднесущих частотах, имеет самую низкую вычислительную сложность. При приеме сигналов на каждой поднесущей частоте алгоритм требует одного и того же набора арифметических операций, включая

операции умножения и сравнения. Следовательно, сложность этого алгоритма пропорциональна количеству сигналов (поднесущих частот). Обозначим эту сложность при приеме SEFDM-сигнала с V -поднесущими как $O(V)$.

При использовании алгоритма приема пакетов сообщений «в целом» количество арифметических операций зависит от количества поднесущих частот экспоненциально. При объеме символов канального алфавита $M = 2$ вычислительная сложность таких алгоритмов составляет $O(2^V)$.

Рассмотрим вычислительную сложность алгоритма (9) приема с обратной связью по решению. В простейшем случае, когда при приеме сигнала на v -й поднесущей частоте учитывается оценка символа, принятого лишь на предыдущем шаге, необходимо реализовать дополнительно одну операцию умножения и одну операцию вычитания. В этом случае вычислительная сложность алгоритма с обратной связью по решению определяется как $O(2V)$. При учете всех предыдущих решений (рис. 2) сложность алгоритма с обратной связью по решению составляет $O((V-1)V)$.

На рис. 3 приведены зависимости вычислительной сложности C_p алгоритмов приема SEFDM-сигналов от количества поднесущих частот V . Из анализа зависимостей на рис. 3 видно, что при увеличении числа поднесущих частот вычислительная сложность алгоритма приема с обратной связью по решению при учете зависимости от сигналов на одной предыдущей поднесущей частоте увеличивается по линейному закону. Такая же зависимость характерна для алгоритма поэлементного когерентного приема

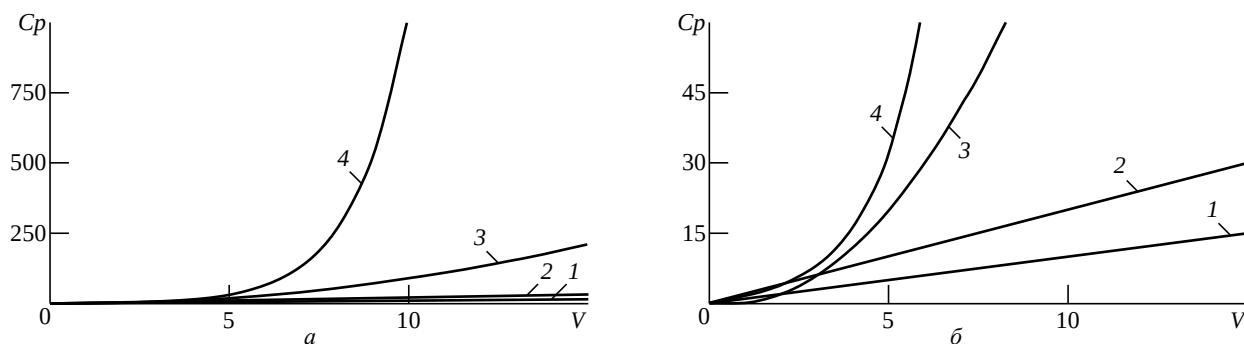


Рис. 3. Вычислительная сложность алгоритмов: a – зависимость вычислительной сложности от количества поднесущих частот; b – начальный участок зависимости в увеличенном масштабе
(1 – алгоритм поэлементного когерентного приема $O(V)$; 2 – алгоритм с обратной связью по решению $O(2V)$; 3 – алгоритм с обратной связью по решению для общего случая $O[(V-1)V]$; 4 – алгоритм приема «в целом» $O(2^V)$)

Fig. 3. Computational complexity of the algorithms: a – dependence of the computational complexity on the number of subcarriers; b – the initial section of the dependence on an enlarged scale
(1 – algorithm of element-by-element coherent receiving $O(V)$; 2 – algorithm with feedback by decision $O(2V)$; 3 – algorithm with feedback by decision for the general case $O[(V-1)V]$; 4 – «on the whole» receiving algorithm $O(2^V)$)

без учета межканальной интерференции от сигналов, передаваемых на других поднесущих частотах. В общем случае зависимость вычислительной сложности от числа поднесущих частот для алгоритма с обратной связью по решению имеет квадратичный вид. Тем не менее вычислительная сложность алгоритма с обратной связью оказывается значительно меньшей, чем при использовании алгоритма приема «в целом», например, при $V=10$ для простейшего случая приема с обратной связью сложность возрастает в 50 раз.

Результаты имитационного моделирования. Целью имитационного моделирования являлась оценка помехоустойчивости приема многочастотных сигналов с неортогональным разносом частот при использовании алгоритма (9) с обратной связью по решению. Имитационная модель построена в среде MatLab. Параметры моделирования выбраны следующие:

- тип модуляции на каждой поднесущей частоте BPSK;
- количество поднесущих $V=128$;
- нормированный частотный разнос соседних поднесущих $\alpha=0.6; 0.7; 0.8; 0.9$ и 1.0 ;
- количество передаваемых символов канального алфавита 10^4 .

В процессе имитационного моделирования были сформированы многочастотные неортогональные сигналы и получены их энергетические спектры. На рис. 4 в качестве примера представлен нормированный энергетический спектр $|S(f)|^2/|S(0)|^2$ анализируемого многочастотного SEFDM-сигнала при $\alpha=0.5$. На этом же рисунке для сравнения приведен нормированный спектр OFDM-сигнала. Из сравнения спектров видно, что ширина занимаемой полосы частот SEFDM-сигналов при $\alpha=0.5$, как и следовало ожидать, уменьшается в 2 раза при сравнении с шириной полосы OFDM-сигнала.

Помехоустойчивость приема охарактеризована двумя зависимостями. Во-первых, получены зависимости вероятности ошибок на бит (Bit Error Rate – BER) при приеме SEFDM-сигналов и использовании алгоритма с обратной связью в зависимости от отношения сигнал/шум E_b/N_0

$$(E_b = \int_0^T [s_v^{(r)}(t)]^2 dt \text{ – энергия полезного сигнала})$$

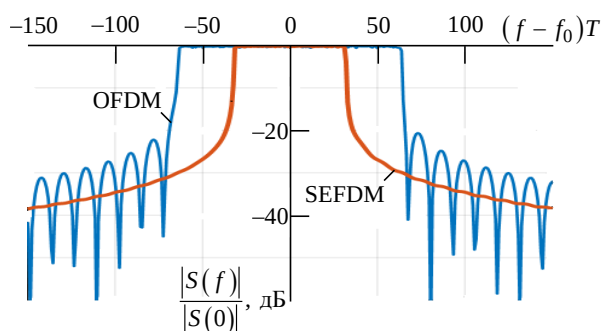


Рис. 4. Энергетические спектры OFDM-сигнала и SEFDM-сигнала при $\alpha=0.5$

Fig. 4. Energy spectrum for OFDM signal and SEFDM signal at $\alpha=0.5$

на v -й поднесущей частоте) при $\alpha=0.6; 0.7; 0.8; 0.9$ и 1.0 . Во-вторых, получены зависимости BER от E_b/N_0 с учетом при формировании порога различного количества принятых ранее сигналов, передаваемых на поднесущих частотах, предшествующих v -й частоте. При этом нормированный частотный разнос α установлен равным 0.4 .

Рассмотрим зависимости BER от отношения сигнал/шум при использовании алгоритма приема с обратной связью по решению (рис. 5, а) и при использовании классического алгоритма поэтапного приема без обратной связи (рис. 5, б) (порог Λ_v в (10) равен нулю). При моделировании алгоритма с обратной связью (10) ее глубина при приеме сигналов на поднесущей частоте ω_v была выбрана таким образом, чтобы при формировании порога Λ_v учитывались оценки решений о принятом символе лишь на поднесущей частоте ω_{v-1} на интервале времени $t \in [0; T]$. Такой выбор глубины обратной связи по решению был не случаен, поскольку выбор нормированного частотного разнеса соседних поднесущих $\alpha=0.6; 0.7; 0.8; 0.9$ и 1.0 (см. рис. 1) предполагал наличие существенной межканальной интерференции лишь между сигналами, передаваемыми на соседних поднесущих частотах.

Из анализа зависимостей на рис. 5, а следует, что энергетические потери при приеме SEFDM-сигналов по отношению к приему OFDM-сигналов составляют не более 5 дБ в области значений вероятности ошибок $BER=10^{-5}$.

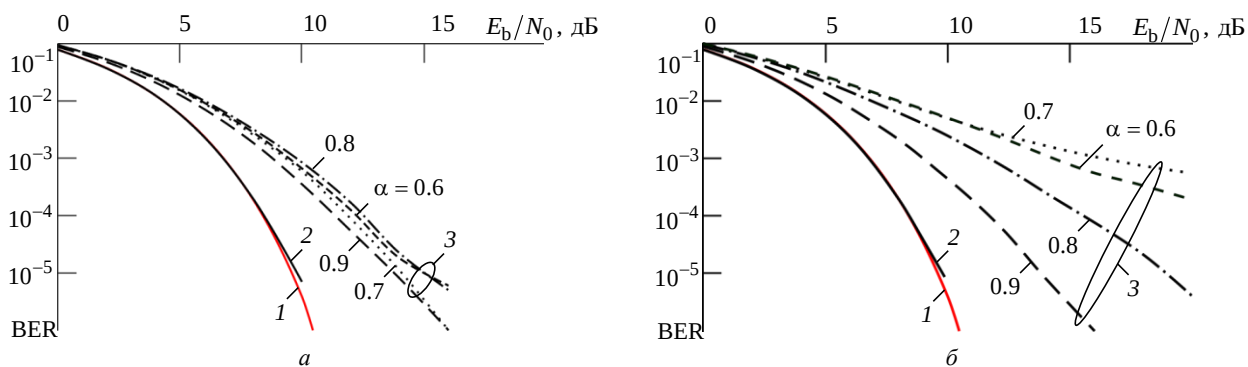


Рис. 5. Зависимость вероятности ошибки на бит от отношения сигнал/шум:

a – алгоритм приема с обратной связью по решению; *б* – алгоритм поэлементного приема без обратной связи ($\Lambda_v = 0$)
(1 – теоретический расчет; 2 – OFDM-сигнал (моделирование); 3 – SEFDM-сигналы при различных значениях α (моделирование))

Fig. 5. Bit error probability vs signal-to-noise ratio:

a – receiving algorithm with feedback by decision; *б* – algorithm of element-by-element receiving without feedback ($\Lambda_v = 0$)
(1 – theoretical calculation; 2 – OFDM signal (simulation); 3 – SEFDM signals at different values of α (simulation))

На этом же рисунке с целью верификации результатов моделирования приведена теоретическая зависимость BER от отношения сигнал/шум для приема OFDM-сигналов. Результаты моделирования и теории (рис. 5, *a*, 1 и 2) показывают, что среднеквадратические погрешности моделирования не превосходят 0.5 %.

Сравним эффективность алгоритма с обратной связью по решению (рис. 5, *a*) и классического алгоритма когерентного поэлементного приема (рис. 5, *б*). Из анализа зависимостей на этих рисунках видно, что помехоустойчивость приема SEFDM-сигналов по алгоритму (10) значительно выше, чем при использовании алгоритма приема, не учитывающего межканальную интерференцию (рис. 5, *б*): энергетический выигрыш для SEFDM-сигналов при $\alpha = 0.8$ для $BER = 10^{-5}$ составляет около 3 дБ.

Рассмотрим выигрыш в вероятности ошибки на бит при учете различного количества принятых ранее сигналов. Количество поднесущих установлено равным $V = 32$. Выберем значение частотного разнеса между поднесущими частотами $\alpha = 0.4$, что создает существенную межканальную интерференцию между сигналами, передаваемыми на поднесущих частотах на интервале времени $t \in [0; T]$. На рис. 6 приведены зависимости BER от E_b/N_0 при различном числе учитываемых при формировании порога Λ_v решений о принятых сигналах, передаваемых на частотах, предшествующих v -й поднесущей частоте: на одной поднесущей частоте ω_{v-1} (кривая 2); на двух поднесущих частотах ω_{v-1} и ω_{v-2} (кривая 3);

на трех поднесущих частотах ω_{v-1} , ω_{v-2} и ω_{v-3} (кривая 4) и на четырех поднесущих частотах ω_{v-1} , ω_{v-2} , ω_{v-3} и ω_{v-4} (кривая 5).

На этом же рисунке приведена зависимость BER от E_b/N_0 для алгоритма поэлементного приема, не использующего обратную связь по решению (кривая 1). Анализируя полученные результаты моделирования, можно сделать следующие выводы. Во-первых, с увеличением глубины обратной связи удастся снизить вероятность ошибок на бит более чем на порядок при

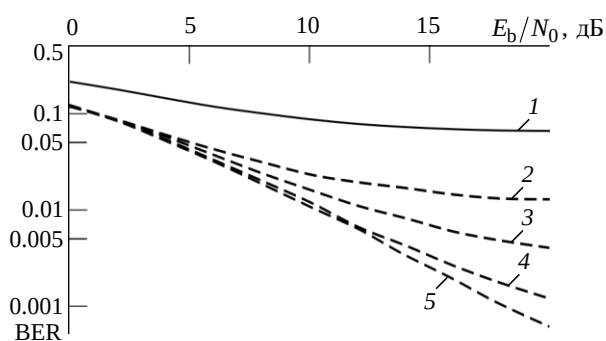


Рис. 6. Влияние решений о ранее принятых символах на отношение сигнал/шум при приеме очередного символа SEFDM-сигнала ($\alpha = 0.4$):

1 – прием без учета предыдущих решений; 2 – учет одного решения; 3 – учет двух решений; 4 – учет трех решений; 5 – учет четырех решений

Fig. 6. Influence of decisions about previously accepted symbols on the signal-to-noise ratio with receiving the next symbol of SEFDM signal ($\alpha = 0.4$):

1 – receiving without taking into account previous decisions; 2 – accounting of one decision; 3 – accounting of two decisions; 4 – accounting of three decisions; 5 – accounting of four decisions

$E_b/N_0 = 20$ дБ и переходе от формирования порога оценки решений о принятом символе от одной поднесущей частоты (рис. 6, 2) к четырем поднесущим частотам (рис. 6, 5). Во-вторых, в областях сигнал/шум $E_b/N_0 > 5$ дБ не наблюдается эффект группирования ошибочных решений, связанный с тем, что символы, принятые на участвующих в обратной связи поднесущих частотах, приняты с ошибкой. По-видимому, такое группирование ошибок возможно в области отношений сигнал/шум меньше 2...3 дБ.

Энергетический выигрыш

$$\Delta = (E_b/N_0)|_{\lambda=0} - (E_b/N_0)|_{\lambda>0},$$

который обеспечивает применение алгоритма приема с обратной связью по решению ($\lambda > 0$) по сравнению с использованием алгоритма приема, не учитывающего межканальную интерференцию ($\lambda = 0$), приведен в таблице. В ней показаны значения при заданной вероятности ошибочного приема на бит для различных разносов между поднесущими частотами. Как видно из таблицы, для вероятности ошибок $BER = 10^{-2}$ и 10^{-3} энергетические выигрыши достигают значений от 0.2 до 7.5 дБ.

Заключение. В статье предложен алгоритм когерентного поэлементного приема с обратной связью по решению для SEFDM-сигналов с неортогональным разносом частот. Особенностью алгоритма является использование при принятии решения о значении символа канального алфавита, передаваемого на v -й поднесущей частоте, реше-

Оценка энергетической эффективности применения алгоритмов поэлементного приема с обратной связью по решениям

Evaluation of the energy efficiency of the use of algorithms for element-by-element receiving with feedback on solutions

BER	α				
	1	0.9	0.8	0.7	0.6
	Δ , дБ				
10^{-2}	0	0.2	2.0	3.0	3.0
10^{-3}	0	0.5	3.0	5.5	7.5

ний о принятых символах, передаваемых на поднесущих частотах, обрабатываемых до текущей анализируемой частоты.

Показано, что предложенный алгоритм достаточно эффективен. Так, энергетический выигрыш, обеспечиваемый применением алгоритма приема с обратной связью по решению по сравнению с алгоритмом, не учитывающим межканальную интерференцию, оказываются весьма существенным. Для значений $BER = 10^{-2}$ и 10^{-3} энергетический выигрыш составляет от 0.2 до 7.5 дБ для различных значений неортогонального разноса поднесущих частот.

Показано, что вычислительная сложность при поэлементном приеме с обратной связью по решению оказывается значительно ниже, чем при приеме и обработке всего пакета сообщений.

Предложенный алгоритм приема может быть использован в системах мобильной связи новых поколений, в которых требуются высокие скорости передачи. Снижение вычислительной сложности алгоритма позволяет уменьшить энергопотребление мобильных устройств.

Список литературы

1. Modulation formats and waveforms for 5G networks: Who will be the heir of OFDM?: An overview of alternative modulation schemes for improved spectral efficiency / P. Banelli, S. Buzzi, G. Colavolpe, A. Modenini, F. Rusek, A. Ugolini // IEEE Signal Processing Magazine. 2014. Vol. 31, iss. 6. P. 80–93. doi: 10.1109/MSP.2014.2337391
2. Макаров С. Б., Рашич А. В. Метод формирования спектрально-эффективных OFDM-сигналов на основе неортогональных базисных функций // Науч.-техн. ведомости Санкт-Петербургского государственного политехнического ун-та. Информатика. Телекоммуникации. Управление. 2009. № 2. С. 94–98.
3. Гельгор А. Л., Горлов А. И., Нгуен В. Ф. Повышение спектральной и энергетической эффективности сигналов SEFDM путем использования оптимальных импульсов в качестве формы спектров поднесущих // Радиотехника. 2018. № 1. С. 49–56.
4. Шалагин С. В. Распределенное вычисление быстрого преобразования Фурье в архитектуре FPGA // Вестн. технологического ун-та. 2019. Т. 22, № 2. С. 155–158.
5. Rashich V. O., Rashich A. V. Asymptotically optimal algorithm for OFDM-signal reception under AWGN and OFDM interference shifted in frequency // IEEE Intern. Black Sea Conf. on Communications and Networking (BlackSeaCom), Constanta, Romania, 18–21 May 2015. Piscataway: IEEE, 2015. P. 5–8. doi: 10.1109/BlackSeaCom.2015.7185075
6. Spectrally Efficient FDM Signals: Bandwidth Gain at the Expense of Receiver Complexity / I. Kanaras, A. Chorti, M. R. D. Rodrigues, I. Darwazeh // IEEE Intern. Conf. on Communications (ICC 2009), Dresden, Germany, 14–18 June 2009. Piscataway: IEEE, 2009. INSPEC Acc. № 10815423. P. 1–6. doi: 10.1109/ICC.2009.5199477
7. Darwazeh I., Ghannam H., Xu T. The first 15 years of SEFDM: A brief survey // 11th Intern. Symp. on Commu-

nication Systems, Networks & Digital Signal Processing (CSNDSP), Budapest, Hungary, 18–20 July 2018. Piscataway: IEEE, 2018. INSPEC Acc. № 18130860. P. 1–7. doi: 10.1109/CSNDSP.2018.8471886

8. Zavjalov S. V., Volvenko S. V., Makarov S. B. A method for increasing the spectral and energy efficiency SEFDM signals // IEEE Communications Lett. 2016. Vol. 20, № 12. P. 2382–2385. doi: 10.1109/LCOMM.2016.2607742

9. Гельгор А. Л., Горлов А. И., Нгуен В. Ф. Повышение эффективности сигналов SEFDM путем использования RRC-импульсов в качестве формы спектра поднесущих // DSPA: Вопр. применения цифровой обработки сигналов. 2017. Т. 7, № 1. С. 34–39.

10. Gelgor A., Gorlov A., Nguyen V. P. Performance analysis of SEFDM with optimal subcarriers spectrum shapes // IEEE Intern. Black Sea Conf. on Communications and Networking (BlackSeaCom), Istanbul, Turkey, 5–8 June 2017. Piscataway: IEEE, 2017. INSPEC Acc. № 17559180. P. 1–5. doi: 10.1109/BlackSeaCom.2017.8277680

11. Кислицын А. Б., Рашич А. В. Формирование и прием спектрально-эффективных многочастотных сигналов с неортогональным частотным уплотнением на основе БПФ/ОБПФ уменьшенной размерности // Электромагнитные волны и электронные системы. 2014. Т. 19, № 7. С. 46–53.

12. Kislitsyn A. B., Rashich A. V., Tan N. N. Generation of SEFDM-signals using FFT/IFFT // Intern. Conf. on Next Generation Wired/Wireless Networking. Cham: Springer, 2014. P. 488–501.

13. Isam S., Darwazeh I. Simple DSP-IDFT techniques for generating spectrally efficient FDM signals // 7th Intern. Symp. on Communication Systems, Networks & Dig-

ital Signal Processing (CSNDSP 2010), Newcastle Upon Tyne, UK, 21–23 July 2010. Piscataway: IEEE, 2010. P. 20–24. doi: 10.1109/CSNDSP16145.2010.5580468

14. Ahmed S., Darwazeh I. Inverse discrete Fourier transform-discrete Fourier transform techniques for generating and receiving spectrally efficient frequency division multiplexing signals // American J. of Engineering and Applied Sciences. 2011. Vol. 4, № 4. P. 598–606.

15. Analysis of Sub-optimum detection techniques for a bandwidth efficient multi-carrier communication system / I. Kanaras, A. Chorti, M. R. D. Rodrigues, I. Darwazeh // Proc. of the Cranfield Multi-Strand Conf., Cranfield, UK, 6–7 May 2008. Cranfield: Cranfield University, 2008. P. 505–510.

16. A New quasi-optimal detection algorithm for a non orthogonal spectrally efficient FDM / I. Kanaras, A. Chorti, M. R. D. Rodrigues, I. Darwazeh // 9th Intern. Symp. on Communications and Information Technology, Icheon, Korea (South), 28–30 Sept. 2009. Piscataway: IEEE, 2009. INSPEC Acc. № 10999975. P. 460–465. doi: 10.1109/ISCIT.2009.5341206

17. Макаров С. Б., Завьялов С. В. Повышение помехоустойчивости когерентного приема неортогональных многочастотных сигналов // Науч.-техн. ведомости Санкт-Петербургского государственного политехнического ун-та. Информатика. Телекоммуникации. Управление. 2014. № 2. С. 45–54.

18. Zavjalov S. V., Makarov S. B., Volvenko S. V. Non-linear coherent detection algorithms of nonorthogonal multifrequency signals // Intern. Conf. on Next Generation Wired/Wireless Networking, St Petersburg, Russia, 27–29 Aug. 2014. Cham: Springer, 2014. P. 703–713. doi: 10.1007/978-3-319-10353-2_66

Информация об авторах

Макаров Сергей Борисович – доктор технических наук (1991), профессор (1994) Высшей школы прикладной физики и космических технологий Санкт-Петербургского политехнического университета (СПбПУ) Петра Великого. Автор более 150 научных работ. Сфера научных интересов – цифровая обработка сигналов, спектрально-эффективные сигналы, 5G.

Адрес: СПбПУ Петра Великого, ул. Политехническая, д. 29, Санкт-Петербург, 195251, Россия

E-mail: makarov@cee.spbstu.ru

<https://orcid.org/0000-0001-7006-9634>

Завьялов Сергей Викторович – кандидат технических наук (2015), доцент (2020) Высшей школы прикладной физики и космических технологий СПбПУ Петра Великого. Автор более 80 научных работ. Сфера научных интересов – цифровая обработка сигналов, спектрально-эффективные сигналы, 5G.

Адрес: СПбПУ Петра Великого, ул. Политехническая, д. 29, Санкт-Петербург, 195251, Россия

E-mail: zavjalov_sv@spbstu.ru

<https://orcid.org/0000-0003-3398-3616>

Нгуен Дак Кы – аспирант Университета транспорта и коммуникаций (Ханой, Вьетнам). Автор 10 научных работ. Сфера научных интересов – цифровая обработка сигналов, спектрально-эффективные сигналы, 5G.

Адрес: Университет транспорта и коммуникаций, ул. Кау Гиай, д. 3, р-н Донг Да, Ханой, Вьетнам

E-mail: daccu91.spb@gmail.com

<https://orcid.org/0000-0002-6395-9492>

Овсянникова Анна Сергеевна – аспирантка Высшей школы прикладной физики и космических технологий СПбПУ Петра Великого. Автор 38 научных работ. Сфера научных интересов – цифровая обработка сигналов, спектрально-эффективные сигналы, 5G.

Адрес: СПбПУ Петра Великого, ул. Политехническая, д. 29, Санкт-Петербург, 195251, Россия

E-mail: ovsyannikova_as@spbstu.ru

<https://orcid.org/0000-0002-3401-2718>

References

1. Banelli P., Buzzi S., Colavolpe G., Modenini A., Rusek F., Ugolini A. Modulation formats and waveforms for 5G networks: Who will be the heir of OFDM?: An overview of alternative modulation schemes for improved spectral efficiency. *IEEE Signal Processing Magazine*. 2014, vol. 31, iss. 6, pp. 80–93. doi: 10.1109/MSP.2014.2337391
2. Makarov S. B., Rashich A. V. Method of forming spectral-effective OFDM signals based on non-orthogonal basis functions. *Scientific and Technical Bulletin of the St Petersburg State Polytechnic University. Computer science. Telecommunications. Management*. 2009, no. 2, pp. 94–98.
3. Gelgor A. L., Gorlov A. I., Nguyen Van. Phelmping bandwidth and energy efficiencies of sefdm-signals by introducing optimal subcarriers spectrum shapes. *Radio engineering*. 2018, no. 1, pp. 49–56.
4. Shalagin S. V. Distributed computing of fast fourier transform in the fpga architecture. *Vestn. tehnologicheskogo un-ta*. 2019, vol. 22, no. 2, pp. 155–158.
5. Rashich V. O., Rashich A. V. Asymptotically optimal algorithm for OFDM-signal reception under AWGN and OFDM interference shifted in frequency. *IEEE Intern. Black Sea Conf. on Communications and Networking (BlackSeaCom)*. 18–21 May 2015, Constanta, Romania. Piscataway, IEEE, 2015, pp. 5–8. doi: 10.1109/BlackSeaCom.2015.7185075
6. Kanaras I., Chorti A., Rodrigues M. R. D., Darwazeh I. Spectrally Efficient FDM Signals: Bandwidth Gain at the Expense of Receiver Complexity. *IEEE Intern. Conf. on Communications (ICC 2009)*. 14–18 June 2009, Dresden, Germany. Piscataway, IEEE, 2009. INSPEC acc. no. 10815423, pp. 1–6. doi: 10.1109/ICC.2009.5199477
7. Darwazeh I., Ghannam H., Xu T. The first 15 years of SEFDM: A brief survey. *11th Intern. Symp. on Communication Systems, Networks & Digital Signal Processing (CSNDSP)*. 18–20 July 2018, Budapest, Hungary. Piscataway, IEEE, 2018. INSPEC acc. no. 18130860, pp. 1–7. doi: 10.1109/CSNDSP.2018.8471886
8. Zavjalov S. V., Volvenko S. V., Makarov S. B. A method for increasing the spectral and energy efficiency SEFDM signals. *IEEE Communications Lett.* 2016, vol. 20, no. 12, pp. 2382–2385. doi: 10.1109/LCOMM.2016.2607742
9. Gelgor A. L., Gorlov A. I., Van Nguyen Phe. Improvement of SEFDM spectral and energy efficiency by replacing spectral SINC-pulse by RRC-pulses. *DSPA: Issues of digital signal processing application*. 2017, vol. 7, no. 1, pp. 34–39.
10. Gelgor A., Gorlov A., Nguyen V. P. Performance analysis of SEFDM with optimal subcarriers spectrum shapes. *IEEE Intern. Black Sea Conf. on Communications and Networking (BlackSeaCom)*. 5–8 June, 2017, Istanbul, Turkey. Piscataway, IEEE, 2017. INSPEC acc. no. 17559180. P. 1–5. doi: 10.1109/BlackSeaCom.2017.8277680
11. Kislitsyn A. B., Rashich A. V. Generation and reception of SEFDM-signals based on reduced size FFT/IFFT. *Electromagnetic waves and electronic systems*. 2014, vol. 19, no. 7, pp. 46–53.
12. Kislitsyn A. B., Rashich A. V., Tan N. N. Generation of SEFDM-signals using FFT/IFFT. *Intern. Conf. on Next Generation Wired/Wireless Networking*. Cham, Springer, 2014, pp. 488–501.
13. Isam S., Darwazeh I. Simple DSP-IDFT techniques for generating spectrally efficient FDM signals. *7th Intern. Symp. on Communication Systems, Networks & Digital Signal Processing (CSNDSP 2010)*. 21–23 July 2010, Newcastle Upon Tyne, UK. Piscataway, IEEE, 2010, pp. 20–24. doi: 10.1109/CSNDSP16145.2010.5580468
14. Ahmed S., Darwazeh I. Inverse discrete Fourier transform-discrete Fourier transform techniques for generating and receiving spectrally efficient frequency division multiplexing signals. *American J. of Engineering and Applied Sciences*. 2011, vol. 4, no. 4, pp. 598–606.
15. Kanaras I., Chorti A., Rodrigues M. R. D., Darwazeh I. Analysis of Sub-optimum detection techniques for a bandwidth efficient multi-carrier communication system. *Proc. of the Cranfield Multi-Strand Conf.* 6–7 May 2008, Cranfield, UK. Cranfield, Cranfield University, 2008, pp. 505–510.
16. Kanaras I., Chorti A., Rodrigues M. R. D., Darwazeh I. A New quasi-optimal detection algorithm for a non orthogonal spectrally efficient FDM. *9th Intern. Symp. on Communications and Information Technology*. 28–30 Sept. 2009, Icheon, Korea (South). Piscataway, IEEE, 2009, INSPEC acc. no. 10999975, pp. 460–465. doi: 10.1109/ISCIT.2009.5341206
17. Makarov S. B., Zavjalov S. V. Improving ber performance for coherent detection of nonorthogonal multifrequency signals. *Scientific and Technical Bulletin of the St Petersburg State Polytechnic University. Computer science. Telecommunications. Management*. 2014, no. 2, pp. 45–54.
18. Zavjalov S. V., Makarov S. B., Volvenko S. V. Non-linear coherent detection algorithms of nonorthogonal multifrequency signals. *Intern. Conf. on Next Generation Wired/Wireless Networking*. 27–29 Aug. 2014, St Petersburg, Russia. Cham, Springer, 2014, pp. 703–713. doi: 10.1007/978-3-319-10353-2_66

Information about the authors

Sergey B. Makarov, Dr Sci. (Eng.) (1991), Professor (1994) of the Higher school of applied physics and space technologies of Peter the Great St Petersburg Polytechnic University (SPbPU). The author of more than 150 scientific publications. Area of expertise: digital signal processing, spectrally efficient signals, 5G.

Address: Peter the Great St Petersburg Polytechnic University (SPbPU), 29 Polytechnicheskaya St., St Petersburg 195251, Russia

E-mail: makarov@cee.spbstu.ru

<https://orcid.org/0000-0001-7006-9634>

Sergey V. Zavjalov, Cand. Sci. (Eng.) (2015), Associate Professor (2020) of the Higher school of applied physics and space technologies of Peter the Great St Petersburg Polytechnic University (SPbPU). The author of more than 80 scientific publications. Area of expertise: digital signal processing, spectrally efficient signals, 5G.

Address: Peter the Great St Petersburg Polytechnic University (SPbPU), 29 Polytechnicheskaya St., St Petersburg 195251, Russia

E-mail: zavjalov_sv@spbstu.ru

<https://orcid.org/0000-0003-3398-3616>

Dac Cu Nguyen, post-graduate student of the University of Transport and Communications. The author of 10 scientific publications. Area of expertise: digital signal processing, spectrally efficient signals, 5G.

Address: University of Transport and Communications, 3 Cau Giay St., Dong Da District, Hanoi, Vietnam

E-mail: daccu91.spb@gmail.com

<https://orcid.org/0000-0002-6395-9492>

Anna S. Ovsyannikova, post-graduate student of the Higher school of applied physics and space technologies of Peter the Great St Petersburg Polytechnic University (SPbPU). The author of 38 scientific publications. Area of expertise: digital signal processing, spectrally efficient signals, 5G.

Address: Peter the Great St Petersburg Polytechnic University (SPbPU), 29 Polytechnicheskaya St., St Petersburg 195251, Russia

E-mail: ovsyannikova_as@spbstu.ru

<https://orcid.org/0000-0002-3401-2718>

Электродинамика, микроволновая техника, антенны

УДК 621.396.67.012.12

Оригинальная статья

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2021-24-5-36-49>

Антенная решетка на основе резонаторов Фабри–Перо с механоэлектрическим сканированием

Е. А. Литинская✉, С. В. Поленга, Ю. П. Саломатов

Сибирский федеральный университет, Красноярск, Россия

✉ ylitinskaya@gmail.com

Аннотация

Введение. Организация сетей спутниковой связи на мобильных объектах в труднодоступных, удаленных местностях является актуальной задачей в рамках развития информационной связанности территорий РФ. Для организации спутниковой связи на транспортных средствах необходимы низкопрофильные эффективные антенные системы (АС) с сохранением характеристик направленности в широком секторе углов сканирования.

Цель работы. Исследование АР на основе резонатора Фабри–Перо с механоэлектрическим сканированием, а также оценка коэффициента усиления и направленности решетки при различных углах сканирования.

Материалы и методы. Численные исследования проведены методом конечных элементов (FEM – finite element method) и методом конечных разностей во временной области (FDTD), а также методами постобработки результатов.

Результаты. Проведено моделирование подрешетки на основе резонатора Фабри–Перо для АР с механоэлектрическим сканированием. Установлено, что коэффициент усиления (КУ) подрешетки на основе резонатора Фабри–Перо составляет не менее 32.5 дБ в полосе частот от 11.9 до 12.5 ГГц, а апертурный коэффициент использования поверхности (КИП) – не менее 0.65. В ходе исследования разработана и изготовлена АР на основе резонатора Фабри–Перо с механоэлектрическим сканированием. Характеристики АР на основе резонатора Фабри–Перо, полученные электродинамическим моделированием, совпадают с характеристиками, найденными экспериментальным путем. Деграция КУ АР на основе резонаторов Фабри–Перо составляет не более 2.5 дБ в секторе углов сканирования 0...70°. Отмечены преимущества использования антенных элементов на основе резонатора Фабри–Перо и построения на их основе мобильных спутниковых АС с широкоугольным сканированием.

Заключение. Применение в качестве излучателя резонатора Фабри–Перо и построение на его основе АР с механоэлектрическим сканированием позволяет достичь апертурного КИП антенны не менее 0.5 и деграции КУ в секторе углов 0...70° не более 2.5 дБ в полосе частот 11.9...12.5 ГГц.

Ключевые слова: сканирующая антенная решетка, резонатор Фабри–Перо, частотно-селективная поверхность, спутниковая связь

Для цитирования: Литинская Е. А., Поленга С. В., Саломатов Ю. П. Антенная решетка на основе резонаторов Фабри–Перо с механоэлектрическим сканированием // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2021. Т. 24, № 5. С. 36–49. doi: 10.32603/1993-8985-2021-24-5-36-49

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Источник финансирования. Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 19-37-90003.

Статья поступила в редакцию 11.06.2021; принята к публикации после рецензирования 12.10.2021; опубликована онлайн 29.11.2021



Antenna Array Based on Fabry–Perot Cavity with Mechanoelectrical Beam Steering

Yelena A. Litinskaya✉, Stanislav V. Polenga, Yury P. Salomatov

Siberian Federal University, Krasnoyarsk, Russia

✉ ylitinskaya@gmail.com

Abstract

Introduction. Introduction. Low-profile effective antenna systems (AS) with maintained directional characteristics in a wide sector of scanning angles are required for satellite communication at mobile objects. This article investigates the directional characteristics of a subarray based on a Fabry–Perot cavity and an antenna array with mechanoelectrical beam steering.

Aim. To investigate a Fabry–Perot based antenna array with mechanoelectrical beam steering and to estimate its gain and directivity at different scanning angles.

Materials and methods. Computer simulations were carried out using the finite element method (FEM), finite difference time domain (FDTD) method and template based post-processing.

Results. A subarray based on a Fabry–Perot cavity for an antenna array with mechanoelectrical beam steering was simulated. The efficiency of the subarray comprised at least 65 % in the 11.9...12.5 GHz frequency band. An antenna array based on a Fabry–Perot cavity with mechanoelectrical beam steering was developed and investigated. The calculated characteristics of the developed antenna array agreed well with those obtained experimentally. The gain degradation did not exceed 2.5 dB in the 0...70° scanning angle range. The advantages of using antenna elements based on a Fabry–Perot cavity and developing on their basis mobile satellite antenna systems with wide-angle scanning are noted.

Conclusion. The use of a radiator based on a Fabry–Perot cavity and the development on it basis an antenna array with mechanoelectrical beam steering provides an antenna efficiency of no less than 0.5 with a gain degradation of no more than 2.5 dB in the scanning angle range 0...70° from 11.9 to 12.5 GHz.

Keywords: scanning antenna array, Fabry–Perot cavity, selective surface, satellite communication

For citation: Litinskaya Y. A., Polenga S. V., Salomatov Yu. P. Antenna Array Based on Fabry–Perot Cavity with Mechanoelectrical Beam Steering. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2021, vol. 24, no. 5, pp. 36–49. doi: 10.32603/1993-8985-2021-24-5-36-49

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

Source of financing. The reported study was funded by RFBR, project no. 19-37-90003.

Submitted 11.06.2021; accepted 12.10.2021; published online 29.11.2021

Введение. Развитие информационной связанности территорий страны является одним из приоритетных направлений научно-технологического развития РФ. Большая часть территории нашей страны находится в труднодоступных и удаленных местностях, где одним из доступных способов связи является спутниковая связь. Организация сетей спутниковой связи необходима не только на стационарных объектах, но и на мобильных (автомобиль, поезд, морское судно). Для непрерывных приема и передачи сигнала на космический аппарат (КА) как правило используют 2 типа антенных систем: зеркальные антенны (ЗА) с механическим типом сканирования или плоские фазированные

антенные решетки (ФАР) с электронным типом сканирования. Этим классическим сканирующим антеннам присущи недостатки, не позволяющие эффективно обеспечивать непрерывную спутниковую связь на мобильных объектах в труднодоступных, удаленных местностях, а также на северных территориях нашей страны. У ЗА – это большая ометаемая поверхность антенны и низкая скорость сканирования [1–3], у плоских ФАР с электронным сканированием – это ограниченный сектор углов сканирования (что не позволяет им функционировать на территориях с большой географической широтой) и дороговизна всей АР в целом [4–6].

Антенная решетка на основе резонаторов Фабри–Перо с механоэлектрическим сканированием
Antenna Array Based on Fabry–Perot Cavity with Mechanoelectrical Beam Steering

Исследования механоэлектрического метода сканирования и создание на его основе АС, обладающей малыми массогабаритными показателями и осуществляющей широкоугольное перемещение луча с сохранением направленных характеристик, показало перспективность использования данного метода в мобильных спутниковых терминалах, обеспечивающих широкоугольное непрерывное сканирование. Одним из возможных подходов к реализации механоэлектрического сканирования является разбиение плоской АР на механически вращаемые подрешетки с малыми размерами, управляемые фазовращателями [7]. Сканирование в угломестной плоскости осуществляется за счет одновременного изменения фазовых задержек и поворота подрешеток. Все подрешетки АР с механоэлектрическим типом сканирования располагаются на общем вращающемся основании, и так осуществляется сканирование в азимутальной области (рис. 1).

Разработанная [8] микрополосковая АР с механоэлектрическим типом сканирования не обладает достаточным коэффициентом усиления (КУ), позволяющим осуществлять прием и передачу сигнала непосредственно со спутника.

В данной статье в качестве антенного элемента для построения на его основе низкопрофильной эффективной АР с широкоугольным механоэлектрическим сканированием предлагается рассмотреть резонатор Фабри–Перо.

Резонатор Фабри–Перо широко применяется в оптике. В классическом виде он представляет 2 соосных, параллельно расположенных и обращенных друг к другу зеркала, между которыми может формироваться резонансная оптическая стоячая волна. Одно из зеркал, как правило, делают частично прозрачным для преимущественного вывода мощности в этом направлении. В последнее

время активно исследуется применение резонатора Фабри–Перо в радиочастотном диапазоне [9, 10].

Для существования резонанса в резонаторе Фабри–Перо необходимо, чтобы расстояние между двумя плоскими параллельными зеркалами соответствовало $\lambda/2 + n\lambda$, где n – натуральное число, включая 0; λ – длина волны. Однако в этом случае резонанс будет существовать только на одной частоте, т. е. вся система будет узкополосной. Для достижения условий резонанса в широкой полосе частот необходимо, чтобы один из отражателей (частично прозрачный) имел положительный наклон фазы отраженной волны. Подобное поведение фазовой характеристики позволяет компенсировать изменение резонансной длины волны и установить постоянную электрическую длину, соответствующую $\lambda/2$ между двумя рефлекторами. Один из методов создания частично отражающей поверхности (ЧОП) заключается в использовании частотно-селективной поверхности (ЧСП). Элемент ЧОП состоит из двух слоев полуволновых микрополосковых излучателей и слоя из диэлектрика ($\epsilon = 1.05$) между излучателями. Параметры элемента: $h_1 = 12.7$ мм, $w_2 = 9.5$ мм, w_1 – переменный параметр (рис. 2, а). Электродинамическое моделирование исследуемого элемента ЧОП проводилось в составе ячейке Флоке, что позволяет в дальнейшем уменьшить время полного волнового моделирования ЧОП и АР на ее основе.

Фаза отраженной волны данного элемента (рис. 2, в) имеет изгиб на резонансной частоте, таким образом обеспечивая положительный наклон в ограниченной полосе частот (12.8...13.2 ГГц), что позволяет достичь резонанса в некоторой полосе частот (рис. 2, б). На рисунке продемонстрированы кривые для трех значений w_1 излучателя, находящегося в первом слое.

Таким образом можно исследовать возможность создания излучающего элемента на основе двухслойной ЧСП, функционирующего в некоторой полосе частот при определенных геометрических размерах элемента.

Для сохранения минимального профиля антенной системы необходимо выбрать минимальное расстояние между зеркалами (ЧСП), соответствующее $\lambda/2$. Максимально достижимый КИП – также один из главных критериев при разработке

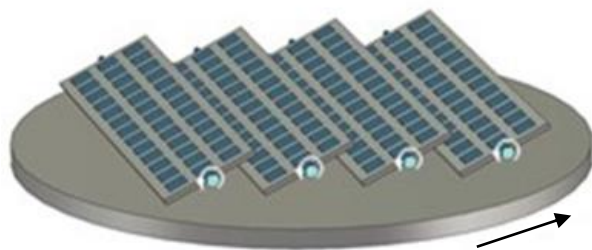


Рис. 1. Модель АР с механоэлектрическим типом сканирования

Fig. 1. An antenna array with mechano-electrical beam steering

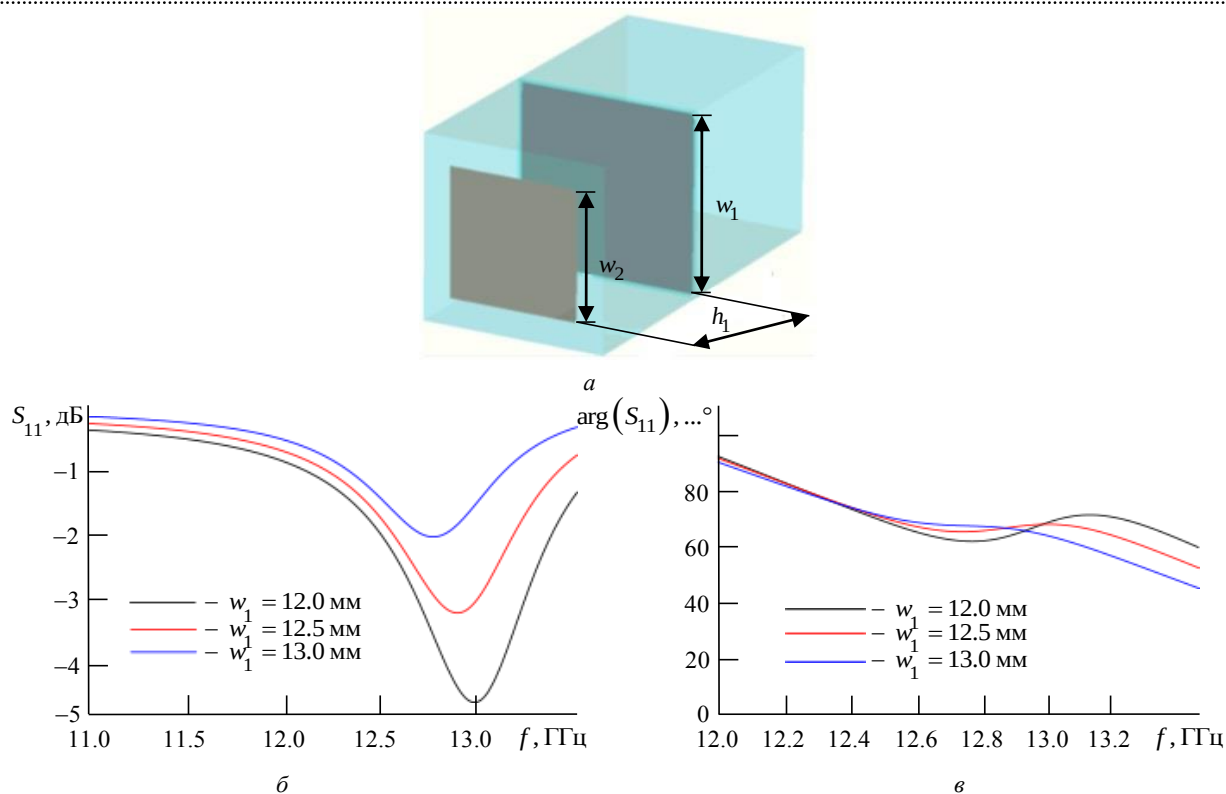


Рис. 2. Элемент частотно-селективной поверхности: a – единственный элемент; b – зависимость фазы отраженной волны единичного элемента от частоты; c – зависимость коэффициента отражения единичного элемента от частоты

Fig. 2. An element of the frequency-selective surface: a – single element; b – reflection wave phase of a single element versus frequency; c – reflection coefficient of a single element versus frequency

элемента, на основе которого будет исследована подрешетка АР с механоэлектрическим типом сканирования.

На первом этапе работы исследовался антенный элемент, модель которого показана на рис. 3, a . Размеры элемента на основе резонатора

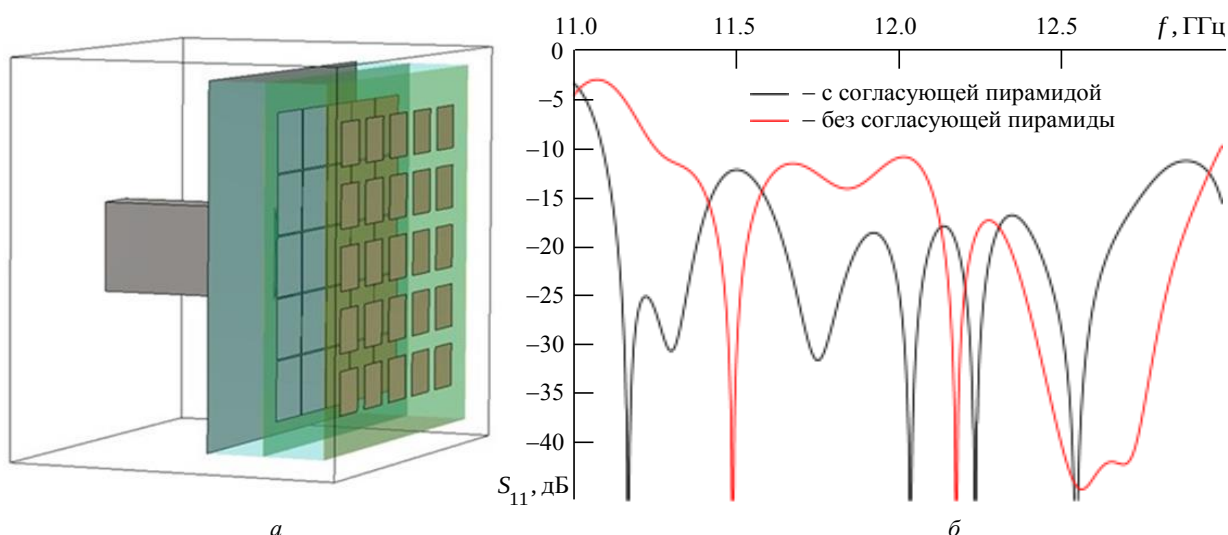


Рис. 3. Антенный элемент на основе резонатора Фабри–Перо: a – САПР-модель антенного элемента на основе резонатора Фабри–Перо; b – зависимость коэффициента отражения антенного элемента на основе резонатора Фабри–Перо от частоты

Fig. 3. An antenna element based on a Fabry–Perot cavity: a – modelled antenna element based on a Fabry–Perot cavity; b – reflection coefficient of the antenna element based on a Fabry–Perot cavity versus frequency

Фабри–Перо составляют $80 \times 80 \times 66$ мм. Открытый конец волновода использовался как возбуждатель для резонатора. Поскольку согласование является одним из важных критериев при проектировании резонатора Фабри–Перо, для этой цели и была использована диэлектрическая пирамида, выполненная из фторопласта ($\varepsilon = 2.1$), согласующая резонатор в широкой полосе частот. Зависимость коэффициента отражения резонатора Фабри–Перо от частоты в двух различных конфигурациях приведена на рис. 3, б [11].

Рабочий диапазон частот резонатора определялся по уровню КУ не менее 19.5 дБ и составил 12...12.5 ГГц (5 %). КИП исследуемого антенного элемента на основе резонатора Фабри–Перо в рабочем диапазоне частот составил не менее 68 %. По результатам исследования эффективности элемента данный тип излучателя обладает высокой эффективностью и является перспективным для дальнейшего построения и исследования на его основе подрешетки АР с механоэлектрическим типом сканирования. Одна из главных причин высокой эффективности резонатора Фабри–Перо – отсутствие потерь в цепях питания в отличие от микрополосковых АР, у которых значительная часть потерь приходится на потери в делителях мощности. Однако существенным недостатком резонатора Фабри–Перо является узкая рабочая полоса частот.

Методы исследования. Численное моделирование проведено методом конечных элементов (FEM – finite element method) и методом конечных разностей во временной области (FDTD), а также методами постобработки результатов моделирования (Template based Post-processing).

Антенный элемент с круговой поляризацией на основе резонатора Фабри–Перо. Исследован антенный элемент с круговой поляризацией на основе резонатора Фабри–Перо. В качестве возбуждающей схемы данного антенного элемента была разработана схема, состоящая из двух ортогональных щелей в металлическом экране (рис. 4). Конфигурация ЧСП антенного элемента с круговой поляризацией аналогична элементу с линейной поляризацией (см. рис. 3, а).

У разработанного антенного элемента с круговой поляризацией уровень отражения составил не более –10 дБ в полосе частот от 11.75 до 12.9 ГГц. ДН антенного элемента с круговой поляризацией на основе резонатора Фабри–Перо показаны на

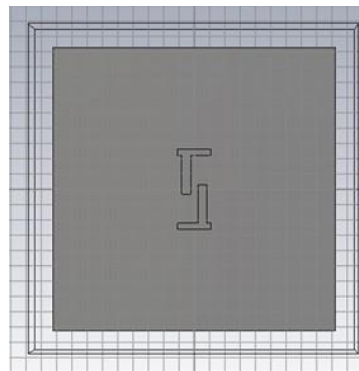


Рис. 4. Схема возбуждения антенного элемента на основе резонатора Фабри–Перо с круговой поляризацией

Fig. 4. Feed scheme of the antenna element based on a Fabry–Perot cavity with circular polarization

рис. 5, а и б на частотах 11.9 и 12.5 ГГц соответственно.

На частотах выше 12.5 ГГц наблюдается снижение КУ элемента с круговой поляризацией ввиду возрастания первого бокового лепестка ДН (рис. 5, в). Расчетный коэффициент эллиптичности исследуемого элемента с круговой поляризацией составляет не менее 0.7 в рабочем диапазоне частот, в максимуме достигая 0.85 (рис. 5, з). Смещение рабочего диапазона частот антенного элемента в низкочастотную область (11.9...12.5 ГГц) относительно полосы положительного наклона фазы отраженной волны единичного элемента ЧСП (см. рис. 2, в) связано с тем, что размеры антенного элемента конечны, в то время как электродинамическое моделирование единичного элемента проводилось методом ячейки Флоке, имитирующего расчет бесконечной периодической структуры, состоящей из идентичных элементов.

Подрешетка на основе резонатора Фабри–Перо для АР с механоэлектрическим сканированием. Диаграммообразующая схема (ДОС) для АР на основе разработанного антенного элемента с круговой поляризацией была выполнена на основе пустотелых волноводов малой толщины (20×2 мм), что позволяет сохранить небольшие потери в линиях передачи и увеличить эффективность всей антенной системы в целом при сохранении малого профиля ДОС (менее 10 мм) (рис. 6). ДОС реализована методом лазерной резки из листового алюминия и состоит из пяти слоев. В первом выполнен переход с волновода WR-75 в бинарный делитель мощности в E -плоскости. Во втором слое располагаются две ступени бинарного деления мощности в H -плоскости. Третий слой содер-

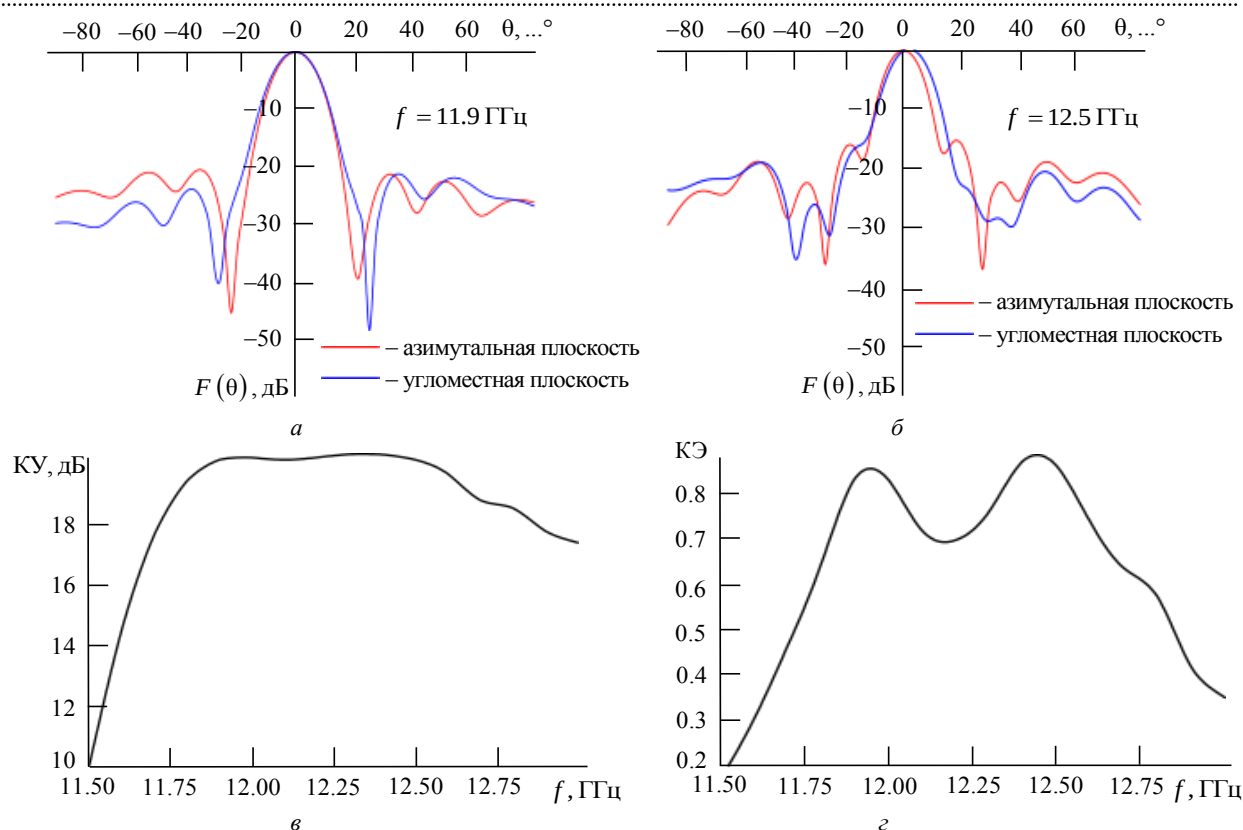


Рис. 5. Характеристики антенного элемента с круговой поляризацией на основе резонатора Фабри–Перо: а – ДН на частоте 11.9 ГГц; б – ДН на частоте 12.5 ГГц; в – зависимость КУ антенного элемента с круговой поляризацией на основе резонатора Фабри–Перо от частоты; г – зависимость расчетного коэффициента эллиптичности элемента с круговой поляризацией на основе резонатора Фабри–Перо от частоты

Fig. 5. Characteristics of the antenna element based on a Fabry–Perot cavity with circular polarization: а – radiation pattern at 11.9 GHz; б – radiation pattern at 12.5 GHz; в – gain of the antenna element based on a Fabry–Perot cavity with circular polarization versus frequency; г – axio ratio of the antenna element based on a Fabry–Perot cavity with circular polarization versus frequency

жит переходные щели с одного слоя волноводов на другой, а также выполняет роль широких стенок волноводов. В четвертом слое располагаются еще две ступени бинарных делителей мощности в H -плоскости. В пятом слое располагаются излучающие щели, запитывающие резонатор Фабри–Перо с круговой поляризацией.

Расчетный коэффициент отражения исследуемой подрешетки показан на рис. 7. Сужение полосы рабочих частот по критерию коэффициента отражения по сравнению с единичным элементом (см. рис. 3, б) связано с узкополосной настройкой ДОС.

Расчетные ДН исследуемой подрешетки в плоскости сканирования и азимутальной плоскости представлены на рис. 8.

Повышенный уровень боковых лепестков (УБЛ) связан с неравномерностью амплитудно-фазового распределения, что частично обусловлено взаимным влиянием антенных элементов друг на друга.

КУ подрешетки составляет не менее 32.5 дБ в полосе частот от 11.9 до 12.5 ГГц. В низкочастотной области рабочего диапазона длин волн подрешетки коэффициент эллиптичности (КЭ) достигает 0.9, в ВЧ-области снижается до 0.6. Эффективность исследуемой подрешетки на основе элемента с круговой поляризацией составляет не менее 65 % (по оценке апертурного КИП подрешетки).

Антенная решетка на основе резонатора Фабри–Перо с механоэлектрическим сканированием. На основе ранее рассмотренной подрешетки с круговой поляризацией исследовалась возможность реализации АР с механоэлектрическим управлением лучом. Исследуемая АР состоит из двух идентичных подрешеток размерностью 8×2 элементов, зазор между подрешетками равен 115 мм (рис. 9). Расстояние между подрешетками выбрано из соображений уменьшения затенения подрешетками друг друга и деградации направленных характеристик АР при углах

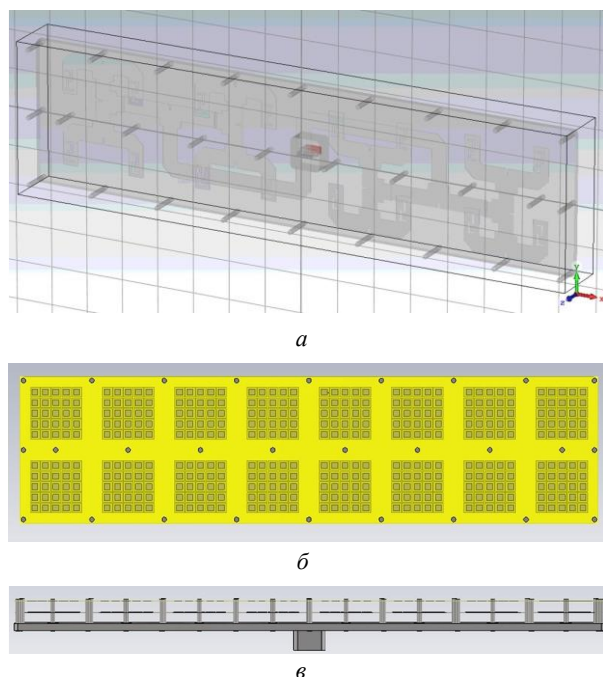


Рис. 6. Подрешетка на основе резонаторов Фабри–Перо круговой поляризации: а – делитель мощности подрешетки; б – вид сверху; в – вид сбоку

Fig. 6. A subarray based on a Fabry–Perot cavity with circular polarization: а – power divider of the subarray; б – top view; в – side view

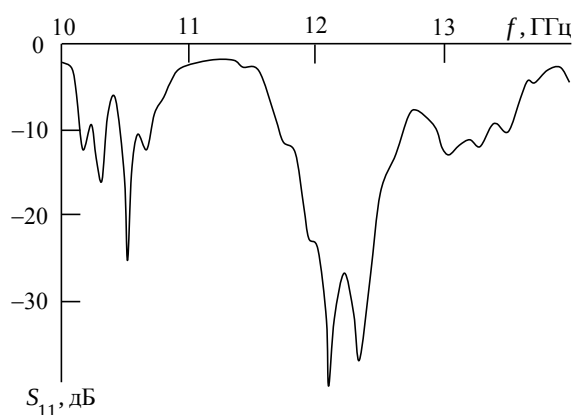


Рис. 7. Зависимость коэффициента отражения подрешетки на основе антенных элементов с круговой поляризацией от частоты

Fig. 7. Reflection coefficient of the subarray based on antenna elements with circular polarization versus frequency

сканирования более 40° . Сканирование в угломестной плоскости осуществляется поворотом подрешеток вокруг своей оси на одинаковый угол.

Расчетные ДН АР с механоэлектрическим типом сканирования на основе элемента с круговой поляризацией в угломестной плоскости при различных направлениях луча на частотах 11.9 и 12.5 ГГц представлены на рис. 10 и 11.

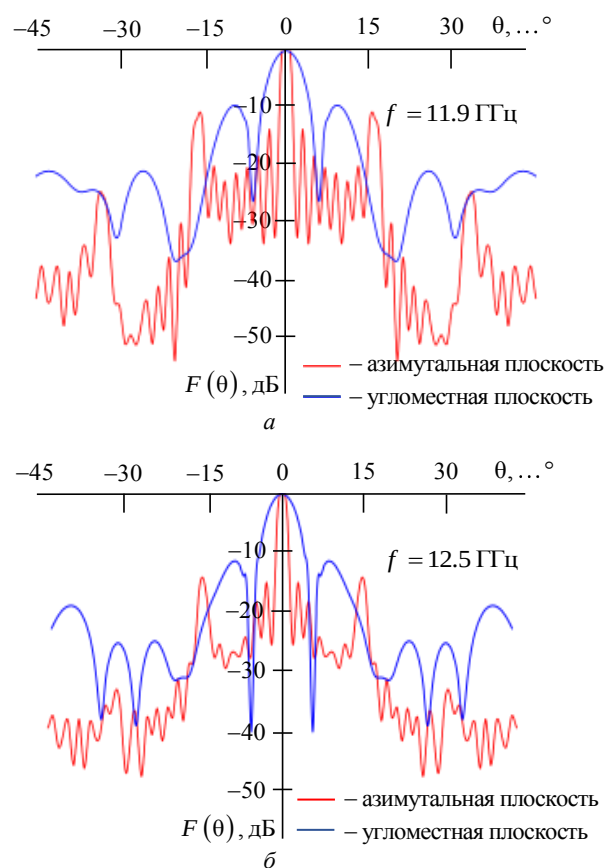


Рис. 8. ДН подрешетки на основе элемента с круговой поляризацией в двух плоскостях на частоте: а – 11.9 ГГц; б – 12.5 ГГц

Fig. 8. Radiation patterns of the subarray based on antenna elements with circular polarization at: а – 11.9 GHz; б – 12.5 GHz

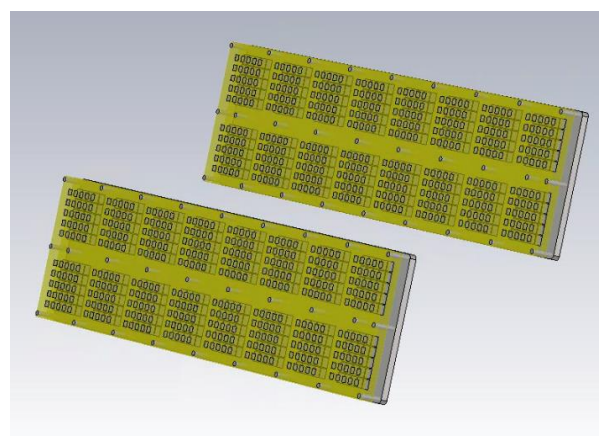


Рис. 9. САПР-модель АР с механоэлектрическим типом сканирования при отклонении луча на 40°

Fig. 9. Modelled antenna array with mechano-electrical beam steering at 40° tilt angle

На рис. 12 показаны ДН исследуемой АР с механоэлектрическим типом сканирования в азимутальной плоскости на частотах 11.9 и 12.5 ГГц.

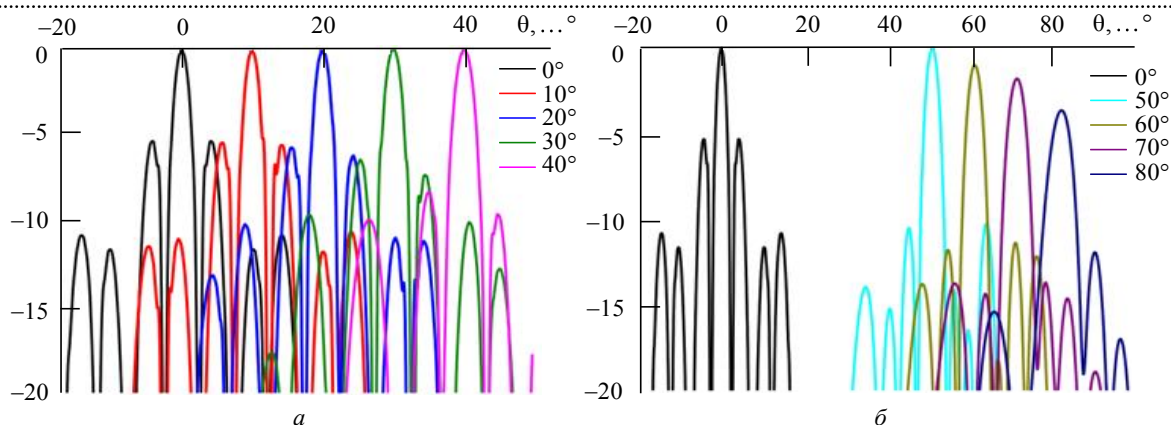


Рис. 10. Расчетные ДН АР с механоэлектрическим типом сканирования на основе элемента с круговой поляризацией при различных направлениях луча на частоте 11.9 ГГц в угломерной плоскости:
а – углы сканирования 0...40°; б – углы сканирования 50...80°

Fig. 10. Calculated radiation patterns of the antenna array based on a circular polarization element with mechano-electrical beam steering at different beam directions at 11.9 GHz in the elevation plane:

а – scan angles 0...40°; б – scan angles 50...80°

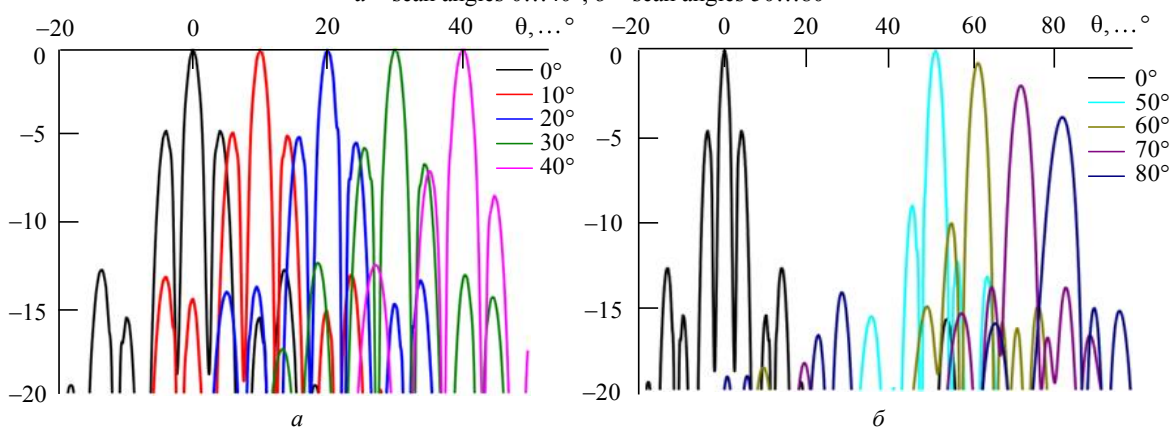


Рис. 11. Расчетные ДН АР с механоэлектрическим типом сканирования на основе элемента с круговой поляризацией при различных направлениях луча на частоте 12.5 ГГц в угломерной плоскости:
а – углы сканирования 0...40°; б – углы сканирования 50...80°

Fig. 11. Calculated radiation patterns of the antenna array based on a circular polarization element with mechano-electrical beam steering at different beam directions at 12.5 GHz in the elevation plane:

а – scan angles 0...40°; б – scan angles 50...80°

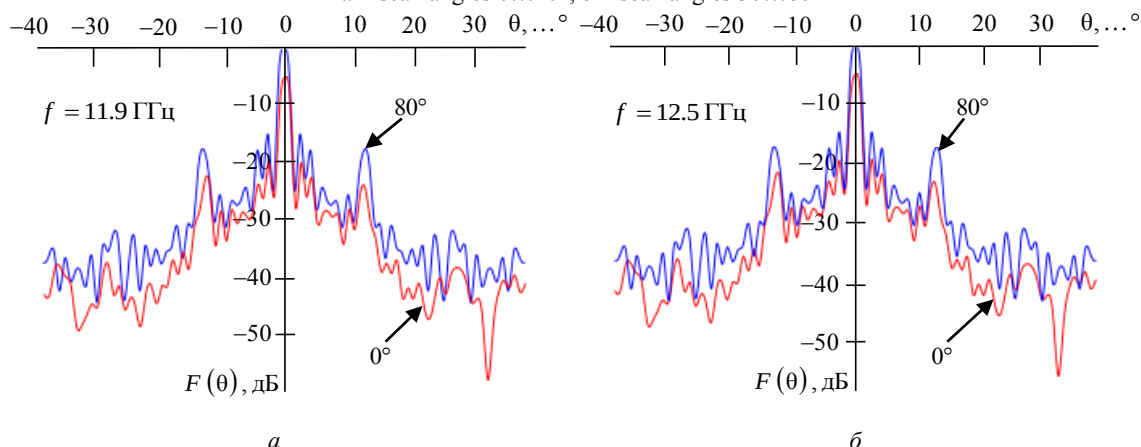


Рис. 12. Расчетные ДН АР с механоэлектрическим типом сканирования на основе элемента с круговой поляризацией при различных направлениях луча на частоте: а – 11.9 ГГц; б – 12.5 ГГц

Fig. 12. Calculated radiation patterns of the antenna array based on a circular polarization element with mechano-electrical beam steering at different beam directions in the azimuth plane at: а – 11.9 GHz; б – 12.5 GHz

УБЛ исследуемой АР в азимутальной плоскости не превышает -13 дБ в полосе частот $11.9 \dots 12.5$ ГГц. Повышенный УБЛ АР в угломестной плоскости в секторе сканирования $0 \dots 30^\circ$ связан с тем, что шаг решетки (расстояние между центрами подрешеток) превышает λ . Данная конфигурация решетки была выбрана для уменьшения эффекта затенения одной подрешеткой другой и для увеличения сектора сканирования. Однако повышенный уровень бокового излучения АР не приводит к деградации направленных характеристик решетки в секторе углов $0 \dots 30^\circ$ (рис. 13, а).

Зависимости КУ исследуемой АР с механоэлектрическим типом сканирования при различных направлениях луча от частоты показаны на рис. 13. В секторе углов сканирования $0 \dots 50^\circ$ в рабочем диапазоне частот КУ решетки остается почти неизменным, при отклонении луча на 60° деградация КУ составляет не более 1.5 дБ, при отклонении луча на 70° – не более 2.2 дБ, при отклонении луча на 80° – не более 4 дБ. Ухудшение направленности при отклонении максимума ДН на 80° более чем на 3 дБ связано с наличием переломов от затененной подрешетки.

Зависимости КЭ исследуемой АР с механоэлектрическим типом сканирования при различных направлениях луча от частоты показаны на рис. 14.

КЭ решетки в НЧ-области рабочего диапазона длин волн составляет не менее 0.7 , в ВЧ-области – не менее 0.45 .

Экспериментальное исследование АР на основе резонатора Фабри–Перо с механоэлектрическим типом сканирования. Для проверки полученных результатов электродинамического моделирования было проведено экспериментальное исследование АР на основе резонатора Фабри–Перо с механоэлектрическим сканированием (рис. 15). Топологии ЧСП для подрешетки на основе резонатора Фабри–Перо были выполнены методом фотолитографии на материале толщиной 0.5 мм. Нижний и верхний слой ЧСП находятся на расстоянии 25 мм друг от друга на подвешенной подложке. ДОС подрешетки сконструирована на основе пустотелых бинарных волноводных делителей мощности методом лазерной резки (рис. 15). Метод лазерной резки относится к доступным и недорогим методам изготовления излучающих поверхностей и линий передачи, что снижает стоимость производства всей антенной системы в целом [12, 13].

Измерения проводились сканированием ближнего поля антенны с дальнейшим перерасчетом в характеристики антенны в дальней зоне. Измеренные ДН АР с круговой поляризацией на основе резонатора Фабри–Перо при различных направлениях луча на частотах 11.9 и 12.5 ГГц показаны на рис. 16 и 17.

Измеренные ДН АР на основе резонаторов Фабри–Перо при различных направлениях луча имеют сходимость с ДН, полученными электродинамическим моделированием.

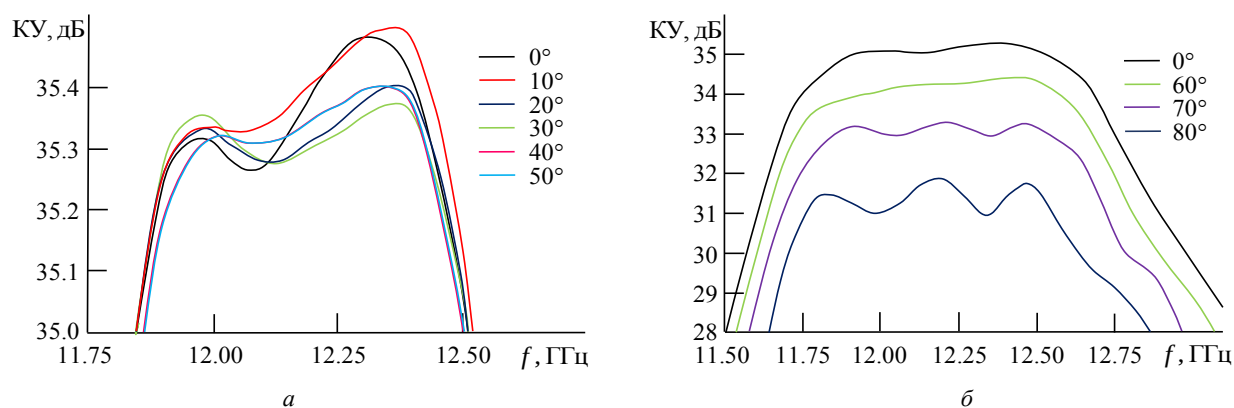


Рис. 13. Зависимость расчетного КУ ДН АР с механоэлектрическим типом сканирования на основе элемента с круговой поляризацией при различных направлениях луча от частоты: а – углы сканирования $0 \dots 50^\circ$; б – углы сканирования $60 \dots 80^\circ$

Fig. 13. Gain of the antenna array based on a circular polarization element with mechano-electrical beam steering at different beam directions versus frequency: а – scan angles $0 \dots 50^\circ$; б – scan angles $60 \dots 80^\circ$

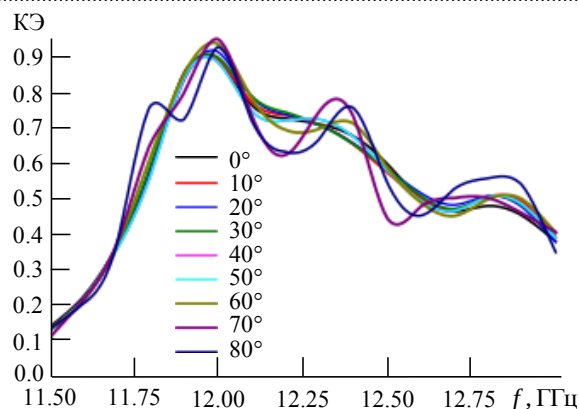
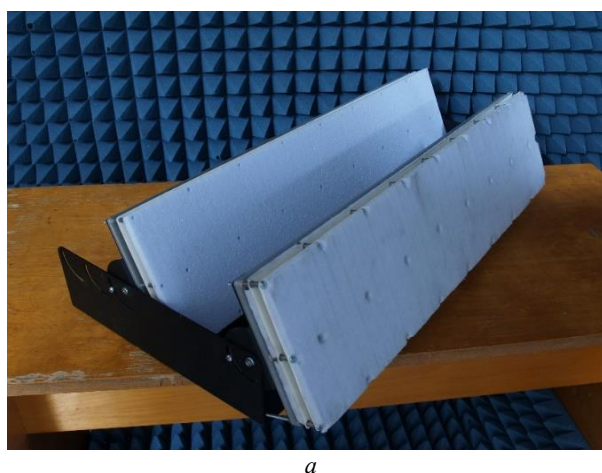


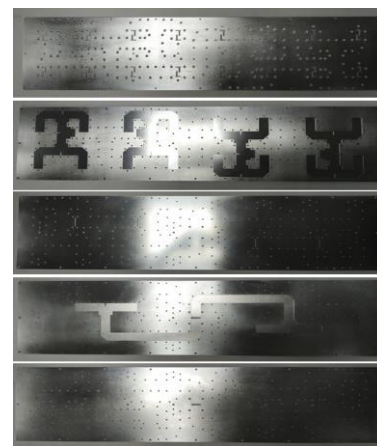
Рис. 14. Зависимость КЭ ДН АР с механоэлектрическим типом сканирования на основе элемента с круговой поляризацией при различных направлениях луча от частоты

Fig. 14. Axio ratio of the antenna array based on a circular polarization element with mechano-electrical beam steering at different beam directions versus frequency

Экспериментальные частотные зависимости КУ исследуемой АР с механоэлектрическим типом сканирования при различных направлениях луча от частоты показаны на рис. 18. В секторе углов сканирования $0...50^\circ$ КУ решетки остается почти неизменным, при отклонении луча на 60° деградация КУ составляет не более 1.7 дБ, при отклонении луча на 70° – не более 2.5 дБ, при отклонении луча на 80° – не более 4 дБ. Ухудшение направленности при отклонении максимума ДН на 80° более чем на 3 дБ связано с наличием переотражений от затененной подрешетки, однако еще большее разнесение подрешеток и увеличения зазора между ними приводит к возрастанию дифракционных лепестков ДН в секторе углов $0...40^\circ$.



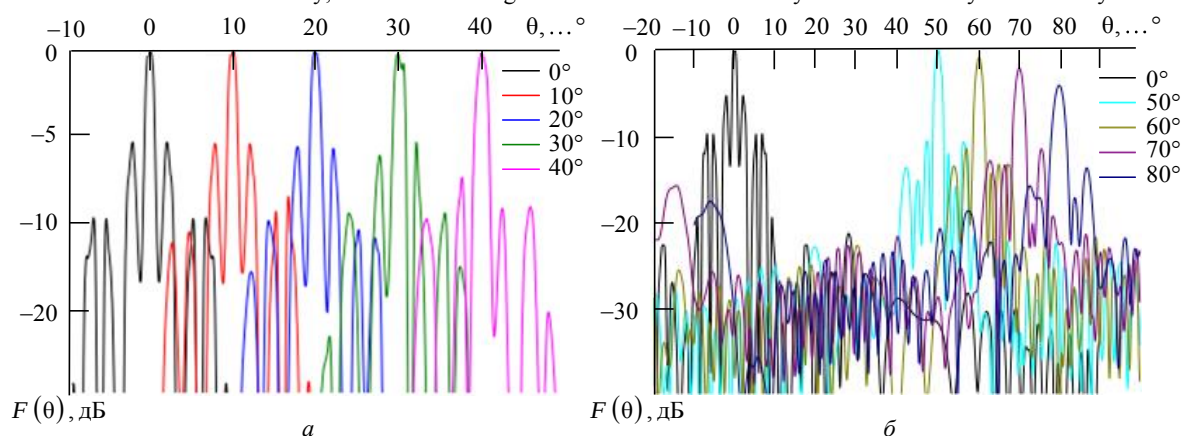
а



б

Рис. 15. АР на основе резонатора Фабри–Перо с механоэлектрическим типом сканирования: а – макет АР; б – диаграммообразующая схема АР на основе резонатора Фабри–Перо

Fig. 15. Antenna array based on a Fabry–Perot cavity with mechano-electrical beam steering: а – prototype of the antenna array; б – beam-forming network of the antenna array based on a Fabry–Perot cavity



а

б

Рис. 16. Измеренные ДН АР с механоэлектрическим типом сканирования на основе элемента с круговой поляризацией при различных направлениях луча на частоте 11.9 ГГц: а – углы сканирования $0...40^\circ$; б – углы сканирования $50...80^\circ$

Fig. 16. Measured radiation patterns of the antenna array based on a circular polarization element with mechano-electrical beam steering at different beam directions at 11.9 GHz: а – scan angles $0...40^\circ$; б – scan angles $50...80^\circ$

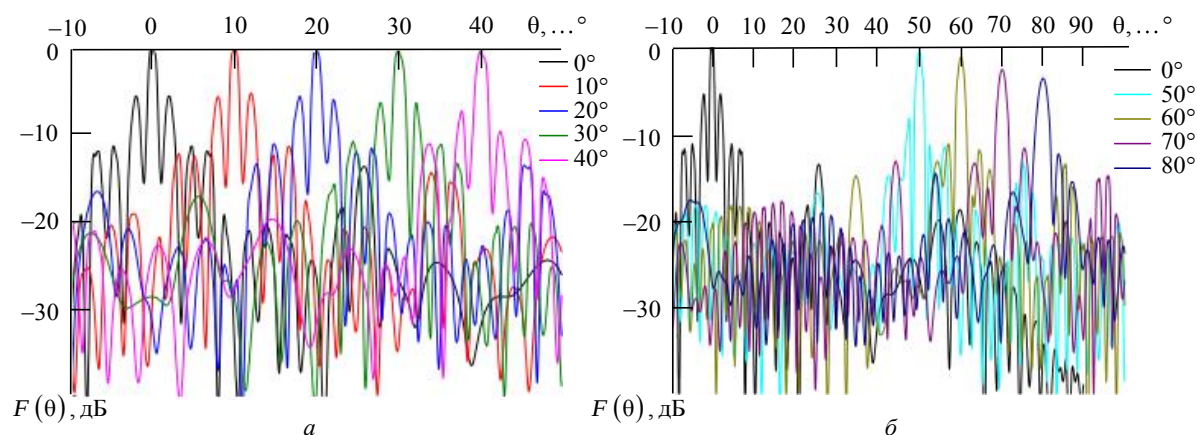


Рис. 17. Измеренные ДН АР с механоэлектрическим типом сканирования на основе элемента с круговой поляризацией при различных направлениях луча на частоте 12.5 ГГц: а – углы сканирования 0...40°; б – углы сканирования 50...80°

Fig. 17. Measured radiation patterns of the antenna array based on a circular polarization element with mechano-electrical beam steering at different beam directions at 12.5 GHz: а – scan angles 0...40°; б – scan angles 50...80°

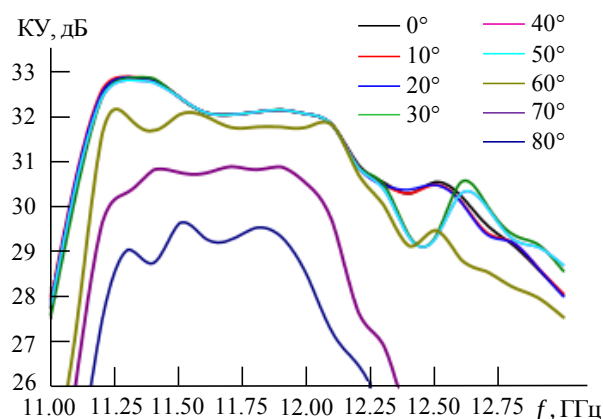


Рис. 18. Зависимость измеренного КУ ДН АР с механоэлектрическим типом сканирования на основе элемента с круговой поляризацией при различных направлениях луча от частоты

Fig. 18. Measured gain of the antenna array based on a circular polarization element with mechano-electrical beam steering at different beam directions versus frequency

Расхождение между расчетными и экспериментальными частотными характеристиками КУ АР на основе резонаторов Фабри–Перо с механоэлектрическим сканированием (рис. 13 и 17) обусловлено погрешностями при производстве.

Результаты экспериментальных исследований АР на основе резонаторов Фабри–Перо с механо-

электрическим сканированием подтвердили возможность реализации низкопрофильной АР, сохраняющей высокий КУ и направленность в широком секторе углов сканирования 0...70°.

Заключение. Результаты электродинамических и экспериментальных исследований показали возможность использования резонатора Фабри–Перо и построения на его основе АР с механоэлектрическим типом сканирования, обладающей КИП не менее 0.5 в секторе углов сканирования 0...70° в полосе частот 11.9...12.5 ГГц. Исследованная ДОС подрешетки для АР на основе резонатора Фабри–Перо позволяет минимизировать профиль всей антенной системы, а также уменьшить потери в цепях питания подрешетки. Управление лучом механоэлектрическим способом позволяет существенно снизить стоимость антенны по сравнению с аналогами [14, 15].

Таким образом, антенные системы на основе резонатора Фабри–Перо с механоэлектрическим сканированием могут использоваться в мобильных терминалах спутниковой связи, обеспечивая непрерывные прием и передачу сигнала в секторе углов сканирования 0...70°.

Список литературы

1. Letavin D. A., Konovalov A. L. Antenna for mobile communication of the 5th generation // Moscow Workshop on Electronic and Networking Technologies (MWENT), M., 13–15 Mar. 2018 / Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc. M., 2018. P. 1–4. doi: 10.1109/MWENT.2018.8337280

2. Jung Y., Shishlov A. V., Park S. Cassegrain Antenna With Hybrid Beam Steering Scheme for Mobile Satellite Communications // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2009. Vol. 57, № 5. P. 1367–1372. doi: 10.1109/TAP.2009.2016706

3. Dual-band Parabolic Antenna for High Capacity Backhauls and Fronthauls / H. R. D. Filgueiras, M. C. Melo, T. H. Brandão, S. Arismar Cerqueira // SBMO/IEEE MTT-S Intern. Microwave and Optoelectronics Conf. (IMOC), Aveiro, 10–14 Nov. 2019. Aveiro: IEEE, 2019. P. 1–3. doi: 10.1109/IMOC43827.2019.9317627
4. Design and prototyping of a microstrip transmit-receive array antenna for mobile Ku-band satellite terminals / R. Manrique, R. Torres, C. Domínguez, F. Tiezzi, J. R. Mosig // Proceedings of the Fourth European Conf. on Antennas and Propagation, Barcelona, 12–16 April 2010. Barcelona: IEEE, 2010. P. 1–5.
5. Jung Y.-B., Jeon S.-I., Kim Ch.-J. A APAA system for Ku-band mobile multimedia service via satellite // IEEE Antennas and Propagation Society Intern. Symp., Albuquerque, NM, 9–14 July 2006. Albuquerque: IEEE, 2006. P. 3123–3126. doi: 10.1109/APS.2006.1711271
6. Yang G., Zhang Y., Zhan S. Wide-Band and Wide-Angle Scanning Phased Array Antenna for Mobile Communication System // IEEE Open J. of Antennas and Propagation. 2021. Vol. 2. P. 203–212. doi: 10.1109/OJAP.2021.3057062
7. ФАР с механоэлектрическим сканированием / Е. А. Литинская, В. С. Панько, С. В. Поленга, Ю. П. Саломатов // Успехи современной радиоэлектроники. 2015. № 1. С. 24–27.
8. A Ku-Band Low-Profile Wide-Angle Scanning Antenna Array with Combined Beam Steering / Y. A. Litinskaya, S. V. Polenga, A. V. Stankovsky, Yu. P. Salomatov // XIV Intern. Sci.-Tech. Conf. on Actual Problems of Electronics Instrument Engineering (APEIE), Novosibirsk, 2018. Novosibirsk: IEEE, 2018. P. 238–242. doi: 10.1109/APEIE.2018.8546218
9. Konstantinidis K., Feresidis A. P., Hall P. S. Multi-layer Partially Reflective Surfaces for Broadband Fabry-Perot Cavity Antennas // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2014. Vol. 62, № 7. P. 3474–3481. doi: 10.1109/TAP.2014.2320755
10. Ge Y., Esselle K. P., Bird T. S. The Use of Simple Thin Partially Reflective Surfaces with Positive Reflection Phase Gradients to Design Wideband, Low-Profile EBG Resonator Antennas // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2012. Vol. 60, № 2. P. 743–750. doi: 10.1109/TAP.2011.2173113
11. Ku-band antenna array element based on Fabry-Perot cavity / A. M. Alexandrin, S. V. Polenga, A. V. Stankovsky, A. D. Nemshon, Y. A. Litinskaya, A. D. Hudonogova, Yu. P. Salomatov // Asia-Pacific Microwave Conf. (APMC), New Delhi, 5–9 Dec. 2016. New Delhi: IEEE, 2016. P. 1–4. doi: 10.1109/APMC.2016.7931338
12. Carluccio G., Mazzinghi A., Freni A. Design and Manufacture of Cosecant-Squared Complementary Reflectarrays for Low-Cost Application // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2017. Vol. 65, № 10. P. 5220–5227. doi: 10.1109/TAP.2017.2743743
13. True-Time-Delay Mechanical Phase Shifter in Gap Waveguide Technology for Slotted Waveguide Arrays in Ka-Band / D. Sánchez-Escuderos, J. I. Herranz-Herruzo, M. Ferrando-Rocher, A. Valero-Nogueira // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2021. Vol. 69, № 5. P. 2727–2740. doi: 10.1109/TAP.2020.3030993
14. On-the-move antenna systems for broad-band satellite communications / M. Gachev, V. Boyanov, S. Kamenopolosky, V. Peshlov, B. Marinov, P. Dankov // The 8th European Conf. on Antennas and Propagation (EuCAP 2014), Hague, 6–11 April 2014. The Hague: IEEE, 2014. P. 2445–2449. doi: 10.1109/EuCAP.2014.6902312
15. High-Throughput Satellite Connectivity for the Constant Contact Vehicle / R. A. Stevenson, D. Fotheringham, T. Freeman, T. Noel, T. Mason, S. Shafie // 48th European Microwave Conf. (EuMC), Madrid, 23–27 Sept. 2018. Madrid: IEEE, 2018. P. 316–319. doi: 10.23919/EuMC.2018.8541456

Информация об авторах

Литинская Елена Алексеевна – магистр по направлению «Радиотехника» (2011), аспирантка, старший преподаватель кафедры радиотехники Сибирского федерального университета. Автор 29 научных работ. Сфера научных интересов – антенны и СВЧ-устройства, отражательные антенные решетки, квазиоптические антенны, метаматериалы.

Адрес: Сибирский федеральный университет, пр. Свободный, д. 79, Красноярск, 660041, Россия
E-mail: ylitinskaya@gmail.com
<https://orcid.org/0000-0002-4442-8047>

Поленга Станислав Владимирович – магистр по направлению «Радиотехника» (2009), старший преподаватель кафедры радиотехники Сибирского федерального университета. Автор 50 научных работ. Сфера научных интересов – прием и обработка сигналов, аналоговая схемотехника, СВЧ-устройства на базе волноводных структур.

Адрес: Сибирский федеральный университет, пр. Свободный, д. 79, Красноярск, 660041, Россия
E-mail: twinlive@gmail.com
<https://orcid.org/0000-0002-1375-2629>

Саломатов Юрий Петрович – кандидат технических наук (1982), профессор (2013), профессор кафедры радиотехники Сибирского федерального университета. Автор 240 научных работ. Сфера научных интересов – ФАР, ЦФАР, квазиоптические антенны.

Адрес: Сибирский федеральный университет, пр. Свободный, д. 79, Красноярск, 660041, Россия

E-mail: ysalomatov@sfu-kras.ru

<https://orcid.org/0000-0003-4309-226X>

References

1. Letavin D. A., Konovalov A. L. Antenna for mobile communication of the 5th generation. 2018 Moscow Workshop on Electronic and Networking Technologies (MWENT). M., RUS, 13–15 Mar. 2018. M., Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2018, pp. 1–4. doi: 10.1109/MWENT.2018.8337280
2. Jung Y., Shishlov A. V., Park S. Cassegrain Antenna With Hybrid Beam Steering Scheme for Mobile Satellite Communications. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2009, vol. 57, no. 5, pp. 1367–1372. doi: 10.1109/TAP.2009.2016706
3. Filgueiras H. R. D., Melo M. C., Brandão T. H., Arismar Cerqueira S. Dual-band Parabolic Antenna for High Capacity Backhauls and Fronthauls. 2019 SBMO/IEEE MTT-S Intern. Microwave and Optoelectronics Conf. (IMOC). Aveiro, Spain, 10–14 Nov. 2019. Aveiro, IEEE, 2019, pp. 1–3. doi: 10.1109/IMOC43827.2019.9317627
4. Manrique R., Torres R., Domínguez C., Tiezzi F., Mosig J. R. Design and prototyping of a microstrip transmit-receive array antenna for mobile Ku-band satellite terminals. Proceedings of the Fourth European Conf. on Antennas and Propagation. Barcelona, Spain, 12–16 April 2010. Barcelona, IEEE, 2010, pp. 1–5.
5. Jung Y.-B., Jeon S.-I., Kim Ch.-J. A APAA system for Ku-band mobile multimedia service via satellite. IEEE Antennas and Propagation Society Intern. Symp. Albuquerque, NM, USA, 9–14 July 2006. Albuquerque, IEEE, 2006, pp. 3123–3126. doi: 10.1109/APS.2006.1711271
6. Yang G., Zhang Y., Zhan S. Wide-Band and Wide-Angle Scanning Phased Array Antenna for Mobile Communication System. IEEE Open J. of Antennas and Propagation. 2021, vol. 2, pp. 203–212. doi: 10.1109/OJAP.2021.3057062
7. Litinskaya Y. A., Panko V. S., Polenga S. V., Salomatov Yu. P. Phased antenna array with mechanical and electrical beam steering. *Uspekhi sovremennoi radioelektroniki* [Advances in modern radio electronics]. 2015, no. 1, pp. 24–27.
8. Litinskaya Y. A., Polenga S. V., Stankovsky A. V., Salomatov Yu. P. A Ku-Band Low-Profile Wide-Angle Scanning Antenna Array with Combined Beam Steering. XIV Intern. Sci.-Tech. Conf. on Actual Problems of Electronics Instrument Engineering (APEIE). Novosibirsk, RUS, 2–6 Oct. 2018. Novosibirsk, IEEE, 2018, pp. 238–242. doi: 10.1109/APEIE.2018.8546218
9. Konstantinidis K., Feresidis A. P., Hall P. S. Multi-layer Partially Reflective Surfaces for Broadband Fabry-Perot Cavity Antennas. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2014, vol. 62, no. 7, pp. 3474–3481. doi: 10.1109/TAP.2014.2320755
10. Ge Y., Esselle K. P., Bird T. S. The Use of Simple Thin Partially Reflective Surfaces with Positive Reflection Phase Gradients to Design Wideband, Low-Profile EBG Resonator Antennas. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2012, vol. 60, no. 2, pp. 743–750. doi: 10.1109/TAP.2011.2173113
11. Alexandrin A. M., Polenga S. V., Stankovsky A. V., Nemshon A. D., Litinskaya Y. A., Hudonogova A. D., Salomatov Yu. P. Ku-band antenna array element based on Fabry-Perot cavity. 2016 Asia-Pacific Microwave Conf. (APMC). New Delhi, India, 5–9 Dec. 2016. New Delhi, IEEE, 2016, pp. 1–4. doi: 10.1109/APMC.2016.7931338
12. Carluccio G., Mazzinghi A., Freni A. Design and Manufacture of Cosecant-Squared Complementary Reflectarrays for Low-Cost Application. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2017, vol. 65, no. 10, pp. 5220–5227. doi: 10.1109/TAP.2017.2743743
13. Sánchez-Escuderos D., Herranz-Herruzo J. I., Ferrando-Rocher M., Valero-Nogueira A. True-Time-Delay Mechanical Phase Shifter in Gap Waveguide Technology for Slotted Waveguide Arrays in Ka-Band. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2021, vol. 69, no. 5, pp. 2727–2740. doi: 10.1109/TAP.2020.3030993
14. Gachev M., Boyanov V., Kamenopolsky S., Peshlov V., Marinov B. and Dankov P. On-the-move antenna systems for broad-band satellite communications. The 8th European Conf. on Antennas and Propagation (EuCAP 2014). The Hague, Netherlands, 6–11 April 2014. The Hague, IEEE, 2014, pp. 2445–2449. doi: 10.1109/EuCAP.2014.6902312
15. Stevenson R. A., Fotheringham D., Freeman T., Noel T., Mason T. and Shafie S. High-Throughput Satellite Connectivity for the Constant Contact Vehicle. 48th European Microwave Conference (EuMC), 2018, pp. 316–319. doi: 10.23919/EuMC.2018.8541456

Information about the authors

Yelena A. Litinskaya, Master's degree in Radio Engineering (2011), postgraduate student, senior lecturer at the Department of Radio Engineering of the Siberian Federal University. The author of 29 scientific publications. Area of expertise: antennas and microwave devices, satellite communication, scanning antennas.

Address: Siberian Federal University, 79 Svobodny Ave., Krasnoyarsk 660041, Russia

E-mail: ylitinskaya@gmail.com

<https://orcid.org/0000-0002-4442-8047>

Stanislav V. Polenga, Master's degree in Radio Engineering (2009), senior lecturer at the Department of Radio Engineering of the Siberian Federal University. The author of 50 scientific publications. Area of expertise: antennas and microwave devices, reflectarrays, quasi-optical antennas, metamaterials.

Address: Siberian Federal University, 79 Svobodny Ave., Krasnoyarsk 660041, Russia

E-mail: twinlive@gmail.com

<https://orcid.org/0000-0002-1375-2629>

Yury P. Salomatov, Cand. Sci. (Eng.) (1982), Professor (2002), Associate Professor at the Department of Radio Engineering of the Siberian Federal University. The author of 240 scientific publications. Area of expertise: phased arrays, digital phased arrays, quasi-optical antennas.

Address: Siberian Federal University, 79 Svobodny Ave., Krasnoyarsk 660041, Russia

E-mail: ysalomatov@sfu-kras.ru

<https://orcid.org/0000-0003-4309-226X>

Радиолокация и радионавигация

УДК 621.396.96 (031)

Оригинальная статья

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2021-24-5-50-65>

Качество радиолокационной пеленгации при коническом сканировании

А. Д. Плужников[✉], Л. В. Когтева, Е. Н. Приблудова, С. Б. Сидоров, Е. Г. Чужайкин

Нижегородский государственный технический университет
им. Р. Е. Алексеева, Нижний Новгород, Россия

✉ pluzhnikov@nntu.ru

Аннотация

Введение. Коническое сканирование находит применение при экономии аппаратных ресурсов в новой технике и используется во многих системах, модернизация которых проводится в настоящее время. Все это сохраняет актуальность исследований данного средства пеленгации.

Цель работы. Коррекция известных расчетных соотношений для дисперсии результатов пеленгации – показателя качества (точности) пеленгации, точнее, дополнение этих соотношений другими, а также определение при этом возможностей оптимизации систем пеленгации и автосопровождения объектов.

Материалы и методы. Рассмотрение факторов, ограничивающих точность пеленгации при коническом сканировании, реализуется в статье применением подхода на основе спектрального анализа. Математическое моделирование со статистической обработкой количественных результатов позволяет определить условия, при которых влияние определенных факторов оказывается преобладающим, а также условия, при которых требуется коррекция (дополнение) известных расчетных соотношений. Указанные условия представляют собой значения ошибок, при которых сопровождаются пеленгуемые объекты. Новые расчетные соотношения для упомянутой коррекции определяются методами статистической радиотехники.

Результаты. Справедливость найденных расчетных соотношений подтверждается математическим моделированием. Расчеты и моделирование приводят к необходимости оптимизации параметров для систем автосопровождения объектов.

Заключение. Проведенное исследование показывает, что при выборе параметров для систем автосопровождения с коническим сканированием целесообразно стремиться к реализации сопровождения объектов не с минимальными, а с оптимизированными ошибками сопровождения по угловым координатам, подлежащими оцениванию при пеленгации. Причем оптимизированные ошибки (значения статических ошибок и наиболее вероятные значения динамических ошибок сопровождения) оказываются такими, при которых требуется коррекция известных аналитических оценок для дисперсии результатов пеленгации – качественного показателя пеленгатора (показателя точности). Найденные аналитические соотношения позволяют выполнить такую коррекцию, что может увеличить оценку дисперсии на 10 дБ.

Ключевые слова: радиолокация, пеленгация, коническое сканирование, обработка сигналов, ошибки сопровождения, дисперсия результатов, отношение сигнал–помеха

Для цитирования: Качество радиолокационной пеленгации при коническом сканировании / А. Д. Плужников, Л. В. Когтева, Е. Н. Приблудова, С. Б. Сидоров, Е. Г. Чужайкин // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2021. Т. 24, № 5. С. 50–65. doi: 10.32603/1993-8985-2021-24-5-50-65

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 04.06.2021; принята к публикации после рецензирования 05.07.2021; опубликована онлайн 29.11.2021



Quality of Radar Direction-Finding via Conical Scanning

Anatoly D. Pluzhnikov✉, Lyudmila V. Kogteva, Elena N. Pribludova,
Sergey B. Sidorov, Evgeny G. Chuzhaykin

Nizhny Novgorod State Technical University n. a. R. E. Alekseev, Nizhny Novgorod, Russia

✉ pluzhnikov@nntu.ru

Abstract

Introduction. Conical scanning is applied for optimizing hardware resources in new devices, as well as when upgrading existing systems. All this explains the relevance of studying this type of direction finding systems.

Aim. To adjust and complement the known calculation relations for the variance of direction finding results – an indicator of the quality (accuracy) of direction finding, as well as to determine the possibilities of optimizing direction finding and automatic object tracking processes.

Materials and methods. Factors limiting the accuracy of direction finding via conical scanning were analyzed using spectral analysis. Mathematical modeling followed by statistical processing of quantitative results makes it possible to determine the conditions under which the influence of certain factors is predominant, as well as the conditions under which adjustment (completion) of the known calculation relations is required. The specified conditions are the errors at which the objects of direction finding are tracked. New calculation relations for the mentioned adjustment were determined by the methods of statistical radio engineering.

Results. The validity of the calculation relations found is confirmed by mathematical modeling. Calculations and modeling lead to the need to optimize parameters for automatic object tracking systems.

Conclusion. The study shows that, when choosing parameters for auto-tracking systems with conical scanning, it is important to implement object tracking not with minimal, but rather with optimized tracking errors in angular coordinates, which are to be estimated during direction finding. Moreover, the optimized errors (the values of static errors and the most probable values of the dynamic tracking errors) will require adjustment of the known analytical estimates for the variance of the direction finding results – the qualitative indicator of the direction finder (accuracy indicator). The determined analytical relationships allow such an adjustment to be performed, leading to an increased variance estimate by 10 dB.

Keywords: radar location, direction finding, conical scanning, signal processing, tracking errors, result variance, signal-to-interference ratio

For citation: Pluzhnikov A. D., Kogteva L. V., Pribludova E. N., Sidorov S. B., Chuzhaykin E. G. Quality of Radar Direction-Finding via Conical Scanning. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2021, vol. 24, no. 5, pp. 50–65. doi: 10.32603/1993-8985-2021-24-5-50-65

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

Submitted 04.06.2021; accepted 05.07.2021; published online 29.11.2021

Введение и общая формулировка задачи.

Для радиолокационного сопровождения объектов по угловым координатам в настоящее время предпочтительным принято считать применение многоканальных (моноимпульсных) пеленгаторов, обладающих хорошо известными преимуществами [1, 2]. Наряду с этим в современных литературных источниках [1–5] отмечается, что в определенных конкретных ситуациях эффективным оказывается применение конического скани-

рования во вновь создаваемой технике для решения задач радиолокационной пеленгации [2], например для решения подобных задач малогабаритными локаторами [1] при экономии аппаратных ресурсов [3, 4]. Кроме того, сейчас интенсивно проводятся работы по модернизации ранее созданных систем [6–8], использующих коническое сканирование. К тому же сканирование по угловым координатам (следовательно, коническое сканирование тоже) можно использовать в каче-

стве средства повышения помехоустойчивости активных локаторов [9–11]. В связи с вышеизложенным вопросы аналитической оценки характеристик радиолокационной пеленгации при коническом сканировании, а также выбора параметров для систем с коническим сканированием являются востребованными в настоящее время. Результаты исследования подобных вопросов содержатся в [1–5, 12–16]. Они появились сравнительно давно вместе с развитием практического применения конического сканирования и продолжают появляться в настоящее время. Как будет показано далее, некоторые известные результаты требуют существенного уточнения. Это подтверждается и появившимися в последние годы публикациями по данной теме [3–5]. Очевидно, что и без ссылок на давние публикации [13, 15] в данном случае не обойтись (как и в других современных публикациях по данной тематике, например, в [4]).

Конкретизация сформулированной задачи.

Решение задач пеленгации будем рассматривать применительно к воздушным объектам (летательным аппаратам), среди которых можно выделить цели и наводимые на них управляемые снаряды – ракеты. При этом принимаемые радиолокационным пеленгатором полезные сигналы называем переизлученными сигналами. Они могут представлять собой сигналы, рассеянные целью, или сигналы, излученные ответчиком ракеты.

Как известно [1, 2], при коническом сканировании информация об угловых координатах пеленгуемого объекта извлекается из принимаемых (переизлученных объектом) сигналов на основе анализа закона амплитудной модуляции. Поэтому наиболее существенным фактором, ограничивающим качество радиолокационной пеленгации в рассматриваемом случае, являются амплитудные флюктуации сигналов, переизлучаемых объектами пеленгации. Варианты аналитических оценок для влияния указанных флюктуаций на качество пеленгации при коническом сканировании приведены в [2] и в других литературных источниках, например в [13, 15]. Причем известные варианты оценок приводят к заключению о том, что качество пеленгации (дисперсия результатов пеленгации) определяется значением энергетического спектра амплитудных флюктуаций в окрестности частоты, равной частоте конического сканирования и существенно превышающей ширину спектра, сосредоточенного вблизи нулевой ча-

стоты, т. е. указанное значение оказывается сравнительно малым. Однако приводимые далее результаты исследований показывают, что такие оценки справедливы лишь для определенных условий, не обязательно соответствующих рациональному выбору параметров пеленгатора (и систем автосопровождения объектов по угловым координатам), а при оптимизации упомянутых параметров оказываются лучше действительных показателей, т. е. требуют коррекции.

По указанным причинам необходимо провести тщательный анализ влияния амплитудных флюктуаций на качество пеленгации при коническом сканировании, рассмотреть вопросы рационального выбора (оптимизации) параметров систем и найти соотношения для коррекции известных оценок соответствующих показателей качества. При этом влияние внутренних шумов приемных устройств не рассматриваем, как и в [13]. Кроме того, не учитываем поляризационные погрешности, исследуемые в [4].

Обработка сигналов и их спектральный состав. При импульсном радиолокационном зондировании и коническом сканировании закон амплитудной модуляции, анализируемый, как отмечалось, для извлечения информации об угловых координатах пеленгуемого объекта, представляет собой закон изменения (в зависимости от времени) амплитуд принимаемых радиоимпульсов, т. е. может быть определен как сигнал, формируемый в радиолокационном приемнике посредством амплитудного и последующего пикового детектирования. Строго говоря (если не учитывать поначалу упоминавшиеся флюктуации), такой сигнал $U_r(t)$ описывается достаточно сложной периодической функцией с периодом, равным периоду конического сканирования T_{sc} . В [3, 4] учитываются первые три члена при разложении данного сигнала в ряд Фурье. Однако на практике при сопровождении объектов с достаточно малыми угловыми ошибками зачастую (в частности, для решения поставленной задачи, как мы подтверждаем математическим моделированием) оказывается возможным ограничиться первыми двумя членами разложения данного сигнала и записать указанный сигнал в виде (см., например, [14])

$$\begin{aligned} U_r(t) &= U_{r0} [1 + M \cos(\Omega t - \varphi)] = \\ &= U_{r0} + u_{es}(t), \end{aligned} \quad (1)$$

где t – текущее время; $U_{r0} = \text{const}$ – постоянная составляющая записанного сигнала (первый из двух членов, которыми ограничиваемся при разложении в ряд Фурье); коэффициент (глубина) модуляции

$$0 < M < 1 \quad (2)$$

пропорционален [16] модулю угловой ошибки сопровождения Δ , иначе говоря, пропорционален взаимному угловому смещению равносигнального направления [16] и линии визирования – направления на сопровождаемый объект (напомним, что рассматривается случай сопровождения объекта с достаточно малыми угловыми ошибками, т. е. при достаточно малых значениях положительной величины Δ , когда M , конечно, оказывается существенно меньше единицы); $\Omega = 2\pi/T_{sc}$ – частота (круговая) конического сканирования, рад/с; φ – начальная фаза, соответствующая направлению отклонения линии визирования от равносигнального направления, что можно назвать аргументом ошибки сопровождения; первую гармонику в (1), т. е. второй из двух членов, которыми ограничиваемся при разложении в ряд Фурье:

$$u_{es}(t) = U_{r\Omega} \cos(\Omega t - \varphi), \quad (3)$$

называют сигналом ошибки, амплитуда которого

$$U_{r\Omega} = MU_{r0} \quad (4)$$

пропорциональна коэффициенту модуляции M и, следовательно, модулю угловой ошибки сопровождения Δ .

Введем обозначения: f_0 – соответствующее равносигнальному направлению значение конически сканирующей трехмерной диаграммы направленности (ДН), которая предполагается симметричной относительно своей оси; f'_0 – модуль найденной для указанного направления производной от такой функции, которая является сечением упомянутой трехмерной ДН плоскостью, содержащей ось симметрии и равносигнальное направление (далее при анализе количественных результатов и представлении ДН как функции от нормированного угла приводится формула для определения такой производной). Тогда нетрудно показать, что при сделанном допущении о достаточно малых значениях Δ

$$U_{r0} = \mu_1 f_0, \quad (5)$$

$$U_{r\Omega} = MU_{r0} = \mu_1 f'_0 \Delta. \quad (6)$$

В (5) и (6) μ_1 – действительный коэффициент, пропорциональный амплитуде переизлученного сопровождаемым объектом сигнала и коэффициенту передачи приемного устройства с детекторами (амплитудным и пиковым). Причем в случае пеленгации и сопровождения целей по рассеиваемым ими сигналам, реализации конического сканирования в режимах излучения и приема рассматриваются так называемые [15] двусторонние ДН, а в случае пеленгации и сопровождения управляемых снарядов (ракет) по излучаемым ответчиками сигналам, а также при скрытом коническом сканировании – односторонние ДН [15], т. е. конически сканирующие приемные ДН.

Заметим, что (1) и (3) соответствуют тому случаю, когда угловое смещение цели φ на так называемой картинной плоскости [1], перпендикулярной равносигнальному направлению, наблюдаемой со стороны локатора и показанной на рис. 1, отсчитывается от оси α в направлении сканирования, например, против часовой стрелки, как это показано на упомянутом рисунке. На рис. 1 α и β – угловые координаты с положительными и отрицательными значениями в двух ортогональных плоскостях сферической системы координат, центром (началом) которой является точка размещения радиолокационного пеленгатора. Обычно угол β отсчитывается в вертикальной, т. е. угломестной плоскости. На картинной плоскости (плоскости рис. 1) α и β представляются линейными координатами в декартовой системе [1] благодаря малости реальных значений этих двух величин. Начало координат данной декартовой си-

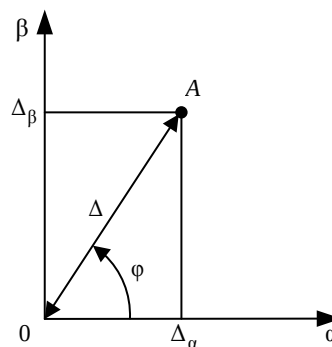


Рис. 1. Параметры ошибок сопровождения

Fig. 1. Tracking error parameters

стемы соответствует равносигнальному направлению, а точка A на картинной плоскости соответствует линии визирования (направлению на пеленгуемый и сопровождаемый объект). Кроме того, на рассматриваемой плоскости (рис. 1) показана соответствующая графическая интерпретация обозначения Δ , определенного ранее. Здесь же показаны ошибки сопровождения Δ_α и Δ_β объекта по углам α и β – ортогональные составляющие модуля угловой ошибки сопровождения Δ :

$$\Delta_\alpha = \Delta \cos \varphi, \quad (7)$$

$$\Delta_\beta = \Delta \sin \varphi. \quad (8)$$

Данные ошибки подлежат определению при пеленгации и сопровождении объекта, т. е. они являются результатами пеленгации объекта, так как определяют его угловые координаты при известном равносигнальном направлении (совмещение равносигнального направления с направлением на сопровождаемый объект, т. е. минимизация ошибок сопровождения Δ_α и Δ_β , в принципе не обязательно: главное – определить указанные ошибки с требуемой точностью). При этом информация о равносигнальном направлении может поступать либо от датчиков положения антенны (при механическом сопровождении объекта по направлению), либо от элементов электронного управления конически сканирующим лучом. Итак, для пеленгации объекта требуется найти ошибки сопровождения (7) и (8). Последнее может быть реализовано посредством обработки сигнала ошибки (3) в двух параллельных квадратурных каналах (рис. 2), каждый из которых представляет собой фазовый (синхронный) детектор, т. е. каскадно соединенные перемножитель и фильтр нижних частот (ФНЧ), который может быть элементом следящей системы [15, 16]. Учитывая функциональную схему (рис. 2), обозначенные на ней выходные величины, (3), (6)–(8) и полагая, что ФНЧ не пропускает колебания с частотой 2Ω , найдем пеленгационные характеристики (как говорилось, для достаточно малых значений Δ , когда формируются линейные участки этих характеристик) $u_{e\alpha}(\Delta_\alpha)$ и $u_{e\beta}(\Delta_\beta)$:

$$u_{e\alpha} = \mu_2 \Delta_\alpha, \quad (9)$$

$$u_{e\beta} = \mu_2 \Delta_\beta, \quad (10)$$

причем содержащийся в (9) и (10) действительный коэффициент

$$\mu_2 = \mu_1 \mu_3 f_0' / 2, \quad (11)$$

где μ_3 – коэффициент передачи ФНЧ вблизи нулевой частоты. Таким образом, (11) определяет крутизну линейного участка пеленгационных характеристик.

Для последующих рассуждений полезно заметить следующее. На схему (рис. 2) действует сигнал ошибки $u_{es}(t)$, который определяется формулой (3), т. е. имеет частоту Ω . Каждый из двух перемножителей переносит спектр сигнала с указанной частоты Ω на нулевую частоту и на частоту 2Ω . ФНЧ выделяет только результат переноса спектра на нулевую частоту и режектирует результат переноса на частоту 2Ω . Такая обработка сигнала рассматриваемой схемой эквивалентна фильтрации того же сигнала полосовым фильтром, амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) которого получается при смещении АЧХ ФНЧ с нулевой частоты на частоту Ω и дополнении соответствующим зеркальным отображением относительно частоты Ω (все АЧХ предполагаем представленными в области положительных частот). Изложенное поясняет рис. 3, на котором сплошная кривая $K_{f0}(\omega)$ представляет АЧХ ФНЧ; штриховая – АЧХ $K_f(\omega)$ эквивалентного полосового фильтра; ω – круговая частота, рад/с; Δ_f – ширина полосы пропускания ФНЧ, Гц (в дальнейшем для получения количественных результатов определяем Δ_f на уровне половины от максимума АЧХ). Полагая обработку сигнала ошибки $u_{es}(t)$ эквивалентным полосовым фильтром (на практике сигнал ошибки зачастую выде-

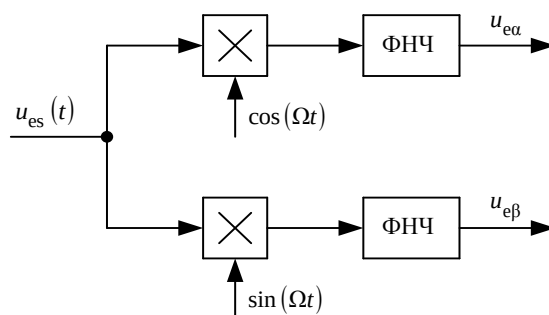


Рис. 2. Схема обработки сигналов

Fig. 2. Signal processing circuit

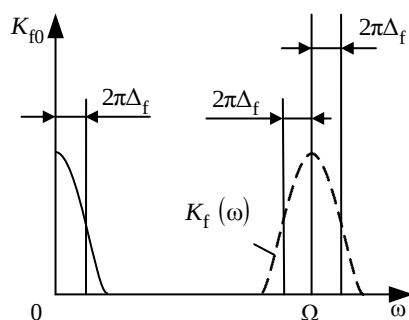


Рис. 3. Амплитудно-частотные характеристики фильтров

Fig. 3. Filter skirts

ляется реальным полосовым фильтром и лишь после этого подвергается обработке в квадратурных каналах), рассмотрим эту обработку в спектральной области.

Напомним, что амплитуда переизлученного сопровождаемым объектом сигнала на практике является флюктуирующей. Энергетический спектр $N_{\Gamma\Gamma}(\omega)$ этих амплитудных флюктуаций (закон изменения амплитуд переизлученных радиоимпульсов) представлен на рис. 4, а, хотя форма спектра может отличаться, как, например, в [13]. Дискретная часть этого спектра (спектральная составляющая на частоте $\omega = 0$) определяется средним значением (математическим ожиданием) флюктуирующей амплитуды и может рассматриваться как полезный сигнал, преобразуемый радиолокационным пеленгатором в сигнал ошибки. Непрерывная часть данного энергетического спектра, имеющая ширину Δ_f [Гц], определяется случайными отклонениями флюктуирующей амплитуды от ее среднего значения и может рассматриваться как аддитивная помеха (в дальнейшем для получения количественных результатов определяем Δ_f на уровне половины от максимума спектра).

Вследствие конического сканирования происходит упомянутое ранее преобразование радиолокационным пеленгатором указанного полезного сигнала в сигнал, который описан (1)–(4), т. е. имеет дискретный спектр $S_u(\omega)$ в виде двух спектральных линий – сплошных линий на рис. 4, б. Причем эквивалентный (или реальный: см. ранее) полосовой фильтр с АЧХ $K_f(\omega)$ должен выделить одну из этих двух спектральных линий – гармонику с частотой Ω , которая представляет собой сигнал ошибки, определяемый (3), (4)

и несущий информацию об искомых ошибках сопровождения.

Аналогично (тоже вследствие конического сканирования) мешающие амплитудные флюктуации переизлученного сигнала преобразуются в помеху, которая маскирует сигнал ошибки и имеет энергетический спектр $N_{ab}(\omega)$, показанный на рис. 4, в двумя сплошными линиями $N_a(\omega)$ и $N_b(\omega)$:

$$N_{ab}(\omega) = N_a(\omega) + N_b(\omega),$$

причем $N_a(\omega)$ и правая половина симметричной (относительно $\omega = \Omega$) функции $N_b(\omega)$ повторяют форму непрерывной части спектра $N_{\Gamma\Gamma}(\omega)$ (рис. 4, а и в). Иначе говоря, имеет место взаимная пропорциональность двух функций: $N_{\Gamma\Gamma}(\omega)$ и $N_a(\omega)$. Кроме того, с учетом (4), рис. 4, б и упомянутой аналогии можно записать следующее соотношение для параметров функций $N_a(\omega)$ и $N_b(\omega)$ – для соответствующих максимумов спектра:

$$N_{b\Omega} \approx M^2 N_{a0} \quad (12)$$

(приближенный характер равенства связан, в частности, с тем, что $N_{b\Omega} \neq 0$ при $\Delta = 0$ и $M = 0$).

Таким образом, можно сказать, что сигнал ошибки действует на фоне двух составляющих помехи: одна из них имеет спектр $N_a(\omega)$ в окрестности нулевой частоты, т. е. является низкочастотной, а другую можно назвать относительно высокочастотной, так как она имеет спектр $N_b(\omega)$ в окрестности частоты Ω .

Общие соображения относительно влияния низкочастотной и высокочастотной спектральных составляющих на качество пеленгации, вопроса о коррекции известных оценок. Как уже упоминалось, известные оценки влияния амплитудных флюктуаций определяются значением $N_{\Gamma\Gamma}(\Omega)$ энергетического спектра $N_{\Gamma\Gamma}(\omega)$ амплитудных флюктуаций. Эти известные оценки [2, 13, 15] и введенные обозначения позволяют записать формулу для дисперсии, определяемой пеленгатором ошибки сопровождения Δ_α при $\Delta_\beta = 0$:

$$\sigma_\alpha^2 = \Delta_f N_{\Gamma\Gamma}(\Omega) / \mu, \quad (13)$$

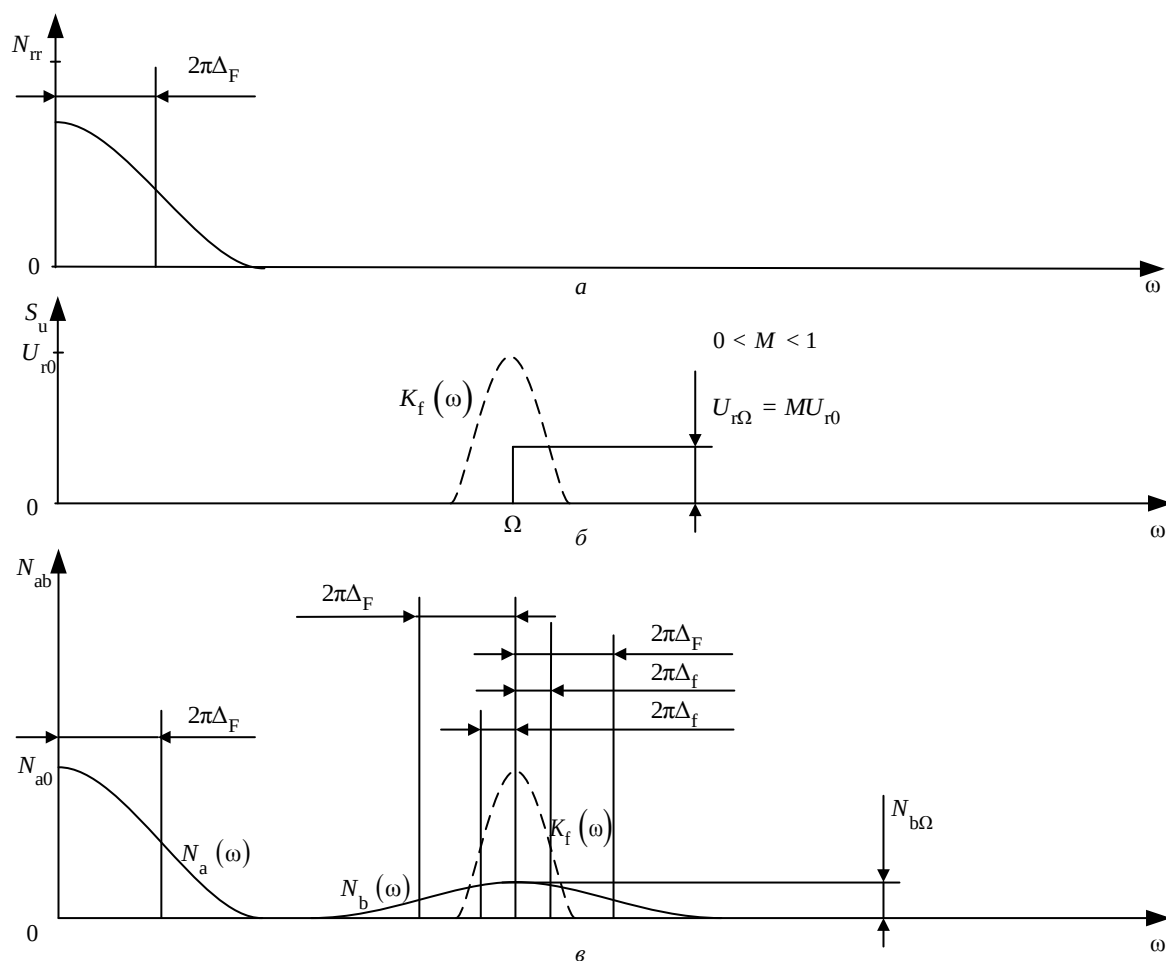


Рис. 4. Спектры сигналов и помех: *a* – энергетический спектр амплитудных флуктуаций; *б* – спектр полезного сигнала; *в* – энергетический спектр помехи

Fig. 4. Signal and interference spectra: *a* – power spectrum of amplitude fluctuations; *б* – useful signal spectrum; *в* – power spectrum of interference

где μ – коэффициент, связанный с параметрами антенной системы и имеющий такую размерность, которая зависит от выбора единиц измерения угловых координат. Конкретизация связи данного коэффициента с параметрами антенной системы проводится в [2, 13, 15].

Согласно отмеченной взаимной пропорциональности функций $N_{\pi}(\omega)$ и $N_a(\omega)$, а также используемым обозначениям известно соотношение (13) эквивалентно формуле

$$\sigma_a^2 = \Delta_f N_a(\Omega) / \mu_2^2.$$

Это означает, что известные оценки для дисперсии определяемой пеленгатором ошибки сопровождения учитывают влияние только низкочастотной составляющей $N_a(\omega)$ спектра $N_{ab}(\omega)$ помехи. Очевидно, что такое оценивание дисперсии можно считать оправданным, если влиянием

высокочастотной составляющей со спектром $N_b(\omega)$ можно пренебречь по причине (12) и малых значений M (малых значений Δ). Наиболее четко допущение о "незначительных" значениях Δ при получении указанных оценок формулируется в [13]. Однако вопросы относительно правомерности указанного допущения и, следовательно, влияния низко- и высокочастотных спектральных составляющих на качество пеленгации, на наш взгляд, остаются.

Действительно, низкочастотная составляющая со спектром $N_a(\omega)$, конечно, является более интенсивной согласно рис. 4 и (2), (12), но в полосе пропускания фильтра с АЧХ $K_f(\omega)$ попадает только слабый "хвост" спектра $N_a(\omega)$, т. е. значение $N_a(\Omega)$ в последней формуле может оказаться достаточно малым, а область интенсивных

значений спектра $N_a(\omega)$ соответствует лишь малому уровню "хвоста" АЧХ $K_f(\omega)$. Кроме того, имеется очевидная возможность ослабить влияние данной составляющей помехи посредством выбора достаточно большого значения Ω (разумеется, при выполнении такого условия [16], когда частота конического сканирования остается в несколько раз меньше частоты повторения зондирующих импульсов лоатора) и достаточно малого значения Δ_f . Однако игнорировать влияние низкочастотной составляющей было бы ошибкой, так как полное ее подавление фильтром с АЧХ $K_f(\omega)$, строго говоря, невозможно, т. е. реальное значение $N_a(\Omega)$ не является нулевым.

С другой же стороны, высокочастотная составляющая помехи, имеющая спектр $N_b(\omega)$ в окрестности частоты Ω сигнала ошибки – частоты настройки выделяющего этот сигнал фильтра с АЧХ $K_f(\omega)$, как уже отмечалось, является менее мощной, причем мощность данной составляющей уменьшается по мере уменьшения ошибки, с которой объект сопровождается по угловым координатам.

Приведенные качественные рассуждения подтверждают то, что влияние двух составляющих на характеристики пеленгатора, а также вопрос о значениях угловых ошибок сопровождения и, значит, о необходимости коррекции известных количественных оценок требуют изучения. Далее это изучение осуществляется посредством анализа количественных результатов, получаемых математическим моделированием и расчетами по найденным аналитическим соотношениям. Далеко не всегда получаются такие результаты, которые подтверждали бы упомянутые широко известные аналитические оценки.

Основные допущения для количественного анализа. Для конически сканирующей 3-мерной ДН используем гауссовскую аппроксимацию ее сечения в плоскости, содержащей ось симметрии этой ДН (такое же допущение в [3] и [4] называют двумерной гауссовской аппроксимацией). Для амплитудных флуктуаций применяем экспоненциальную аппроксимацию автокорреляционной функции с заданным интервалом корреляции τ , а также гауссовскую аппроксимацию плотности вероятностей при усечении со стороны отрицательных значений и достаточно малом (в соответствии

с [2]) отношении σ/m среднеквадратичного отклонения σ флуктуаций к среднему значению (математическому ожиданию) m амплитуды переизлученного сопровождаемым объектом сигнала. Указанный выбор аппроксимации для автокорреляционной функции и плотности вероятности сделан для определенности, без которой невозможен количественный анализ, и обусловлен разнообразием [2, 13] названных характеристик в реальности, а также недостаточной их изученностью. Так, в [3] и [4] по этому поводу просто делается допущение о том, что $\tau \gg T_{sc}$.

Количественный анализ влияния низкочастотной и высокочастотной спектральных составляющих на качество пеленгации. Та часть количественного анализа, которая позволяет сравнить влияние низко- и высокочастотных спектральных составляющих на качество пеленгации, реализована методом математического моделирования вышеописанной обработки сигналов с флуктуирующей амплитудой при вычислении дисперсий σ_α^2 и σ_β^2 для результатов пеленгации (результатов оценивания ошибок сопровождения Δ_α и Δ_β схемой на рис. 2) в плоскостях отсчета углов α и β соответственно. Далее приводятся результаты моделирования, выполненного при следующих условиях: для вычисления выбрана дисперсия σ_α^2 при $\Delta_\beta = 0$; $T_{sc}/T_s = 10$, где T_s – период повторения зондирующих импульсов лоатора; $\Delta_p/\theta = 0.5$, где Δ_p – угол между равносигнальным направлением и осью симметрии конически сканирующей 3-мерной ДН, имеющей ширину θ на уровне -3 дБ; схема (см. рис. 2) моделируется при реализации в ней цифровой обработки отсчетов сигнала, сформированных при интервале дискретизации T_s и имеющих амплитуду принимаемых пеленгатором импульсов, когда ФНЧ представляет собой цифровой рекурсивный фильтр заданного порядка N_f , а точнее, каскадное соединение одинаковых звеньев – рекурсивных фильтров 1-го порядка, количество которых равно N_f ; $N_f = 4$; $K = 100$ – количество экспериментов, реализуемых для формирования случайных значений $u_{e\alpha}$ и оценивания их дисперсии σ_α^2 ; $\sigma/m = 0.1$; $\tau = 66T_s$. Можно показать, что сде-

ланный нами выбор соотношения $\tau = 66T_s$ при реальном [2] значении ширины энергетического спектра $\Delta_F = 10$ Гц соответствует дальности действия лоатора, равной 36 км и менее (в случае выбора T_s , исходя из условия однозначного определения дальности классическим импульсным методом). Дальности действия такого порядка характерны для ряда реальных систем, использующих коническое сканирование в настоящее время.

Результаты моделирования представлены на рис. 5 как зависимости величины σ_α^2 от параметра Δ_f / Δ_F , характеризующего широкополосность или узкополосность ФНЧ или полосового фильтра. При этом штриховые линии соответствуют нулевому истинному значению Δ_α , а сплошные – ненулевому: для рис. 5, а ненулевое истинное значение $\Delta_\alpha / \theta = 0.01$, а для рис. 5, б $\Delta_\alpha / \theta = 0.1$. Ломаный вид линий, соединяющих рассчитанные точки зависимостей (рис. 5), обусловлен ограниченным количеством K экспериментов, реализуемых для формирования случайных результатов пеленгации и оценивания их дисперсии σ_α^2 ($K = 100$), а увеличение количества экспериментов приводит к нежелательному увеличению времени моделирования. Приведенные на рисунке значения σ_α^2 вычислены в относительных единицах при определенных количественных допущениях об интенсивности принимаемых сигналов и о коэффициентах передачи отдельных

элементов приемного тракта. Конкретизация такой информации не требуется, так как не имеет значения для проводимой сравнительной оценки влияния низко- и высокочастотных спектральных составляющих помехи на качество пеленгации. Действительно, в (12) величина M пропорциональна Δ , а $\Delta = \Delta_\alpha$ при $\Delta_\beta = 0$. Следовательно, на рис. 5 ординаты точек на сплошных линиях, как было отмечено, являются оценками дисперсии результатов пеленгации, отражающими влияние обеих составляющих помехи (низко- и высокочастотной), а ординаты точек на штриховых линиях являются оценками дисперсии, связанной с влиянием только низкочастотной составляющей.

Таким образом, рис. 5 показывает, что соотношение между влиянием низкочастотной составляющей помехи на дисперсию σ_α^2 , являющуюся показателем точности пеленгации, и аналогичным влиянием высокочастотной составляющей зависит от истинного значения измеряемых ошибок сопровождения, которое, конечно, зависит от параметров систем автосопровождения – параметров, определяющих статические и динамические ошибки сопровождения. А именно, при достаточно малой истинной ошибке (при $\Delta_\alpha / \theta = 0.01$, рис. 5, а) точность пеленгации практически полностью определяется влиянием только низкочастотной составляющей помехи, т. е. в этих условиях упоминавшиеся широко известные оценки будут справедливы (для этих условий, как отмечалось, эти оценки и были найдены). К подобному

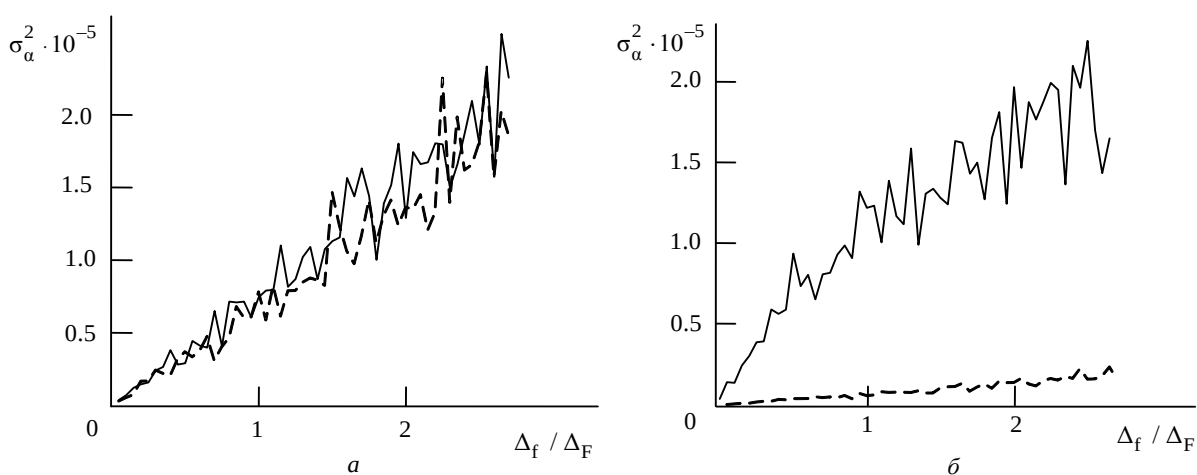


Рис. 5. Дисперсия результатов пеленгации – зависимости от параметра широкополосности фильтров:
 а – для истинного значения $\Delta_\alpha / \theta = 0.01$; б – для истинного значения $\Delta_\alpha / \theta = 0.1$

Fig. 5. Direction finding result variance depending on wide-band parameter of filters:
 а – for true value $\Delta_\alpha / \theta = 0.01$; б – for true value $\Delta_\alpha / \theta = 0.1$

заклучению приводили также и общие соображения, излагавшиеся после (12). Если же пеленгуемый объект сопровождается по угловым координатам при достаточно большой относительной ошибке, то влияние низкочастотной составляющей помехи на точность пеленгации сокращается по сравнению с влиянием высокочастотной составляющей и, например, при истинном значении $\Delta_\alpha/\theta = 0.1$ становится пренебрежимо малым: рис. 5, б показывает, что при этом дисперсия результатов пеленгации, связанная с влиянием только низкочастотной составляющей (штриховая линия), много меньше дисперсии, отражающей влияние обеих составляющих помехи (сплошная линия).

Таким образом, в последнем случае требуется коррекция известных аналитических оценок, учитывающих влияние только низкочастотной составляющей.

Требования к ошибкам сопровождения объекта по угловым координатам. В связи с приведенными количественными результатами необходимо ответить на вопрос о том, какие значения ошибок сопровождения (статических и динамических) по угловым координатам целесообразно обеспечивать при проектировании соответствующих систем. Для этого проведем дополнительный количественный анализ посредством расчетов по найденным аналитическим соотношениям и проверки получаемых результатов при их сопоставлении с соответствующими результатами моделирования.

Опуская детальное описание поиска аналитических расчетных соотношений ввиду его громоздкости, приведем только краткие замечания о его методике и результаты (довольно громоздкими оказываются не только поиск аналитических расчетных соотношений, но и приводимые ниже его результаты).

С целью конкретизации выбираем плоскость отсчета угла α для определения соответствующих статистических параметров ($\beta = 0$). В ортогональной плоскости отсчета угла β подобные параметры определяются аналогично. Замечания об этом будут сделаны в дальнейшем.

В качестве первого из упомянутых статистических параметров определяем дисперсию σ_α^2 с анализом ее зависимости от истинного значения

ошибки сопровождения Δ_α , точнее, от нормированного значения Δ_α/θ при $\Delta_\beta = 0$. Указанные зависимости $\sigma_\alpha^2(\Delta_\alpha)$ и $\sigma_\alpha^2(\Delta_\alpha/\theta)$ можно называть флюктуационными характеристиками [17]. Приведем нормированную флюктуационную характеристику

$$\sigma_{\alpha 0}^2(\Delta_\alpha/\theta) = \sigma_\alpha^2(\Delta_\alpha/\theta) / \sigma_\alpha^2(\Delta_\alpha/\theta = 0). \quad (14)$$

Напомним, что наряду с понятием флюктуационных характеристик мы уже использовали понятие пеленгационных характеристик, которые при игнорировании амплитудных флюктуаций определялись функциями $u_{e\alpha}(\Delta_\alpha)$ и $u_{e\beta}(\Delta_\beta)$. Но из-за рассматриваемых амплитудных флюктуаций результаты $u_{e\alpha}$ и $u_{e\beta}$ обработки сигналов пеленгатором (см. рис. 2) являются случайными величинами. При этом пеленгационные характеристики определяют как зависимости $m_\alpha(\Delta_\alpha)$ и $m_\beta(\Delta_\beta)$ соответствующих математических ожиданий m_α и m_β указанных случайных величин от истинных значений Δ_α (при $\Delta_\beta = 0$) и Δ_β (при $\Delta_\alpha = 0$). Причем аналогично (9) и (10) для линейных участков таких пеленгационных характеристик

$$m_\alpha = \mu_2 \Delta_\alpha, \quad (15)$$

$$m_\beta = \mu_2 \Delta_\beta. \quad (16)$$

Мы определяем пеленгационные характеристики как зависимости от нормированных ошибок сопровождения, в частности, как зависимость $m_\alpha(\Delta_\alpha/\theta)$.

В соответствии с комментариями к рис. 4 математические ожидания (средние значения) m_α и m_β являются полезными сигналами, а величина $\mu_2^2 \sigma_\alpha^2$ при наших обозначениях является дисперсией аддитивной помехи, которая маскирует сигнал m_α . Следовательно, отношение сигнал–помеха, определяемое для пеленгации в плоскости отсчета угла α :

$$q_\alpha(\Delta_\alpha/\theta) = |m_\alpha(\Delta_\alpha/\theta)| / [\mu_2 \sigma_\alpha(\Delta_\alpha/\theta)], \quad (17)$$

где $|\dots|$ – знак модуля (абсолютной величины).

Статистические характеристики случайных величин, входящие в (14)–(17), находились согласно определениям этих характеристик с использованием рис. 2 и (1), (3), (5)–(11), а также представления случайной (при учете флуктуаций) амплитуды сигнала ошибки модулем полуразности двух других случайных величин – амплитуд импульсов, принимаемых в разное время, а именно с задержкой на $T_{sc}/2$, при учете влияния ФНЧ или полосового фильтра на дисперсию и корреляционные свойства помехи. Получены следующие результаты:

$$\sigma_{\alpha 0}^2(\Delta_{\alpha}/\theta) = 1 + \frac{\left[\left(f'_{0\theta}/f_0 \right)^2 \times \right.}{(1-r_{sc})} \times (1+r_{sc})(\Delta_{\alpha}/\theta)^2 \Big], \quad (18)$$

$$q_{\alpha}(\Delta_{\alpha}/\theta) = \left| \frac{\frac{2.038(m/\sigma)(\Delta_{\alpha}/\theta)}{(\Delta_f/\Delta_F)^{1/2}}}{\left[(1-r_{sc}) \left(f'_{0\theta}/f_0 \right)^2 + (1+r_{sc})(\Delta_{\alpha}/\theta)^2 \right]^{1/2}} \right|, \quad (19)$$

где $f'_{0\theta}$ – модуль производной, определяемый в окрестности равносигнального направления аналогично f'_0 с той разницей, при которой дифференцирование выполняется для функции (сечения трехмерной ДН) от нормированного аргумента, например для функции $f_{\theta}(\alpha/\theta)$ от аргумента α/θ , являющейся сечением трехмерной ДН плоскостью отсчета угла α или нормированного угла α/θ : дифференцируем по указанному нормированному аргументу α/θ , а не по углу α ; $\Delta_p/\theta = 0.5$; причем согласно определению производной применима оценка

$$f'_{0\theta} = \left| f_{\theta}(\Delta_p/\theta - \delta) - f_{\theta}(\Delta_p/\theta + \delta) \right| / (2\delta); \quad (20)$$

положительное

$$\delta \ll 1; \quad (21)$$

при выполнении реального условия $\Delta_f \ll \Delta_F$ оценка коэффициента корреляции амплитудных флуктуаций (помехи), маскирующих полезный

сигнал после его обработки пеленгатором (см. рис. 2), при временном сдвиге $T_{sc}/2$

$$r_{sc} = \left[1 - 0.480(\Delta_f/\Delta_F)/\tau \right]^{(T_{sc}/T_s)/2}. \quad (22)$$

Для расчетов, соответствующих ортогональной плоскости – плоскости отсчета угла β (при $\alpha = 0$), достаточно выполнить замену α на β для нижних индексов у величин в (18) и (19).

Далее приводятся результаты расчетов по (18)–(22) и результаты моделирования для следующих условий: $\Delta_p = 0$; $T_{sc}/T_s = 10$; $\Delta_p/\theta = 0.5$; $\sigma/m = 0.1$; $\tau = 66T_s$; $\Delta_f/\Delta_F = 0.1$; в расчетах $\delta = 0.005$ схема (см. рис. 2), как и ранее, моделируется при реализации в ней цифровой обработки отсчетов сигнала, сформированных при интервале дискретизации T_s и имеющих амплитуду принимаемых пеленгатором импульсов, когда ФНЧ представляет собой каскадное соединение N_f одинаковых звеньев – рекурсивных фильтров 1-го порядка при $N_f = 4$, а также при $K = 100$.

Результаты расчетов и моделирования представлены на рис. 6 и 7: на рис. 6 представлена нормированная флуктуационная характеристика (14) в линейном (а) и логарифмическом (б) масштабах, а на рис. 7 – зависимость $q_{\alpha}(\Delta_{\alpha}/\theta)$ (см. (17)). Сплошные линии на этих рисунках соответствуют результатам расчетов, а штриховые – результатам моделирования.

Согласно рис. 6 и 7 результаты расчетов и моделирования оказываются близкими (конечно, при таких ошибках сопровождения, которые соответствуют линейному участку пеленгационной характеристики и поэтому представляют практический интерес). Следовательно, найденные расчетные соотношения (18)–(22) и вычисляемые с их помощью количественные оценки являются достаточно точными.

Кроме того, найденные количественные результаты (рис. 7) позволяют ответить на поставленный ранее вопрос относительно предпочтительного значения ошибок сопровождения по угловым координатам, которое целесообразно обеспечить при проектировании систем автосопровождения. Согласно рис. 7 параметры таких систем следует выбирать так, чтобы оцениваемые при пеленгации значения ошибок сопровождения

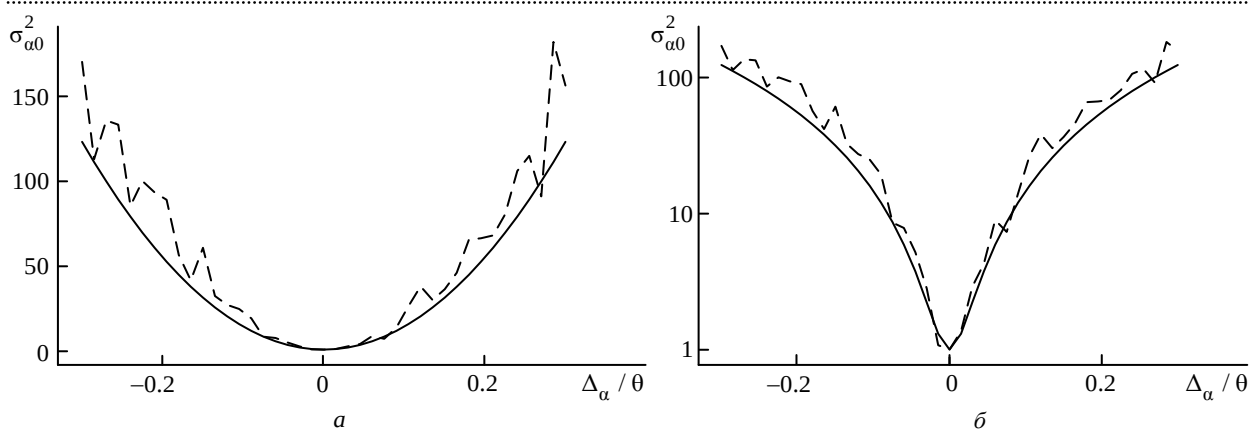


Рис. 6. Нормированная флюктуационная характеристика: а – линейный масштаб; б – логарифмический масштаб

Fig. 6. Normalized fluctuation characteristic: а – linear scale; б – logarithmic scale

(значения статических ошибок и наиболее вероятные значения динамических ошибок), будучи нормированными к ширине сканирующей диаграммы направленности, были бы достаточно большими – не менее 0.1. Однако излишнее увеличение упомянутых значений тоже нежелательно, так как может привести к росту негативного влияния неучитываемых внутренних шумов. Следовательно, при указанных условиях оптимальным можно считать такое ожидаемое (наиболее вероятное) значение относительной ошибки сопровождения, например Δ_α , при котором можно приблизиться к выполнению равенства $\Delta_\alpha/\theta = 0.1$. Разумеется, точное выполнение этого или аналогичного равенства не представляется возможным (иначе не требовалась бы пеленгация, т. е. измерение величины Δ_α), но сопровождение объектов по угловым координатам с ошибками, приближающимися к оптимизированным, целесообразно рассматривать как одну из задач проектирования систем автосопровождения. Относительно упоминаемой оптимизации можно уточнить, что ее критерием предполагается максимизация отношения сигнал–помеха, которое

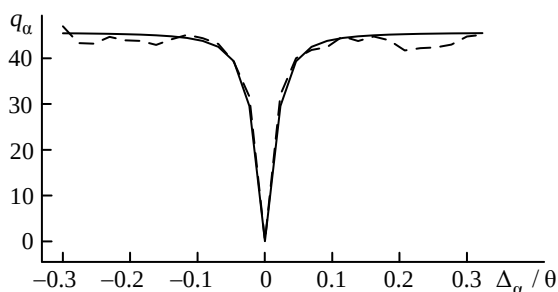


Рис. 7. Отношение сигнал–помеха – зависимости от ошибки сопровождения

Fig. 7. Signal-to-interference ratio depending on tracking error

подразумевается в качестве целевой функции и в отличие от (17) должно определяться при том условии, когда помехой являются не только рассматриваемые амплитудные флуктуации, но и аддитивные внутренние шумы радиолокационного приемника. Строгое проведение подобной оптимизации, на наш взгляд, представляло бы интерес при ее увязывании с анализом функционирования соответствующих следящих систем и выходит за пределы данной статьи.

Во избежание возможных вопросов обратим внимание на следующее. В связи с количественными результатами, представленными на рис. 6, рекомендация о сопровождении объекта при достаточно больших значениях Δ_α (в частности, при $\Delta_\alpha/\theta = 0.1$), на первый взгляд, может показаться странной: ведь согласно (14) и рис. 6 это ведет к увеличению σ_α по сравнению со случаем малых Δ_α , т. е. ведет, казалось бы, к ухудшению точности пеленгации (ведь абсолютная погрешность пеленгации растет). Однако не следует забывать, что при этом согласно (15), (17) и рис. 7 достигается желаемое уменьшение более важного показателя точности – модуля отношения среднеквадратичного отклонения σ_α результатов пеленгации (измерения) к истинному значению измеряемой (при пеленгации) величины Δ_α :

$$|\sigma_\alpha/\Delta_\alpha| = 1/q_\alpha, \quad (23)$$

т. е. уменьшается относительная погрешность пеленгации.

Выполнение коррекции при оценке дисперсии результатов пеленгации. Для тех значений ошибок сопровождения, которые определены

в качестве предпочтительных (оптимальных), как было показано, требуется коррекция известных аналитических оценок дисперсии. При этом скорректированное значение дисперсии $\sigma_a^2(\Delta_a/\theta)$ для заданного значения Δ_a/θ может быть вычислено следующим образом. Поскольку при достаточно малых ошибках сопровождения, как говорилось, для дисперсии результатов пеленгации справедливы упоминавшиеся широко известные оценки, дисперсия $\sigma_a^2(\Delta_a/\theta=0)$ может быть определена как такая известная оценка, например, по (13). После этого по найденным (18), (20)–(22) определяется нормированная дисперсия $\sigma_{a0}^2(\Delta_a/\theta)$, а затем согласно (14) вычисляется искомая величина

$$\sigma_a^2(\Delta_a/\theta) = \sigma_{a0}^2(\Delta_a/\theta) \sigma_a^2(\Delta_a/\theta=0). \quad (24)$$

Таким образом, (18), (20)–(22) и (24) позволяют выполнить коррекцию известных результатов [13, 15], т. е. в совокупности с ними оценить дисперсию результатов пеленгации как показатель абсолютной погрешности пеленгации. Относительная же погрешность пеленгации вычисляется по (19)–(23).

Заметим, что для рассмотренного примера, когда желательным является $\Delta_a/\theta = 0.1$, выполненная коррекция приводит к увеличению дисперсии результатов пеленгации приблизительно на 10 дБ (рис. 6).

Закключение. Итак, проведенное исследование показывает, что при выборе параметров для систем автосопровождения с коническим сканированием целесообразно стремиться к реализации сопровождения объектов не с минимальными ошибками по угловым координатам (когда равносигнальное направление практически совмещается с направлением на сопровождаемый объект), а с оптимизированными ошибками (при их оценивании в процессе пеленгации). Иначе говоря, при упомянутом выборе параметров целесообразно оптимизировать значения статических ошибок и наиболее вероятные значения динамических ошибок сопровождения. Причем оптимизированные ошибки имеют такие значения, при которых требуется коррекция известных аналитических оценок для дисперсии результатов пеленгации – качественного показателя пеленгатора (показателя точности). Найденные аналитические соотношения позволяют выполнить указанные оптимизацию и коррекцию. Причем выполнение коррекции способно увеличить оценку дисперсии весьма существенно (в частности, на величину, близкую к 10 дБ).

Авторский вклад

Плужников Анатолий Дмитриевич – теоретический анализ.

Когтева Людмила Владимировна – выбор и обоснование статистических характеристик для флуктуаций.

Приблудова Елена Николаевна – определение взаимосвязей параметров модели с заданными параметрами системы и входных воздействий.

Сидоров Сергей Борисович – разработка программного обеспечения.

Чужайкин Евгений Геннадьевич – уточнение расчетных соотношений, разработка алгоритмов статистической обработки данных.

В подготовке статьи принимали участие все авторы.

Author's contribution

Anatoly D. Pluzhnikov, theoretical analysis.

Lyudmila V. Kogteva, selection and substantiation of statistical characteristics for fluctuations.

Elena N. Pribludova, determination of the relationship between model parameters and set-up parameters of system, input actions.

Sergey B. Sidorov, software engineering.

Evgeniy G. Chuzhaykin, clarification of calculation relations, algorithm development for the statistical data processing.

All authors participated in the preparation of the article.

Список литературы

1. Радиоэлектронные системы: основы построения и теория / под ред. Я. Д. Ширмана. 2-е изд. М.: Радиотехника, 2007. 512 с. URL: http://publ.lib.ru/ARCHIVES/SH/SHIRMAN_Yakov_Davidovich/ (дата обращения 27.05.2021)
2. Справочник по радиолокации: в 2 кн. Кн. 1 / под ред. М. И. Скольника; пер. с англ. под ред. В. С. Вербы. М.: Техносфера, 2015. 671 с.
3. Павлов В. С., Блудов А. А., Балашов Е. В. Анализ пеленгационного метода конического сканирования в условиях угловых эволюций равносигнального направления // Радиопромышленность. 2017. Т. 27, № 1. С. 37–43. doi: 10.21778/2413-9599-2017-1-37-43
4. Оценка и компенсация поляризационных погрешностей в пеленгационном методе конического сканирования / А. А. Блудов, Г. А. Горбатовский, В. С. Павлов, А. Ф. Суворов // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2018. № 2. С. 47–54. doi: 10.32603/1993-8985-2018-21-2-47-54
5. Блудов А. А., Горбатовский Г. А., Павлов В. С. Двухшальная модификация пеленгационного метода конического сканирования // Вопр. радиоэлектроники. 2019. № 2. С. 6–14. doi: 10.21778/2218-5453-2019-2-6-14
6. Новиков Я. В. Концерн ВКО "Алмаз-Антей" готов к решению новых задач по укреплению обороноспособности России // Национальная оборона. 2017. № 8. URL: <https://oborona.ru/pages/mainpage/archive/2017/08/index.shtml> (дата обращения 27.05.2021)
7. Солдаткин А. Надежный "Купол" над войсками // Национальная оборона. 2017. № 8. URL: <https://oborona.ru/pages/mainpage/archive/2017/08/index.shtml> (дата обращения 27.05.2021)
8. Интеллектуальная техника УМЗ // Национальная оборона. 2017. № 8. URL: <https://oborona.ru/pages/mainpage/archive/2017/08/index.shtml> (дата обращения 27.05.2021)
9. Pluzhnikov A. D., Pribludova E. N. Spatial Processing of Radar Signals on a Clutter Background with Non-isotropic Elements of a Cylindrical Array // Signal Processing Symp. Serock, Poland, 5–7 Jun. 2013. Piscataway: IEEE, 2013. P. 126–129. doi: 10.1109/sps.2013.6623577
10. Pluzhnikov A. D., Pribludova E. N., Ryndyk A. G. Cylindrical Array as a means of the Clutter Suppression via Scanning Acceleration and Space-Time Signal Processing // 2014 11th European Radar Conf. Rome, Italy, 8–10 Oct. 2014. Piscataway: IEEE, 2014. P. 561–564. doi: 10.1109/eurad.2014.6991332
11. Pluzhnikov A. D., Pribludova E. N., Ryndyk A. G. The Principle Probabilities of Space-Distance Resolution for a Monostatic Radar and Realization in Cylindrical Array // Intern. J. of Electronics and Communication Engineering. 2019. Vol. 13, № 1. P. 32–35. doi: 10.5281/zenodo.3607832
12. Пат. RU 2 236 727 C1. Антенна с коническим сканированием диаграммы направленности (варианты) / Ю. Д. Самородов; опубл. 20.09.2004. Бюл. № 26.
13. Дымова А. И., Альбац М. Е., Бонч-Бруевич А. М. Радиотехнические системы / под ред. А. И. Дымовой. М.: Сов. радио, 1975. 440 с.
14. Торбин С. А. Влияние угловых перемещений антенны и эклипсинга на точность пеленгации цели радиолокатором с коническим разворачиванием луча на передачу при подавлении активной шумовой помехи в основном лепестке приемной диаграммы направленности // Журн. радиоэлектроники. 2015. № 2. С. 5–11. URL: <http://jre.cplire.ru/jre/feb15/4/text.html> (дата обращения 08.10.2021)
15. Бартон Д., Вард Г. Радиолокационные системы / пер. с англ. П. Горохова, О. Казакова, А. Тупицына. М.: Воениздат, 1967. 480 с. URL: https://www.studmed.ru/bartonvard-radiolokacionnye-sistemy_eb91c7ddd01.html (дата обращения 27.05.2021)
16. Кузьмин С. З. Цифровая радиолокация. Введение в теорию. Киев: КВІЦ, 2000. 428 с. URL: https://www.studmed.ru/kuzmin-s3-cifrovaya-radiolokaciya-vvedenie-v-teoriyu_e935bec5442.html (дата обращения 08.10.2021)
17. Артюшенко В. М., Воловач В. И. Алгоритмы оценки информационных параметров сигнала при воздействии широкополосных негауссовских помех // Автометрия. 2018. Т. 54, № 2. С. 43–53. doi: 10.15372/AUT20180205

Информация об авторах

Плужников Анатолий Дмитриевич – д. т. н. (1994), профессор (1995), профессор кафедры информационных радиосистем Нижегородского государственного технического университета им. Р. Е. Алексеева. Автор более 190 научных работ и учебно-методических публикаций в отечественных и зарубежных изданиях, в том числе 12 авторских свидетельств и патентов. Сфера научных интересов – радиолокация и радионавигация. Адрес: Нижегородский государственный технический университет им. Р. Е. Алексеева, ул. Минина, д. 24, Нижний Новгород, 603950, Россия
E-mail: pluzhnikov@nntu.ru
<https://orcid.org/0000-0001-5054-8253>

Когтева Людмила Владимировна – к. т. н. (1997), доцент (201), доцент кафедры информационных радиосистем Нижегородского государственного технического университета им. Р. Е. Алексеева. Автор 69 научных публикаций. Сфера научных интересов – прием и обработка сигналов, аналоговая схемотехника, СВЧ-устройства на базе волноведущих структур.

Адрес: Нижегородский государственный технический университет им. Р. Е. Алексеева, ул. Минина, д. 24, Нижний Новгород, 603950, Россия

E-mail: kogteva@nntu.ru

<https://orcid.org/0000-0001-6983-1652>

Приблудова Елена Николаевна – к. т. н. (2000), доцент (2002), доцент кафедры информационных радиосистем Нижегородского государственного технического университета им. Р. Е. Алексеева. Автор 94 научных публикаций. Сфера научных интересов – пространственно-временная обработка радиолокационных сигналов, адаптивная обработка сигналов, языки программирования.

Адрес: Нижегородский государственный технический университет им. Р. Е. Алексеева, ул. Минина, д. 24, Нижний Новгород, 603950, Россия

E-mail: pribludova@nntu.ru

<https://orcid.org/0000-0003-1234-2561>

Сидоров Сергей Борисович – к. т. н. (2000), доцент (2002), доцент кафедры информационных радиосистем Нижегородского государственного технического университета им. Р. Е. Алексеева. Автор 32 научных публикаций. Сфера научных интересов – цифровая обработка сигналов, траекторная обработка в радиолокации, системное программирование.

Адрес: Нижегородский государственный технический университет им. Р. Е. Алексеева, ул. Минина, д. 24, Нижний Новгород, 603950, Россия

E-mail: sidorov@nntu.ru

<https://orcid.org/0000-0002-6890-989X>

Чужайкин Евгений Геннадьевич – магистр по направлению "Радиоэлектроника" (2016), инженер Нижегородского государственного технического университета им. Р. Е. Алексеева. Автор одной научной публикации. Сфера научных интересов – цифровая обработка сигналов, траекторная обработка в радиолокации, системное программирование.

Адрес: Нижегородский государственный технический университет им. Р. Е. Алексеева, ул. Минина, д. 24, Нижний Новгород, 603950, Россия

E-mail: chuevgenii@gmail.com

<https://orcid.org/0000-0002-3455-1332>

References

1. *Radioelektronnyye sistemy: osnovy postroeniya i teoriya* [Radioelectronic systems: the basics of construction and theory]. Ed. by Ya. D. Shirman. 2nd ed. M., *Radio-tekhnika*, 2007, 512 p. Available at: http://publ.lib.ru/ARCHIVES/SH/SHIRMAN_Yakov_Davidovich/ (accessed 27.05.2021) (In Russ.)

2. Skolnik M. I. Radar Handbook, Third Ed. Ed. 1. Tr. from eng. V. S. Verba. M., *Technosfera*, 2015, 671 p. (In Russ.)

3. Pavlov V. S., Bludov A. A., Balashov E. V. Analysis of range measurement method of conical scanning in conditions of boresight angle stepping. *Radiopromyshlennost*. 2017, vol. 27, no. 1, pp. 37–43. doi: 10.21778/2413-9599-2017-1-37-43 (In Russ.)

4. Bludov A. A., Gorbatskiy G. A., Pavlov V. S., Suvorov A. F. Estimation and Adjustment of Polarization Errors in Conical Scan Method. *J. of the Russian Universities. Radioelectronics*. 2018, no. 2, pp. 47–54. doi: 10.32603/1993-8985-2018-21-2-47-54 (In Russ.)

5. Bludov A. A., Gorbatskiy G. A., Pavlov V. S. Two-scale modification of conical scanning direction finding method. *Issues of radioelectronics*. 2019, no. 2, pp. 6–14. doi: 10.21778/2218-5453-2019-2-6-14 (In Russ.)

6. Novikov Ya. V. Concern VKO "Almaz-Antey" is ready to solve new tasks to strengthen the defense capability of Russia. *Natsional'naya oborona* [National defense]. 2017, no. 8. Available at: <https://oborona.ru/pages/mainpage/archive/2017/08/index.shtml> (accessed 27.05.2021) (In Russ.)

7. Soldatkin A. Reliable "cupola" over troops. *Natsional'naya oborona* [National defense]. 2017, no. 8. Available at: <https://oborona.ru/pages/mainpage/archive/2017/08/index.shtml> (accessed 27.05.2021) (In Russ.)

8. Intelligent equipment from Ulyanovsk mechanical works. *Natsional'naya oborona* [National defense]. 2017, no. 8. Available at: <https://oborona.ru/pages/mainpage/archive/2017/08/index.shtml> (accessed 27.05.2021) (In Russ.)

9. Pluzhnikov A. D., Pribludova E. N. Spatial Processing of Radar Signals on a Clutter Background with Non-isotropic Elements of a Cylindrical Array. 2013 Signal Processing Symp. Serock, Poland, 5–7 Jun. 2013. Piscataway, IEEE, 2013, pp. 126–129. doi: 10.1109/sps.2013.6623577

10. Pluzhnikov A. D., Pribludova E. N., Ryndyk A. G. Cylindrical Array as a means of the Clutter Suppression

via Scanning Acceleration and Space-Time Signal Processing. 2014 11th European Radar Conf. Rome, Italy, 8–10 Oct. 2014. Piscataway, IEEE, 2014, pp. 561–564. doi: 10.1109/eurad.2014.6991332

11. Pluzhnikov A. D., Pribludova E. N., Ryndyk A. G. The Principle Probabilities of Space-Distance Resolution for a Monostatic Radar and Realization in Cylindrical Array. Intern. J. of Electronics and Communication Engineering. 2019, vol. 13, no. 1, pp. 32–35. doi: 10.5281/zenodo.3607832

12. Samorodov Yu. D. Conically scanning antenna (alternatives). Pat. RU 2 236 727 Publ. 20.09.2004. Bul. no. 26. (In Russ.)

13. Dymova A. I., Al' bats M. E., Bonch-Bruevich A. M. *Radiotekhnicheskie sistemy* [Radio systems]. Ed. by A. I. Dymova. M., Sovetskoe radio, 1975, 440 p. (In Russ.)

14. Torbin S. A The effect of angular movements of the antenna and eclipsing on the accuracy of target direction finding by a radar with a conical beam deployment on the transmission when suppressing active noise inter-

ference in the main lobe of the receiving radiation pattern. Radio Electronics J. 2015, no. 2, pp. 5–11. Available at: <http://jre.cplire.ru/jre/feb15/4/text.html> (accessed 08.10.2021) (In Russ.)

15. Barton D., Ward H. *Radiolokatsionnye sistemy* [Radar systems]. Tr. from eng. P. Gorokhov, O. Kazakov, A. Tupitsyn. M., Voenizdat, 1967, 480 p. Available at: https://www.studmed.ru/barton-var-d-radiolokatsionnye-sistemy_eb91c7ddd01.html (accessed 27.05.2021) (In Russ.)

16. Kuzmin S. Z. *Tsyfrovaya Radiolokatsiya. Vvedenie v teoriyu* [Digital radar. Introduction to theory]. Kiev, KVITs, 2000, 428 p. Available at: https://www.studmed.ru/kuzmin-s3-cifrovaya-radiolokatsiya-vvedenie-v-teoriyu_e935bec5442.html (accessed 08.10.2021) (In Russ.)

17. Artyushenko V. M., Volovach V. I. Algorithms for Estimating Signal Informational Parameters under the Action of Broadband Non-Gaussian Noise. Avtometriya. 2018, vol. 54, no. 2, pp. 43–53. doi: 10.15372/AUT20180205 (In Russ.)

Information about the authors

Anatoly D. Pluzhnikov, Dr Sci. (Eng.) (1994), Professor (1995) at the Department of Information Radio Systems of Nizhny Novgorod State Technical University n. a. R. E. Alekseev. The author of more than 190 scientific and educational publications in Russian and foreign magazines, including 12 author's certificates and patents. Area of expertise: radar-location and radio navigation.

Address: Nizhny Novgorod State Technical University n. a. R. E. Alekseev, 24 Minin St., Nizhny Novgorod 603950, Russia
E-mail: pluzhnikov@nntu.ru

<https://orcid.org/0000-0001-5045-8253>

Lyudmila V. Kogteva, Can. Sci. (Eng.) (1997), Associate Professor (2001) at the Department of Information Radio Systems of Nizhny Novgorod State Technical University n. a. R. E. Alekseev. The author of 69 scientific publications. Area of expertise: signal receiving and processing, analog circuit design, microwave devices based on waveguide structures.

Address: Nizhny Novgorod State Technical University n. a. R. E. Alekseev, 24 Minin St., Nizhny Novgorod 603950, Russia
E-mail: kogteva@nntu.ru

<https://orcid.org/0000-0001-6983-1652>

Elena N. Pribludova, Can. Sci. (Eng.) (2000), Associate Professor (2002) at the Department of Information Radio Systems at Nizhny Novgorod State Technical University n. a. R. E. Alekseev. The author of 94 scientific publications. Area of expertise: space-time radar signal processing, adaptive signal processing, programming languages.

Address: Nizhny Novgorod State Technical University n. a. R. E. Alekseev, 24 Minin St., Nizhny Novgorod 603950, Russia
E-mail: pribludova@nntu.ru

<https://orcid.org/0000-0003-1234-2561>

Sergey B. Sidorov, Can. Sci. (Eng.) (2000), Associate Professor (2002) at the Department of Information Radio Systems at Nizhny Novgorod State Technical University n. a. R. E. Alekseev. The author of 32 scientific publications. Area of expertise: digital signal processing, forward scattering radar target tracking, system programming.

Address: Nizhny Novgorod State Technical University n. a. R. E. Alekseev, 24 Minin St., Nizhny Novgorod 603950, Russia
E-mail: sidorov@nntu.ru

<https://orcid.org/0000-0002-6890-989X>

Evgeniy G. Chuzhaykin, Master in Radio Engineering (2016), engineer at Nizhny Novgorod State Technical University n. a. R. E. Alekseev. The author of 1 scientific publication. Area of expertise: radar-location, hardware and software for signal and data processing.

Address: Nizhny Novgorod State Technical University n. a. R. E. Alekseev, 24 Minin St., Nizhny Novgorod 603950, Russia
E-mail: chuevgenii@gmail.com

<https://orcid.org/0000-0002-3455-1332>

Моделирование поля рассеяния противотанковой ракеты FGM-148 Javelin в САПР Altair Feko

И. Ф. Купряшкин¹✉, К. Ю. Заводских²

¹ ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия им. проф. Н. Е. Жуковского
и Ю. А. Гагарина», Воронеж, Россия

² АО «НПО Корпорация "РИФ"», Воронеж, Россия

✉ ifk78@mail.ru

Аннотация

Введение. Системы автоматизированного проектирования СВЧ-устройств являются эффективным инструментом оценки отражающих характеристик объектов сложной формы. Однако проведение этих расчетов часто сопряжено со значительными вычислительными затратами, особенно при больших значениях отношения характерных размеров объекта к длине волны. Использование асимптотических методов в сочетании с укрупнением сетки разбиения модели объекта позволяет существенно снизить эти затраты, однако в каждом практическом случае это приводит к труднопрогнозируемому ухудшению точности получаемых оценок.

Цель работы. Проведение сравнительной оценки результатов моделирования поля рассеяния в САПР СВЧ-устройств при использовании различных методов расчета и детализации модели объекта в дециметровом и сантиметровом диапазонах длин волн.

Материалы и методы. В качестве объекта рассматривается противотанковая управляемая ракета FGM-148 Javelin, моделирование поля рассеяния осуществляется в САПР СВЧ-устройств Altair FEKO методами моментов и физической оптики в диапазоне частот от 1 до 10 ГГц и углов от 0 до 180°. Осуществляется сравнение одномерных диаграмм обратного рассеяния и двумерных радиолокационных портретов, полученных с использованием указанных методов.

Результаты. Для рассматриваемого класса объектов использование метода физической оптики обеспечивает приемлемую точность результатов на частотах от 5 ГГц и выше при шаге разбиения поверхности модели около одного сантиметра и общей продолжительности расчета в пределах единиц минут (ПЭВМ Intel Core i5-4460/3,2 ГГц/ОЗУ 8 Мбайт). На меньших частотах приемлемая точность и аналогичная продолжительность расчетов достигаются при расчете методом моментов и шаге разбиения около 20 см. Продемонстрирована возможность применения САПР Altair FEKO для моделирования двумерных радиолокационных портретов объектов с разрешением не хуже 20 см.

Заключение. Полученные результаты дополняют известные исследования в области сравнительной оценки временных и точностных характеристик различных методов расчета поля рассеяния объектов сложной формы в САПР СВЧ-устройств.

Ключевые слова: диаграмма обратного рассеяния, эффективная поверхность рассеяния, метод физической оптики, метод моментов, двумерный радиолокационный портрет, противотанковая управляемая ракета

Для цитирования: Купряшкин И. Ф., Заводских К. Ю. Моделирование поля рассеяния противотанковой ракеты FGM-148 Javelin в САПР Altair Feko // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2021. Т. 24, № 5. С. 66–79. doi: 10.32603/1993-8985-2021-24-5-66-79

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 09.08.2021; принята к публикации после рецензирования 13.09.2021; опубликована онлайн 29.11.2021

Modeling of the Scattering Field of an FGM-148 Javelin Anti-Tank Missile in Altair Feko

Ivan F. Kupryashkin¹ ✉ Kirill Yu. Zavodskiyh²

ME&SC of the Air Force "Air Force Academy n. a. Professor N. E. Zhukovsky
and Yu. A. Gagarin", Voronezh, Russia

² JSC «NPO Corporation "RIF"», Voronezh, Russia

✉ ifk78@mail.ru

Abstract

Introduction. Computer-aided design systems for microwave devices are an effective tool for assessing the backscattering characteristics of complex-shaped objects. However, these calculations are often associated with significant computational costs, especially at large values of the ratio of the characteristic dimensions of the object to the wavelength. The use of asymptotic methods in combination with the mesh coarsening of object partition can significantly reduce these costs. However, in each practical case, this leads to a deterioration in the accuracy of the estimates obtained, which is hard to predict.

Aim. Comparative assessment of the results of modeling the scattering field in the CAD of microwave devices using various methods for calculating and detailing the object model in the decimeter and centimeter wavelength ranges.

Materials and methods. The research object was an anti-tank guided missile FGM-148 Javelin. The scattering field of Altair FEKO microwave devices was modeled in CAD using the methods of moments and physical optics in the frequency range from 1 to 10 GHz and angles from 0 to 180°. A comparison of one-dimensional backscatter diagrams and radar images obtained using these methods was carried out.

Results. For the class of objects under consideration, the method of physical optics provides acceptable accuracy at frequencies of 5 GHz and higher with a step of partitioning the model surface of the order of one centimeter and a total calculation duration of the order of several minutes (Intel Core i5-4460 PC / 3.2 GHz / 8 MB RAM). At lower frequencies, acceptable accuracy and a similar calculation duration are achieved when calculating by the method of moments and a partitioning step of about 20 cm. The possibility of using the Altair FEKO CAD system for modeling radar images of objects with a resolution of at least 20 cm is demonstrated.

Conclusion. The results obtained complement the well-known studies in the field of comparative assessment of the time and accuracy characteristics of various methods for calculating the scattering field of objects in the CAD of microwave devices.

Keywords: backscatter diagram, radar cross section, physical optics, method of moments, radar image, anti-tank guided missile

For citation: Kupryashkin I. F., Zavodskiyh K. Yu. Modeling of the Scattering Field of an FGM-148 Javelin Anti-Tank Missile in Altair Feko. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2021, vol. 24, no. 5, pp. 66–79. doi: 10.32603/1993-8985-2021-24-5-66-79

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

Submitted 09.08.2021; accepted 13.09.2021; published online 29.11.2021

Введение. Противотанковые управляемые ракеты (ПТУР) являются одним из наиболее эффективных средств поражения авто- и бронетехники, поэтому своевременное обнаружение и уничтожение этих ракет является необходимой мерой защиты.

Задачи защиты этих объектов от реактивных противотанковых гранат, ПТУР, кумулятивных снарядов танковых пушек, а также бронебойных подкалиберных снарядов решаются современными многоцелевыми комплексами активной защиты [1]. Для этого в их состав включаются активные ра-

диолокационные датчики, при обосновании технических характеристик которых существенную роль играют оценки эффективной поверхности рассеяния (ЭПР) перечисленных боеприпасов противника.

Исследование отражающей способности перечисленных объектов может осуществляться посредством проведения натурных измерений с использованием масштабных моделей или моделирования поля рассеяния на ЭВМ. Учитывая возможности современной вычислительной техники и достигнутый уровень методов теории дифракции второй способ более предпочтителен, так как позволяет получать оценки ЭПР объектов в широком частотном диапазоне и в то же время не требует использования специального оборудования (макета ракеты, безэховой камеры, РЛС и др.).

Однако несмотря на очевидные преимущества, достоверное моделирование процесса отражения радиоволн требует разработки эффективных алгоритмов решения дифракционной задачи и трудоемкого ввода информации о поверхности объекта. Существенно облегчить эту задачу позволяет использование современных САПР СВЧ-устройств (Ansoft HFSS, FEKO, Epsilon и др.) [2–4], обладающих развитым пользовательским интерфейсом и широким набором методов электродинамического моделирования.

Тем не менее, основной проблемой при расчете ЭПР является практически экспоненциальное возрастание требований к вычислительной мощности и объему памяти ЭВМ при увеличении отношения размеров объекта к длине волны. Смягчению этих требований способствует применение асимптотических методов расчета, а также уменьшение количества элементов разбиения модели объекта. Однако неизбежной платой за достигаемый выигрыш в скорости расчетов является снижение точности получаемых результатов.

Таким образом, целью работы является проведение сравнительной оценки результатов моделирования поля рассеяния в САПР СВЧ-устройств при использовании различных методов расчета и детализации модели объекта в дециметровом и сантиметровом диапазонах длин волн.

Для обоих диапазонов это позволит осуществить рациональное сочетание степени детальности описания объекта и используемого метода расчета, при котором оценка характеристик рассеяния с приемлемой

точностью может быть получена за относительно короткое время (единицы минут).

Методы. Одним из наиболее совершенных противотанковых ракетных комплексов на сегодняшний день является комплекс FGM-148 Javelin, принятый на вооружение в 1996 г. [5]. Ракета комплекса выполнена по нормальной аэродинамической схеме с раскрывающимися крыльями (рис. 1). Диаметр ракеты составляет 126.9 мм, длина – 1081.2 мм.



Рис. 1. Внешний вид ракеты комплекса FGM-148 Javelin
Fig. 1. FGM-148 Javelin Anti-Tank Guided Missile

Среди современных САПР СВЧ-устройств (Ansoft HFSS, FEKO, Epsilon и др.) наиболее удобной с точки зрения решаемой задачи авторам настоящей статьи представляется САПР Altair FEKO [6–11]. Сравнительная оценка результатов натурных измерений и моделирования поля рассеяния фрагмента авиационной ракеты продемонстрировала высокую точность данных, получаемых с помощью данной САПР [12].

Дифракционная задача в САПР FEKO может решаться методами геометрической или физической оптики, однородной теории дифракции, физической теории дифракции, быстрым мультипольным методом или методом моментов [6].

Для исследования радиолокационных характеристик ПТУР Javelin в САПР Altair FEKO была разработана ее 3D-модель (рис. 2). Поверхность модели принималась идеально проводящей. Осуществлялось сравнение двух методов расчета: метода физической оптики (PO) [13] и метода моментов (MoM), являющегося наиболее точным из реализованных в FEKO. САПР FEKO обеспечивает возможность автоматического разбиения поверхности модели на треугольные элементы (фацеты), и в данном случае при задании средней длины стороны 0.1 см их количество составило 12 914 (рис. 2, а). Размер каждой фацеты определяется САПР автоматически исходя из особенностей геометрии конкретного участка поверхности объекта. Здесь минимальная длина стороны составила 0.25 см, максимальная – 1.45 см.

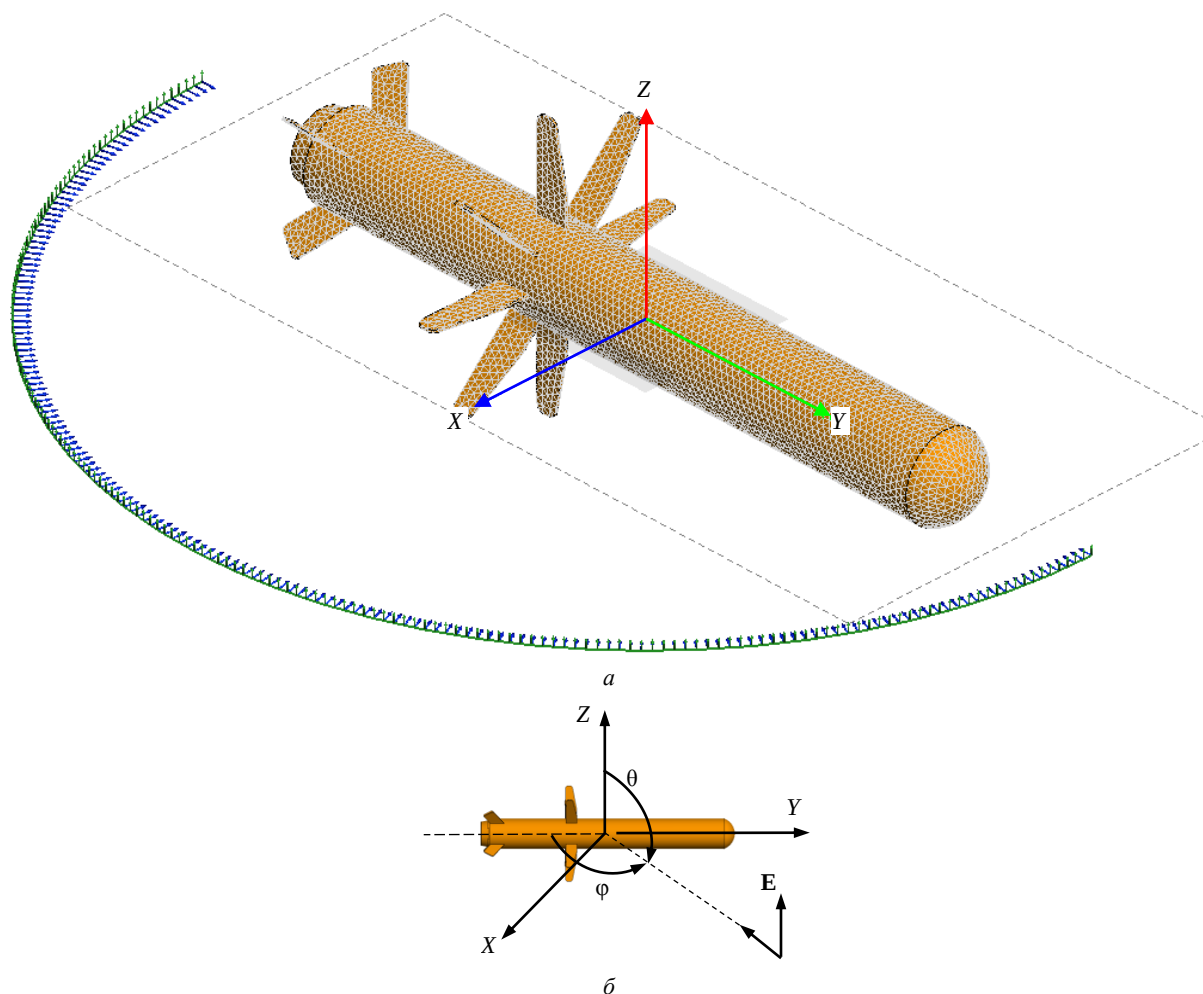


Рис. 2. Фацетная модель: вид (а) и схема ее облучения (б)

Fig. 2. View of the facet model (a) and the scheme of its irradiation (b)

Исходя из цели работы диапазоны частот и угловых ракурсов падающего излучения задавались в пределах $1 \dots 10$ ГГц с шагом 1 ГГц и $\varphi = 0 \dots 180^\circ$ с шагом 1° соответственно (рис. 2, а) при заданном угле θ . Обозначения величин, характеризующих геометрию облучения и ориентацию вектора напряженности электрического поля E , приведены на рис. 2, б. Нулевое значение азимута соответствует облучению с направления двигателя ракеты, значение 180° – со стороны носовой части. Угол θ принимался равным 90° , что соответствует условиям наблюдения ПТУР, характеризующейся небольшой максимальной высотой полета (до 160 м), однопозиционной РЛС. Поляризация на передачу и прием вертикальная, т. е. вектор E параллелен оси Z. Диапазон азимутов от 0 до 180° достаточен для оценки круговой диаграммы обратного рассеяния в силу симметрич-

ной формы ракеты. Потери в среде распространения не учитывались, так как дальность наблюдения ПТУР небольшая (до двух километров), и в этом случае атмосферными потерями в выбранных диапазонах можно пренебречь.

Результаты расчета диаграмм обратного рассеяния при высокой детализации модели объекта. Результаты расчета диаграмм обратного рассеяния (ДОР) на различных частотах приведены на рис. 3. Из-за неточности моделирования двигателя (детально конструкция сопла не воспроизводилась) и головки самонаведения (обтекатель является радиопрозрачным, а электрические характеристики элементов оптической системы наведения неизвестны) оценки ЭПР около 0 или 180° могут несколько отличаться от реальных значений.

Из анализа зависимостей, показанных на рис. 3, следует, что по мере увеличения частоты (укорочения длины волны) пик ДОР около 90° становится все более выраженным и узким.

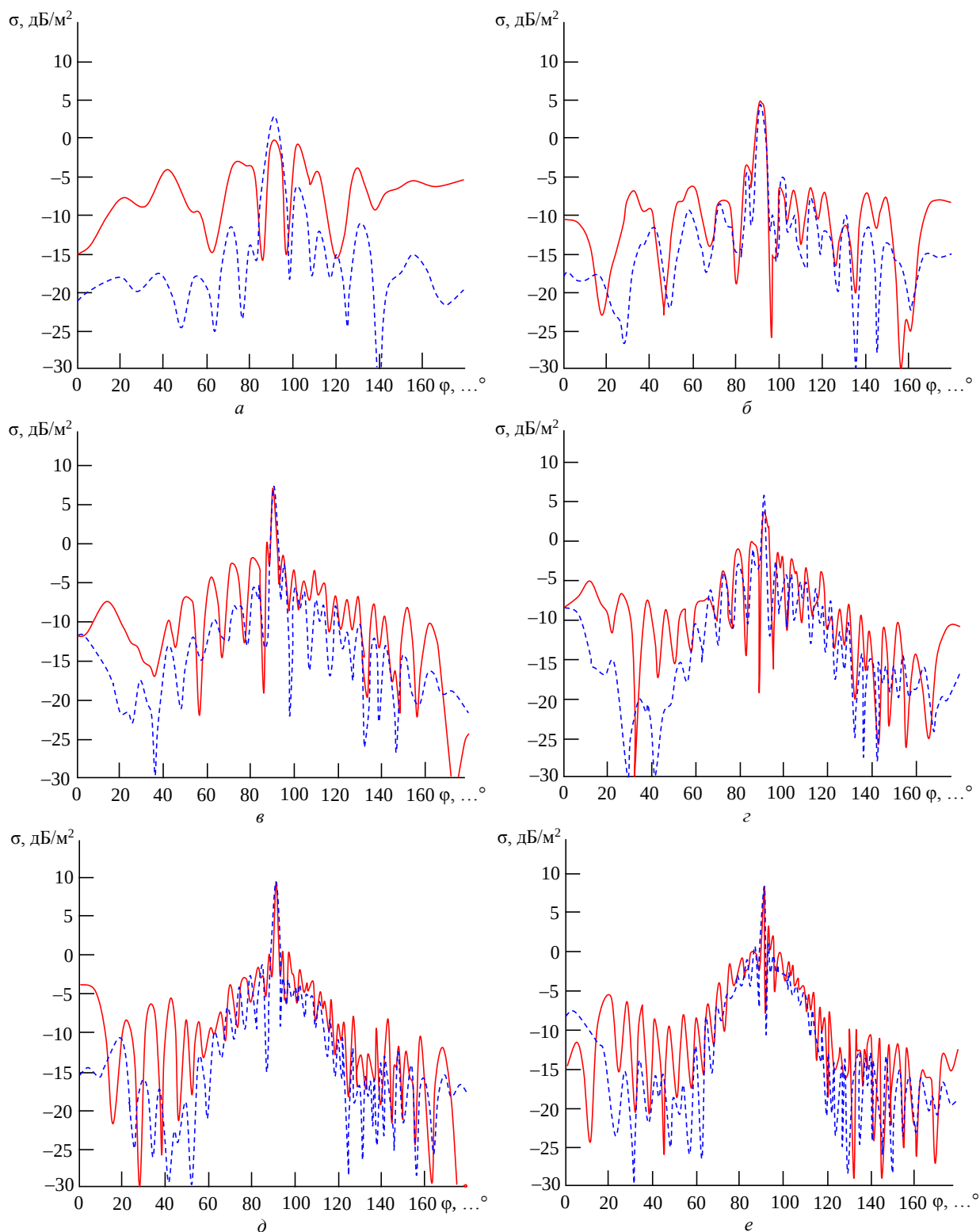


Рис. 3. Азимутальные диаграммы обратного рассеяния ПТУР Javelin на частотах 1 ГГц (а), 2 ГГц (б), 3 ГГц (в), 4 ГГц (г), 5 ГГц (д), 6 ГГц (е), 7 ГГц (ж), 8 ГГц (з), 9 ГГц (и), 10 ГГц (к)

Fig. 3. Backscatter diagrams of Javelin ATGM at frequencies of 1 GHz (a), 2 GHz (b), 3 GHz (c), 4 GHz (d), 5 GHz (e), 6 GHz (f), 7 GHz (g), 8 GHz (h), 9 GHz (i), 10 GHz (k)

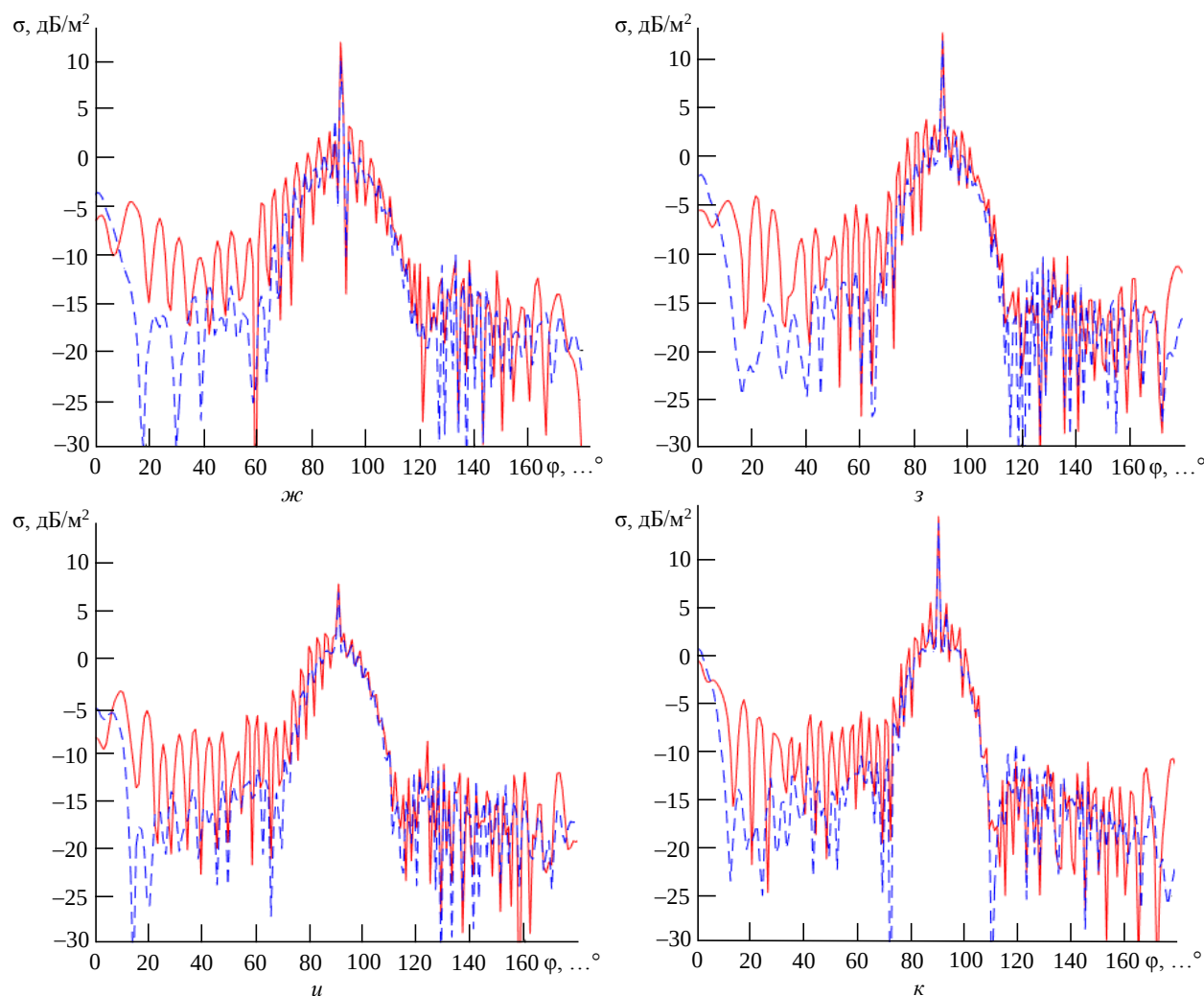


Рис. 3. Окончание

Fig. 3. Finish

Это объясняется вполне очевидными соображениями исходя из цилиндрической формы фюзеляжа ракеты. Максимальное значение ЭПР составляет примерно $1 \dots 3 \text{ м}^2$ ($0 \dots 5 \text{ дБ/м}^2$) на частотах до 4 ГГц и от 10 до 30 м^2 ($10 \dots 15 \text{ дБ/м}^2$) на частотах 5...10 ГГц. Значения ЭПР в области максимума, полученные с помощью различных методов, на частотах от 2 ГГц и выше приблизительно одинаковы. Общий характер ДОР также примерно одинаков для частот от 3 ГГц и выше, имеющиеся различия не превышают 0.3 м^2 . Наиболее существенные различия, вплоть до двукратного в области максимума, наблюдаются на частоте облучения около 1 ГГц. Длина волны при этом составляет 30 см и превышает диаметр и характерные размеры элементов конструкции ракеты. По всей видимости, это отличие обуслов-

лено большей точностью расчетов с помощью МоМ по сравнению с асимптотическим методом РО при небольшом отношении размеров объекта к длине волны.

Высокая точность результатов моделирования обеспечивается в случае, когда средняя длина стороны facets l_ϕ не превышает одной десятой длины волны ($10 l_\phi \leq \lambda = c/f$) [6].

И хотя для рассматриваемого случая это условие выполняется при частотах до 3 ГГц, результаты оценок максимальной ЭПР и ширины главного лепестка ДОР можно считать точными и для более высоких частот благодаря тому, что фюзеляж ракеты имеет относительно простую цилиндрическую форму.

Сравнение результатов расчета диаграмм обратного рассеяния при высокой, средней и низкой детализациях модели объекта. Вид используемого метода расчета помимо точности результатов в значительной степени определяет и общую длительность процедуры их получения. Ее также определяет общее количество facets, на которое разбивается поверхность объекта. Для сравнительной оценки продолжительности расчетов было дополнительно проведено моделирование поля рассеяния для двух более грубых разбиений поверхности ракеты (рис. 4).

Характеристики facетных моделей, а также результирующая продолжительность расчетов на ПЭВМ (Intel Core i5-4460/3.2 ГГц/ОЗУ 8 Мбайт) с распараллеливанием на 4 вычислительных потока приведены в таблице.

Несмотря на то, что в случаях средней и низкой детальности разбиения средние длины facет являлись практически одинаковыми, необходимо понимать, что это в основном относится к достаточно небольшим элементам конструкции ПТУР (крыльям, хвостовому оперению). Размеры facет, которыми аппроксимировалась поверхность фюзеляжа ракеты, отличались более существенно (рис. 4) и при низкой детальности достигали десятков сантиметров.

На рис. 5–8 приведены ДОР ракеты, рассчитанные обоими методами при трех степенях детализации ее поверхности для частот 1, 3, 6 и 10 ГГц соответственно (поляризация вертикальная). Установлено, что существенно в большей степени детальность разбиения поверхности влияет на результаты расчетов при использовании метода моментов. На частоте 1 ГГц результаты расчетов при использовании одного и того же метода расчета для разной детализации практически не различаются (рис. 5). Это обусловлено выполнением условия $10l_{\phi} \leq \lambda = c/f$, так как λ в данном случае составляет 30 см, а средняя длина facеты l_{ϕ} не превышает 0.3 см даже при низкой детализации разбиения. Различия в результатах расчетов остаются несущественными и для частоты 3 ГГц (рис. 6), когда выполняется условие $5l_{\phi} \leq \lambda$.

При частоте облучения 6 ГГц (рис. 7) эти различия увеличиваются, а при 10 ГГц (рис. 8) низкая детализация разбиения, когда средняя длина facеты сопоставима с длиной волны, становится совершенно неприемлемой. Это особенно заметно при использовании метода моментов, когда характерная картина с отчетливо выраженным пиком ДОР в области 90° перестает быть наблюдаемой (рис. 8, а).

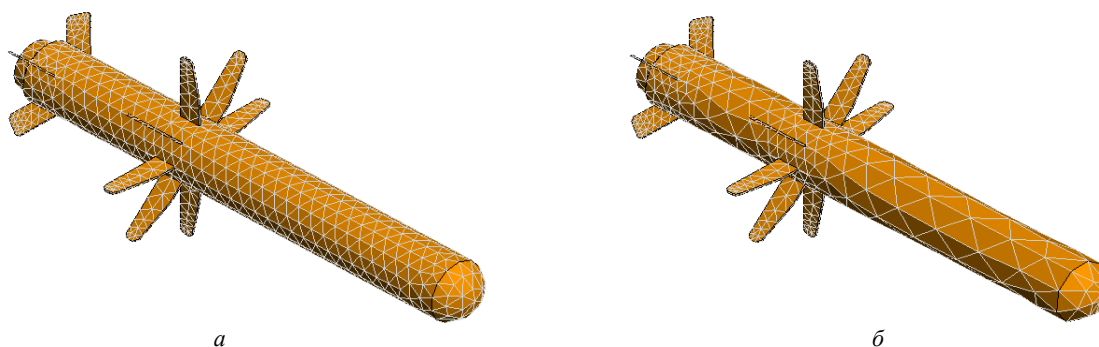


Рис. 4. Вид facетных моделей ракеты при средней (а) и низкой (б) детальности разбиения

Fig. 4. View of faceted models of the missile under medium (a) and low (b) splitting detailing

Продолжительность расчетов при различной детализации модели объекта
Duration of calculations with a different detailing of the object model

Детальность разбиения поверхности ПТУР	Количество facет	Минимальная/средняя/максимальная длина facеты, мм	СКО длины facеты, мм	Метод расчета, мин	
				МоМ	PO
Высокая (High)	12 914	2.5/9.78/14.5	1.1	57	6
Средняя (Medium)	2410	2.5/21.75/45.56	8.78	6	3
Низкая (Low)	1804	2.5/23/126.6	16.96	3	2.5

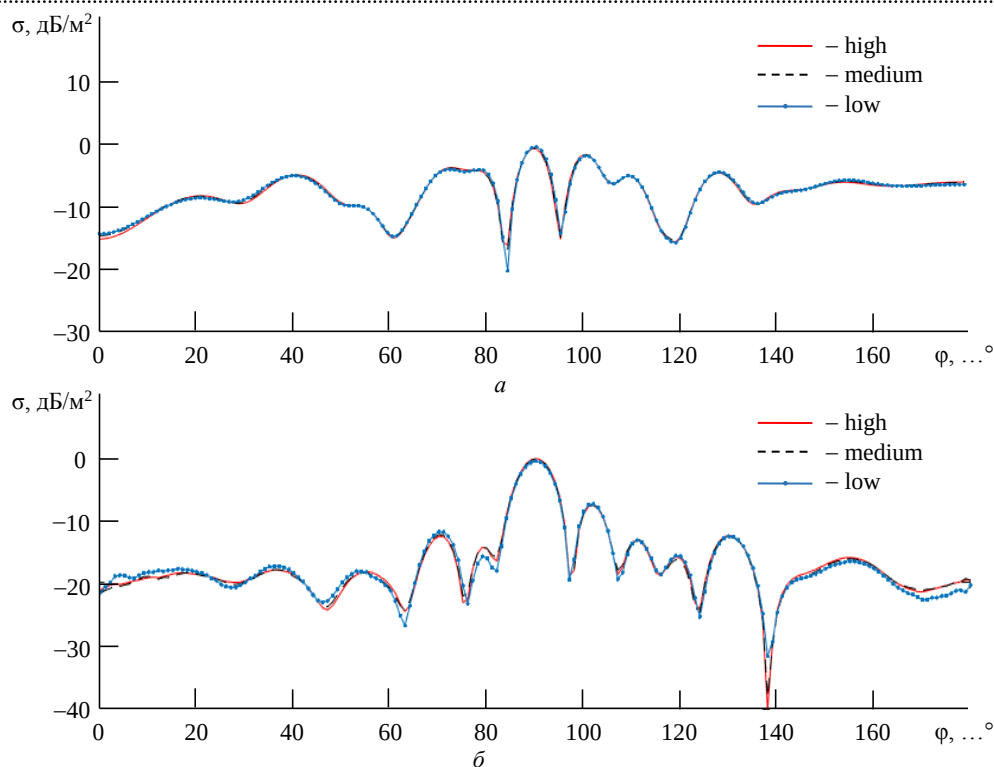


Рис. 5. ДОР ракеты при трех степенях детализации (high, medium, low) на частоте 1 ГГц, рассчитанная методом моментов (а) и физической оптики (б)

Fig. 5. Backscatter diagrams of the missile under study at three levels of detailing (high, medium, low) at a frequency of 1 GHz, calculated by the method of moments (a) and physical optics (б)

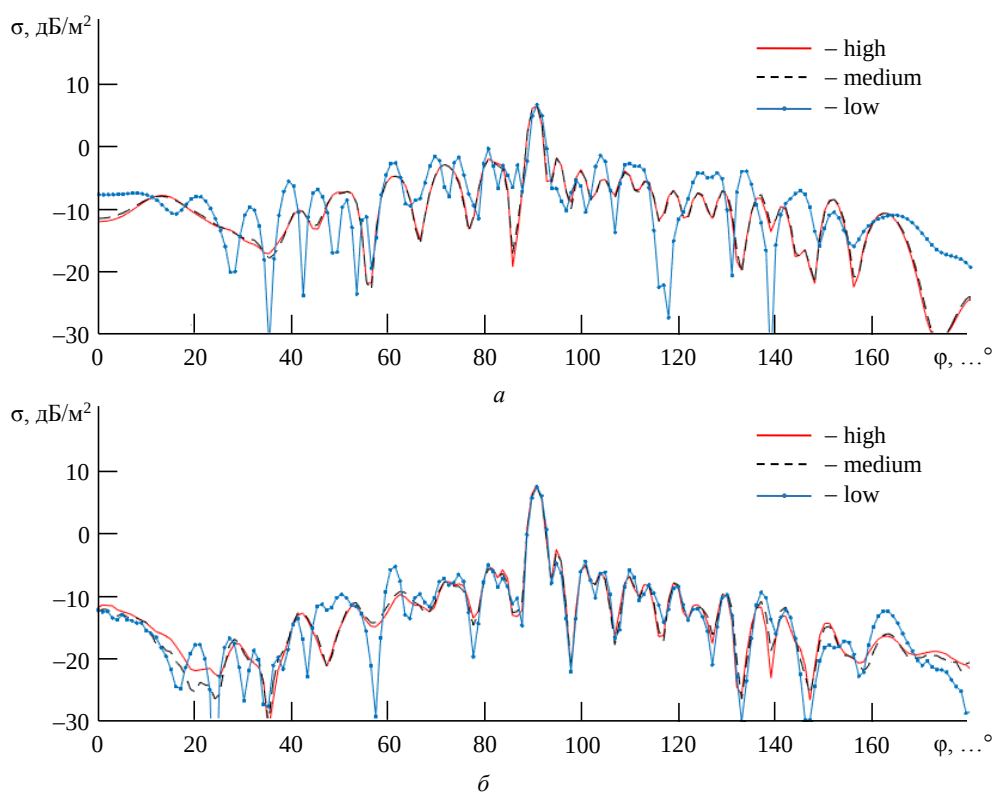


Рис. 6. ДОР ракеты при трех степенях детализации (high, medium, low) на частоте 3 ГГц, рассчитанная методом моментов (а) и физической оптики (б)

Fig. 6. Backscatter diagrams of the missile under study at three levels of detailing (high, medium, low) at a frequency of 3 GHz, calculated by the method of moments (a) and physical optics (б)

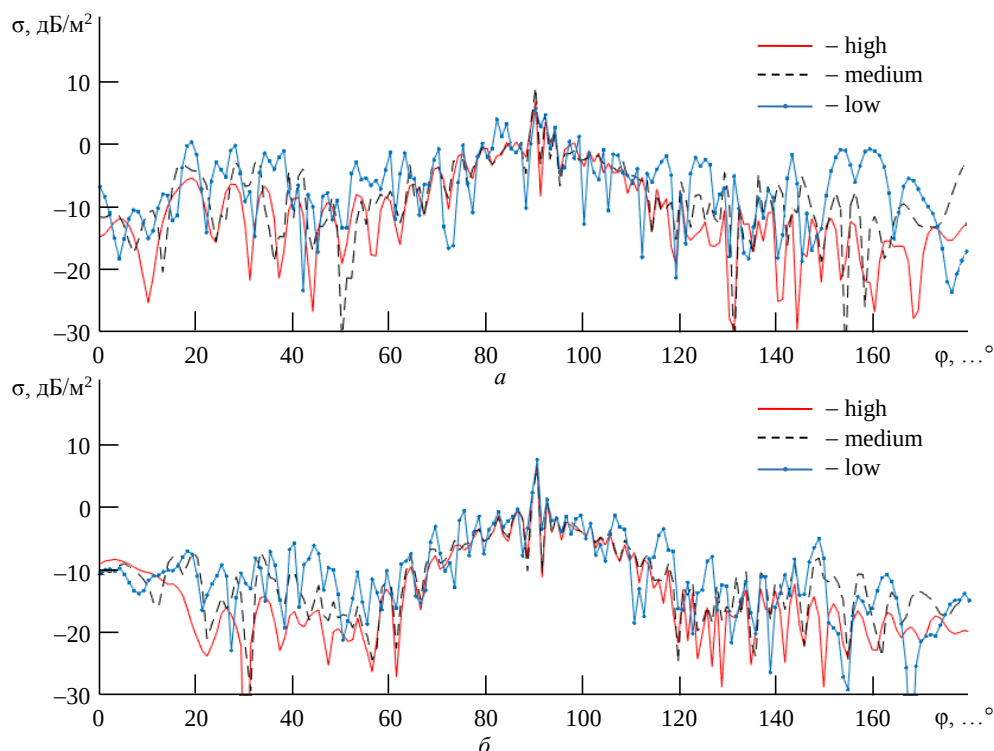


Рис. 7. ДОР ракеты при трех степенях детализации (high, medium, low) на частоте 6 ГГц, рассчитанная методом моментов (а) и физической оптики (б)

Fig. 7. Backscatter diagrams of the missile under study at three levels of detail (high, medium, low) at a frequency of 6 GHz, calculated by the method of moments (a) and physical optics (b)

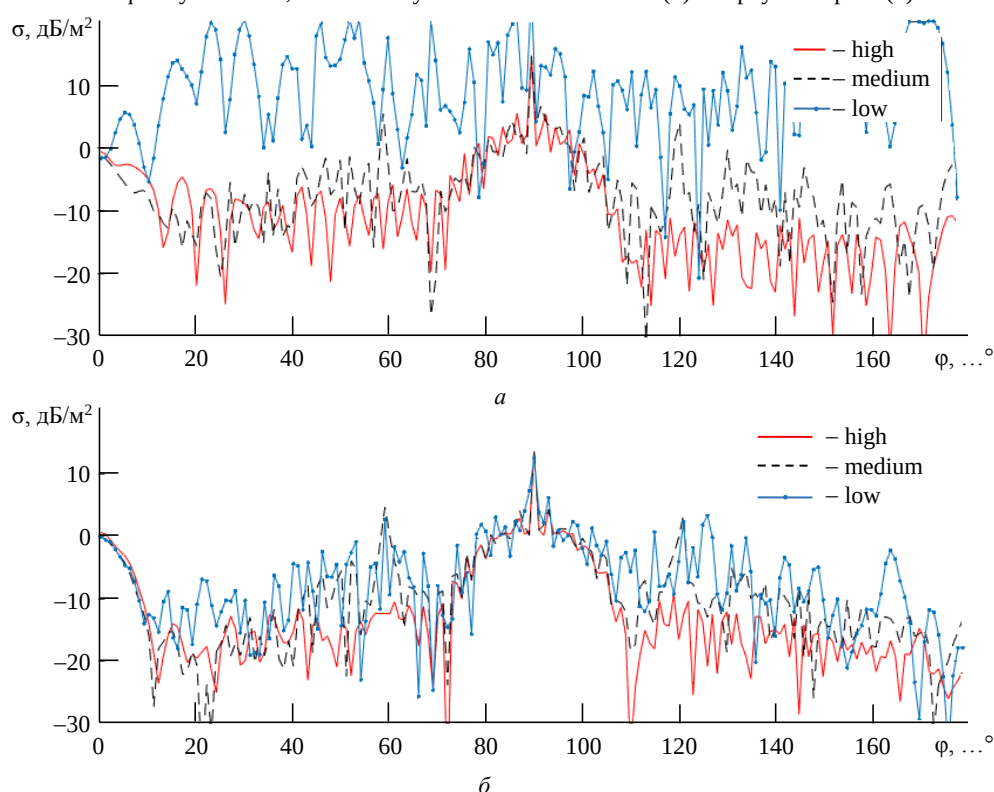


Рис. 8. ДОР ракеты при трех степенях детализации (high, medium, low) на частоте 10 ГГц, рассчитанная методом моментов (а) и физической оптики (б)

Fig. 8. Backscatter diagrams of the missile under study at three levels of detailing (high, medium, low) at a frequency of 10 GHz, calculated by the method of moments (a) and physical optics (b)

Значения максимальной разности ЭПР, полученные при различной детализации модели с использованием различных расчетных методов, иллюстрируют диаграммы на рис. 9 и 10. Отдельные столбцы диаграмм соответствуют значениям, полученным по правилам:

$$\Delta_{if}^{\text{MoM}} = \max \left\{ \left| \sigma_{1fn} - \sigma_{i fn} \right| \right\}, n \in N_{\varphi}; \quad (1)$$

$$\Delta_{if}^{\text{PO}} = \max \left\{ \left| \sigma_{4fn} - \sigma_{i fn} \right| \right\}, n \in N_{\varphi} \quad (2)$$

соответственно.

В (1) и (2) индекс i характеризует метод расчета и степень детализации поверхности ($i=1$ – MoM-high, $i=2$ – MoM-medium, $i=3$ – MoM-low, $i=4$ – PO-high, $i=5$ – PO-medium, $i=6$ – PO-low), индекс f соответствует частоте в гигагерцах, индекс $n=1, N_{\varphi}$ – направлению облучения в азимутальной плоскости.

Из рис. 9 видно, что при использовании метода моментов различная детализация разбиения способна привести к различию результатов более чем на 20 дБ/м² (100 м²). В случае метода физической оптики (рис. 10) получаемые результаты менее чувствительны к детальности модели и разница не превышает 8 дБ/м² (около 6.5 м²).

Таким образом, при необходимости быстрого проведения расчетов ДОР ПТУР на частотах от 5 ГГц использование метода физической оптики приемлемо, если допустимая погрешность оценки максимальной ЭПР составляет до 5...7 дБ/м² (соответствует максимальной разнице полученных результатов для MoM-high и PO-high, рис. 9 и 10).

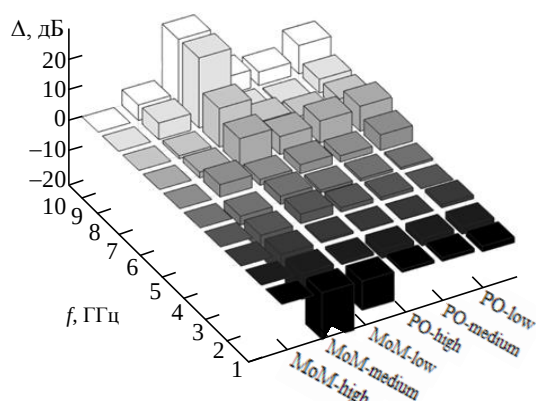


Рис. 9. Значения максимальной разности ЭПР относительно результатов расчета MoM-high
Fig. 9. Values of the maximum RCS difference relative to the results of MoM-high calculation

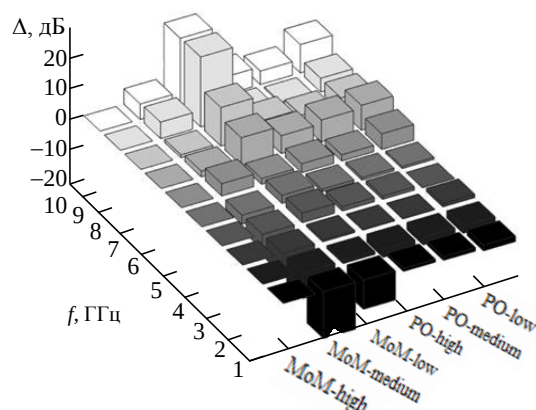


Рис. 10. Значения максимальной разности ЭПР относительно результатов расчета PO-high

Fig. 10. Values of the maximum RCS difference relative to the results of PO-high calculation

Детализация модели может быть высокой, так как даже в этом случае общая продолжительность расчета не превышает единиц минут. На частотах менее 5 ГГц максимальная разница оценки максимальной ЭПР не превышает –1 дБ/м² (между MoM-high и PO-low, рис. 9 и 10), поэтому целесообразно использование метода моментов как более точного при средней детализации модели (MoM-medium). В этом случае результаты моделирования практически не отличаются от результатов при высокой детализации, а время расчетов уменьшается на порядок и также составляет единицы минут.

Результаты формирования двумерного радиолокационного портрета. Возможности САПР СВЧ-устройств не ограничиваются только лишь оценкой эффективной поверхности рассеяния, т. е. энергетической характеристики. В общем случае выходным результатом расчетов является набор значений комплексных амплитуд электрической напряженности поля на вертикальной и горизонтальной поляризациях, и при задании условий моделирования, предполагающих облучение в широком диапазоне угловых ракурсов и частот, становится возможным формирование детальных двумерных поляриметрических радиолокационных портретов объектов, являющихся характеристикой пространственного распределения их отражающей способности. Это позволяет более детально проанализировать вклад отдельных элементов ПТУР в результирующее значение ее ЭПР.

Синтез радиолокационного портрета осуществляется в соответствии с выражением

$$I_{ij} = \sum_{n=1}^{N_\varphi} \sum_{m=1}^{N_f} W_{fn} \dot{E}_{fn} \exp \left\{ -\frac{4\pi f_m}{c} R_{ijn} \right\}, \quad (3)$$

где W_{fn} – отсчеты оконной функции, используемой для снижения уровня боковых лепестков наиболее ярких отражателей в архитектуре ПТУР («блестящих точек»); $\dot{E}_{fn}$ – комплексная амплитуда электрической напряженности поля, рассеянного объектом на частоте f_m при облучении

с направления φ_n ; $m = \overline{1, N_f}$; $f_m = f_n + m\Delta f$; $\Delta f = \frac{f_v - f_n}{N_f - 1}$; f_n, f_v – нижняя и верхняя границы полосы частот облучения; $n = \overline{1, N_\varphi}$; $\varphi_n = \varphi_n + n\Delta\varphi$; $\Delta\varphi = \frac{\varphi_k - \varphi_n}{N_\varphi - 1}$; φ_n, φ_k – начальный и конечный углы, характеризующие интервал углов облучения по азимуту;

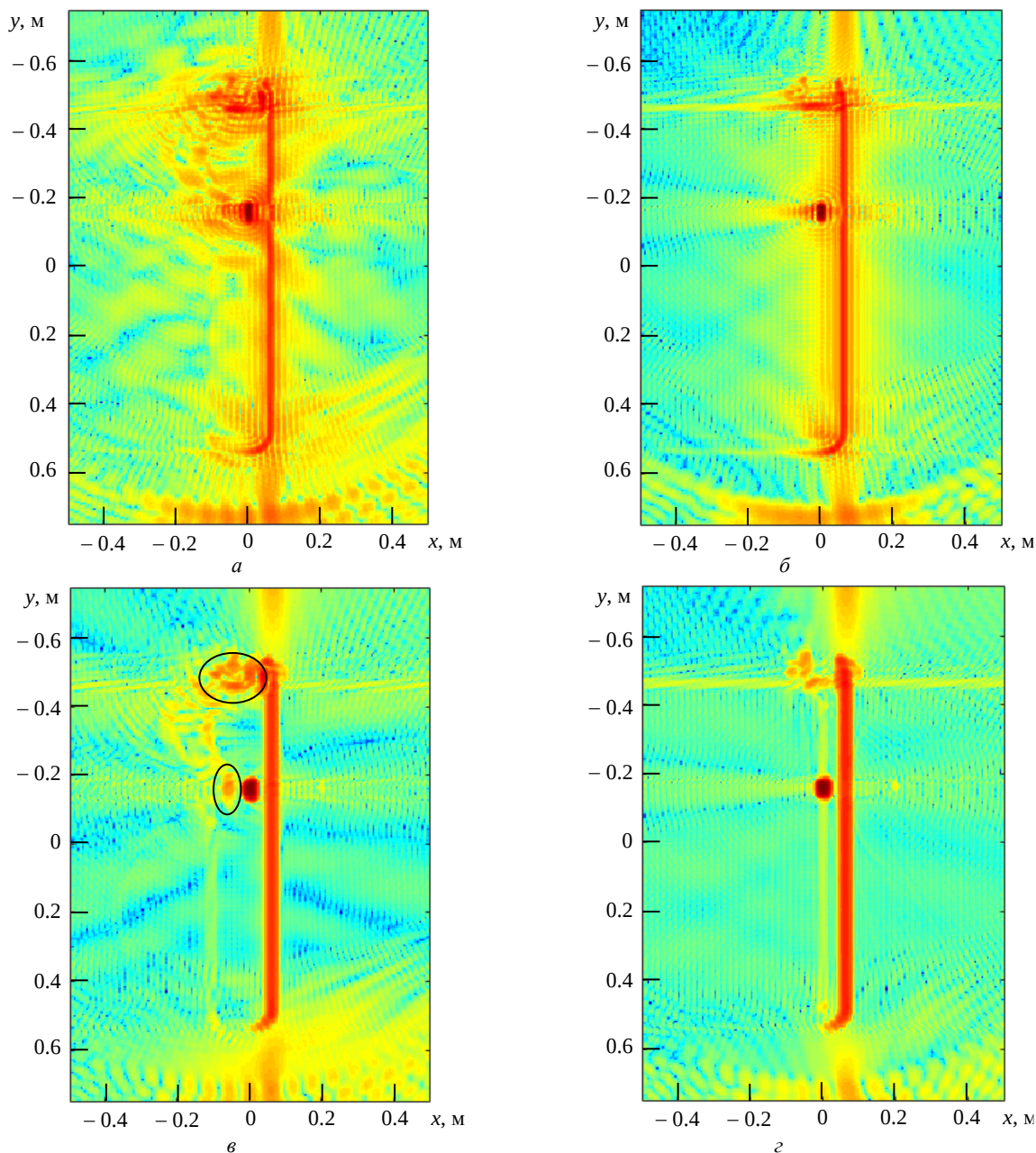


Рис. 11. Радиолокационные портреты ПТУР Javelin: МоМ-high, прямоугольное окно (а); РО-high, прямоугольное окно (б); МоМ-high, окно Дольфа–Чебышева-40 (в); РО-high, окно Дольфа–Чебышева-40 (з)

Fig. 11. Javelin ATGM radar images: MoM-high, rectangle window (a); PO-high, rectangle window (b); MoM-high, Dolph–Chebyshev-40 window (v); PO-high, Dolph–Chebyshev-40 window (z)

$R_{ijn} = x_j \cos \varphi_n + y_i \sin \varphi_n$; $y_i = (i - N_y/2)\Delta y$ и $x_j = (j - N_x/2)\Delta x$ – прямоугольные координаты отсчетов радиолокационного портрета с номерами $i = \overline{1, N_y}$ и $j = \overline{1, N_x}$ и пространственным шагом Δy и Δx соответственно; N_y и N_x – количество отсчетов радиолокационного портрета по соответствующим координатам.

В качестве примера на рис. 11 приведены радиолокационные портреты ПТУР Javelin, сформированные в соответствии с (3) на основе результатов моделирования поля рассеяния ее модели (детальность разбиения – высокая, см. таблицу) методами моментов и физической оптики при следующих условиях: $f_H = 1$ ГГц; $f_B = 10$ ГГц; $\Delta f = 50$ МГц; $\varphi_H = 0^\circ$; $\varphi_K = 180^\circ$; $\Delta\varphi = 1^\circ$; $N_x = 300$; $N_y = 200$; $\Delta x = \Delta y = 0.005$ м. Полное время расчета при использовании метода моментов (MoM-high) составило около 18 ч, метода физической оптики (PO-high) – около 3 ч.

Сравнение портретов на рис. 11, а и б, а также портретов на рис. 11, в и г, т. е. портретов, полученных с использованием различных расчетных методов, показывает, что при использовании МоМ более точно учитывается вклад участков ПТУР, для которых не выполняется условие оптической видимости (показаны эллипсами на рис. 11, в). Выделение этих участков на фоне боковых лепестков откликов ярких отражателей возможно только при использовании двумерных оконных функций, отличных от прямоугольных, что хорошо видно из сравнения портретов на рис. 11, а и в, а также б и г. В рассматриваемом примере взвешивание осуществлялось с помощью

оконной функции Дольфа–Чебышева, выбор которой обусловлен возможностью задания требуемого уровня (здесь –40 дБ) боковых лепестков относительно максимума.

Заключение. Таким образом, использование САПР СВЧ-устройств позволяет проводить детальную предварительную оценку рассеивающих характеристик ПТУР и аналогичных по конструкции и размерам ракет других классов в широком диапазоне условий радиолокационного наблюдения [14, 15]. Исследование их характеристик целесообразно проводить с учетом представленных в настоящей статье на примере ПТУР Javelin оценок временных затрат при различных степенях детализации моделей и используемых методах расчета. Так, при общей продолжительности расчета на ПЭВМ Intel Core i5-4460/3,2 ГГц/ОЗУ 8 Мбайт, не превышающей единиц минут, метод физической оптики обеспечивает приемлемую точность результатов на частотах от 5 ГГц и выше при шаге разбиения поверхности модели около 1 см. На меньших частотах, когда применение асимптотических методов невозможно, приемлемая точность при аналогичной продолжительности расчетов достигается при использовании метода моментов и шаге разбиения около 20 см. Продемонстрирована возможность применения САПР Altair FEKO для моделирования двумерных радиолокационных портретов объектов в интересах дальнейшей оценки рассеивающих характеристик элементов их конструкции. Так, с их помощью установлено, что метод моментов более точно учитывает вклад участков поверхности объекта, для которых не выполняется условие оптической видимости, а также участков в области изломов поверхности (крыльев и хвостового оперения).

Список литературы

1. Гусев Д. А. Комплексы активной защиты // Изв. ТулГУ. Техн. науки. 2016. Вып. 12, ч. 4. С. 90–104.
2. Considering CAD model accuracy for Radar Cross Section and signature calculations of electrically large complex targets / J. E. Cilliers, J. M. Steyn, J. C. Smit, C. Pienaar, M. Pienaar // Intern. Radar Conf., Lille, France, 2014. P. 1–6. doi: 10.1109/RADAR.2014.7060313
3. Ахияров В. В. Решение задач дифракции с использованием САПР СВЧ-устройств // III Всерос. конф. «Радиолокация и радиосвязь», ИРЭ РАН, 2009. С. 1022–1026. URL: <http://jre.cplire.ru/jre/library/3conference/pdffiles/pd005.pdf> (дата обращения 23.07.2021)
4. Comparison of Various Full-wave Softwares in Cal-

- culating the RCS of Simple Objects / M. B. Heydari, M. Asgari, M. Zolfaghari, N. Jafari // Intern. J. of Mechatronics, Electrical and Computer Technology. 2018. Vol. 8, № 30. P. 4002–4008. URL: https://www.aeuso.org/includes/files/articles/Vol8_Iss30_4002-4008_Comparison_of_Various_Full-wave_Sof.pdf (accessed 23.07.2021).
5. Harris J., Slegers N. Performance of a fire-and-forget anti-tank missile with a damaged wing // J. Mathematical and Computer Modelling. 2009. Vol. 50 (1–2). P. 292–305. doi: 10.1016/j.mcm.2009.02.009
6. RCS Results for an Electrically Large Realistic Model Airframe / C. Pienaar, J. W. Odendaal, J. C. Smit, J. Joubert, J. E. Cilliers // Applied Computational Electromagnetics Society J. 2018. Vol. 33, iss. 1. P. 87–90.

7. Wang X., Wang C., Liu Y. RCS computation and Analysis of Target Using FEKO // Proc. 3rd Asia-Pacific Conf. on Antennas and Propagation, Harbin, China, 2014. P. 822–825. doi: 10.1109/APCAP.2014.6992625 URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/6992625?arnumber=6992625> (accessed 23.07.2021)

8. Extended Solution Methods in FEKO to Solve Actual Antenna Simulation Problems: Accelerated MoM and Windscreen Antenna Modelling / M. Schick, U. Jakobus, M. Schoeman, M. Bingle, J. Tonder, W. Burger, D. Ludick // Proc. of the 5th European Conf. on Antennas and Propagation (EUCAP), 2011. P. 3053–3055. URL: https://www.researchgate.net/publication/252004610_Extended_solution_methods_in_FEKO_to_solve_actual_antenna_simulation_problems_Accelerated_MoM_and_windscreen_antenna_modeling (accessed 23.07.2021)

9. Xiang H., Wuwei Y., Bin L. Fast RCS Modeling For Dynamic Target Tracking // Intern. J. on Smart Sensing and Intelligent Systems. 2015. Vol. 8, iss. 4. P. 1956–1976. doi: 10.21307/ijssis-2017-838. URL: https://www.researchgate.net/publication/317748532_Fast_RCS_modeling_for_dynamic_target_tracking (accessed 23.07.2021)

10. RCS of Simple and Complex Targets in the C-Band: A Comparison between Anechoic Chamber Measurements and Simulations / M. A. Alves, I. M. Martins, M. A. S. Miacci, M. C. Rezende // PERS Online. 2008. Vol. 4, iss. 7. P. 791–794. doi: 10.2529/PERS071220090212

11. Mohammadzadeh H., Zeidaabadi-Nezhad A., Firouzeh Z. H. Modified Physical Optics Approximation for RCS Calculation of Electrically Large Objects with Coated Dielectric

// J. of Electrical and Computer Engineering Innovations, Isfahan, Iran. 2015. Vol. 3, № 2. P. 115–122. doi: 10.22061/JECEI.2016.450 URL: https://jecei.sru.ac.ir/article_450_ee801f3fdc9ee9b3331809c3eacca35b.pdf (accessed 23.07.2021)

12. Borries O., Jorgensen E., Meincke P. Monostatic RCS Analysis of Electrically Large Structures using Integral Equations // Proc. of the 11th European Conf. on Antennas and Propagation, Copenhagen, Denmark, 2017. P. 872–876. doi: 10.23919/EuCAP.2017.7928658. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=7928658> (accessed 23.07.2021)

13. Active Calibration Target for Bistatic Radar Cross-Section Measurements / M. Pienaar, J. W. Odendaal, J. Joubert, J. E. Cilliers, C. J. Smit // Radio Sci. 2016. Vol. 51, iss. 5. P. 515–523. doi: 10.1002/2015RS005931. URL: <https://agupubs.onlinelibrary.wiley.com/doi/epdf/10.1002/2015RS005931> (accessed 23.07.2021)

14. Baoqian W., Tao W., Kun C. Simulation Research on Dynamic RCS Characteristics of Cruise Missile // IOP Conf. Series: Earth and Environmental Science. 2019. Vol. 300, iss. 2. P. 1–8. doi: 10.1088/1755-1315/300/2/022170. URL: <https://iopscience.iop.org/article/10.1088/1755-1315/300/2/022170/pdf> (accessed 23.07.2021)

15. Perotoni M. B., Andrade L. A. Numerical evaluation of an air-to-air missile radar cross section signature at X-band // J. of Aerospace Technology and Management, São José dos Campos. 2011. Vol. 3, iss. 3. P. 287–294. doi: 10.5028/jatm.2011.03034111

Информация об авторах

Купряшкин Иван Фёдорович – доцент (2011), доктор технических наук (2017), начальник кафедры боевого применения средств РЭБ (с воздушно-космическими системами управления и наводящимся оружием) военного учебно-научного центра «Военно-воздушная академия им. проф. Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина». Автор более 100 научных публикаций. Сфера научных интересов – радиолокационные системы, системы радиоэлектронного противодействия радиолокационным системам. Адрес: Военный учебно-научный центр военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия им. проф. Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина», ул. Старых Большевиков, д. 54 А, Воронеж, 394064, Россия E-mail: ifk78@mail.ru

Заводских Кирилл Юрьевич – инженер-технолог АО «НПО Корпорация "РИФ"». Сфера научных интересов – моделирование поля рассеяния объектов сложной формы в САПР СВЧ-устройств. Адрес: АО «НПО Корпорация "РИФ"», ул. Дорожная, д. 17/2, Воронеж, 394038, Россия E-mail: zavodskih.kirill@yandex.ru

References

1. Gusev D. A. Kompleksy aktivnoy zashchity [Active protection systems]. *Izv. TulGU. Tekhnicheskie nauki* [Bulletin of TulSU. Technical science]. 2016, vol. 12, no. 4, pp. 90–104. (In Russ.)

2. Cilliers J. E., Steyn J. M., Smit J. C., Pienaar C., Pienaar M. Considering CAD model accuracy for Radar Cross Section and signature calculations of electrically large complex targets. Intern. Radar Conf., Lille, France.

2014, pp. 1–6. doi: 10.1109/RADAR.2014.7060313

3. Ahiyarov V. V. Resheniye zadach difraktsii s ispolzovaniyem SAPR SVCh-ustroystv [Solving diffraction problems using CAD microwave devices] // Proc. of the III Russian Conf. Radars & Communications, Kotelnikov Institute of Radioengineering and Electronics of Russian Academy of Sciences, 2009, pp. 1022–1026. URL: <http://jre.cplire.ru/jre/library/3conference/pdffiles/pd005.pdf> (accessed 23.07.2021). (In Russ.)

4. Heydari M. B., Asgari M., Zolfaghari M., Jafari N. Comparison of Various Full-wave Softwares in Calculating the RCS of Simple Objects. *Intern. J. of Mechatronics, Electrical and Computer Technology*. 2018, vol. 8, no. 30, pp. 4002–4008. URL: https://www.aeuso.org/includes/files/articles/Vol8_Iss30_4002-4008_Comparison_of_Various_Full-wave_Sof.pdf (accessed 23.07.2021)
5. Harris J., Slegers N. Performance of a fire-and-forget anti-tank missile with a damaged wing. *J. Mathematical and Computer Modelling*. 2009, vol. 50 (1–2), pp. 292–305. doi: 10.1016/j.mcm.2009.02.009
6. Pienaar C., Odendaal J. W., Smit J. C., Joubert J., Cilliers J. E. RCS Results for an Electrically Large Realistic Model Airframe. *Applied Computational Electromagnetics Society J.* 2018, vol. 33, iss. 1, pp. 87–90.
7. Wang X., Wang C., Liu Y. RCS computation and Analysis of Target Using FEKO. *Proc. of 3rd Asia-Pacific Conf. on Antennas and Propagation*. 2014, pp. 822–825. doi: 10.1109/APCAP.2014.6992625. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/6992625?arnumber=6992625> (accessed 23.07.2021)
8. Schick M., Jakobus U., Schoeman M., Bingle M., Tonder J., Burger W., Ludick D. Extended Solution Methods in FEKO to Solve Actual Antenna Simulation Problems: Accelerated MoM and Windscreen Antenna Modeling. *Proc. of the 5th European Conf. on Antennas and Propagation (EUCAP)*. 2011, pp. 3053–3055. URL: https://www.researchgate.net/publication/252004610_Extended_solution_methods_in_FEKO_to_solve_actual_antenna_simulation_problems_Accelerated_MoM_and_windscreen_antenna_modeling (accessed 23.07.2021)
9. Xiang H., Wuwei Y., Bin L. Fast RCS Modeling For Dynamic Target Tracking. *Intern. J. on Smart Sensing And Intelligent Systems*. 2015, vol. 8, no. 4, pp. 1956–1976. doi: 10.21307/ijssis-2017-838. URL: https://www.researchgate.net/publication/317748532_Fast_RCS_modeling_for_dynamic_target_tracking (accessed 23.07.2021)
10. Alves M. A., Martins I. M., Miacci M. A. S., Rezende M. C. RCS of Simple and Complex Targets in the C-Band: A Comparison between Anechoic Chamber Measurements and Simulations. *PIERS Online*. 2008, vol. 4, no. 7, pp. 791–794. doi: 10.2529/PIERS071220090212
11. Mohammadzadeh H., Zeidaabadi-Nezhad A., Firouzeh Z. H. Modified Physical Optics Approximation for RCS Calculation of Electrically Large Objects with Coated Dielectric. *J. of Electrical and Computer Engineering Innovations*. 2015, vol. 3, no. 2, pp. 115–122. doi: 10.22061/JECEI.2016.450. URL: https://journals.sru.ac.ir/article_450.html (accessed 23.07.2021)
12. Borries O., Jørgensen E., Meincke P. Monostatic RCS Analysis of Electrically Large Structures using Integral Equations. *Proc. of the 11th Eur. Conf. on Antennas and Propagation*. 2017, pp. 872–876. doi: 10.23919/EUCAP.2017.7928658. URL: <https://www.ticra.com/wp-content/uploads/2018/03/monostatic-rcs-analysis-of-electrically-large-structures-using-integral-equations.pdf> (accessed 23.07.2021)
13. Pienaar M., Odendaal J. W., Joubert J., Cilliers J. E., Smit J. C. Active Calibration Target for Bistatic Radar Cross-Section Measurements. *Radio Sci.* 2016, vol. 51, no. 5, pp. 515–523. doi: 10.1002/2015RS005931. URL: <https://agupubs.onlinelibrary.wiley.com/doi/epdf/10.1002/2015RS005931> (accessed 23.07.2021)
14. Baoqian W., Tao W., Kun C. Simulation Research on Dynamic RCS Characteristics of Cruise Missile. *IOP Conf. Series: Earth and Environmental Science*. 2019, vol. 300, no. 2, pp. 1–8. doi: 10.1088/1755-1315/300/2/022170. URL: <https://iopscience.iop.org/article/10.1088/1755-1315/300/2/022170/pdf> (accessed 23.07.2021)
15. Perotoni M. B., Andrade L. A. Numerical evaluation of an air-to-air missile radar cross section signature at X-band. *J. of Aerospace Technology and Management, São José dos Campos*. 2011, vol. 3, iss. 3, pp. 287–294. doi: 10.5028/jatm.2011.03034111

Information about the authors

Ivan F. Kupryashkin, Associate Professor (2011), Ph. D. in Engineering (2017), Head of the Department of Combat Use of Electronic Warfare Systems (with Aerospace Control Systems and Guided Weapons) of Military Educational and Scientific Center of the Air Force "N. E. Zhukovsky and Yu. A. Gagarin Air Force Academy". The author of more than 100 publications. Area of expertise: radar systems, systems of radio-electronic counteraction to radar.

Address: JSC «NPO Corporation "RIF"», 17/2 Doroznaya St., Voronezh, 394038 Russia
E-mail: ifk78@mail.ru

Kirill Yu. Zavodskiyh, Dipl. Eng. (2001) JSC «NPO Corporation "RIF"». Area of expertise: modeling of the backscatter field of complex-shaped objects in microwave devices CAD.

Address: Military Educational and Scientific Center of the Air Force «N. E. Zhukovsky and Yu. A. Gagarin Air Force Academy», 54A Starykh Bolshevikov St., Voronezh, 394064 Russia
E-mail: zavodskih.kirill@yandex.ru

**Исследование двухмодового режима работы двухззорных
фотонно-кристаллических резонансных систем, выполненных на печатной плате
с фрактальными элементами "остров Минковского"**

В. А. Царев, А. Ю. Мирошниченко✉, А. В. Гнусарев, Н. А. Акафьева

Саратовский государственный технический университет им. Гагарина Ю. А., Саратов, Россия

✉ alexm2005@list.ru

Аннотация

Введение. В настоящее время проявляется значительный интерес к разработке новых усилителей и генераторов Ку- и К-диапазонов (12...27 ГГц) для применения в бортовой аппаратуре. Одним из претендентов на элементную базу таких устройств могут стать низковольтные многолучевые клистроны (НМЛК). Для НМЛК, работающих в сантиметровом и миллиметровом диапазонах, возникают серьезные проблемы, связанные с необходимостью подавления паразитных видов колебаний. Один из путей решения этих проблем – применение в НМЛК двухззорных фотонно-кристаллических резонаторов (ДФКР). Еще одно перспективное направление улучшения характеристик таких резонаторов – применение резонансных отрезков полосковых линий с фрактальными элементами. При этом полосковые линии размещаются на диэлектрической подложке в пространстве взаимодействия. Такие резонаторы могут получить также новые, полезные для клистронов свойства (повышение характеристического сопротивления, подавление спектра нежелательных частот, уменьшение массы и габаритов).

Цель работы. Определение оптимального комплекса электродинамических и электронных параметров двухззорных фотонно-кристаллических резонансных систем с фрактальными элементами "остров Минковского" при работе в составе резонаторной системы НМЛК, возбуждаемой на π - и 2π -видах колебаний.

Материалы и методы. Для расчета электродинамических параметров резонаторов использовался метод конечных разностей во временной области. Для вычисления электронных параметров, таких, как электронная проводимость G_e / G_0 и коэффициент связи M , использовался известный метод Вессель-Берга.

Результаты. Исследованы основные электродинамические параметры резонатора – собственная добротность, резонансная частота и характеристическое сопротивление. Рассчитаны электронные параметры резонатора, коэффициент связи с электронным потоком и относительная электронная проводимость на π - и 2π -видах колебаний. Исследованы 3 варианта резонатора с нулевой, первой и второй итерациями фрактального элемента, амплитудно-частотные характеристики резонатора при изменении шага фотонно-кристаллической решетки. Дана оценка степени неоднородности высокочастотного поля в пространствах взаимодействия резонатора. Определены условия работы одновременно на двух видах колебаний без самовозбуждения.

Заключение. Результаты могут найти применение при разработке резонаторных систем для приборов клистронного типа сантиметрового и миллиметрового диапазонов.

Ключевые слова: низковольтный многолучевой клистрон, фотонно-кристаллический двухззорный резонатор, полосковая линия, резонансная частота, характеристическое сопротивление, фрактальный элемент "остров Минковского"

Для цитирования: Исследование двухмодового режима работы двухззорных фотонно-кристаллических резонансных систем, выполненных на печатной плате с фрактальными элементами "остров Минковского" / В. А. Царев, А. Ю. Мирошниченко, А. В. Гнусарев, Н. А. Акафьева // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2021. Т. 24, № 5. С. 80–88. doi: 10.32603/1993-8985-2021-24-5-80-88

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Источник финансирования. Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 19-07-00611\21.

Статья поступила в редакцию 08.07.2021; принята к публикации после рецензирования 21.09.2021; опубликована онлайн 29.11.2021

© Царев В. А., Мирошниченко А. Ю., Гнусарев А. В., Акафьева Н. А., 2021



Investigation of the Two-Mode Regime of Two-Gap Photonic-Crystal Resonance Systems Produced on a Printed Circuit Board with Fractal Elements "Minkowski Island"

Vladislav A. Tsarev, Alexey Yu. Miroshnichenko✉, Andrey V. Gnusarev, Natalia A. Akafyeva

Yuri Gagarin State Technical University of Saratov, Saratov, Russia

✉ alexm2005@list.ru

Abstract

Introduction. The development of new amplifiers and generators of the Ku- and K-bands (12...27 GHz) for use in onboard equipment is increasingly attracting research interest. Low-voltage multi-beam klystrons (LMBK) can be a promising element base for such devices. Serious problems are associated with the need to suppress parasitic modes of oscillations in NMLK operating in the centimeter and millimeter range. A possible solution is to use double-gap photonic-crystal resonators (DPCR) in LMBK. Another promising direction for improving the characteristics of such resonators is to use resonant segments of strip lines with fractal elements. In this case, the strip lines are placed on a dielectric substrate in the interaction space. Such resonators exhibit new properties that are useful for klystrons (an increase in characteristic impedance, suppression of the spectrum of unwanted frequencies, a reduction in mass and dimensions).

Aim. Determination of an optimal set of electrodynamic and electronic parameters of double-gap photonic-crystal resonance systems with fractal elements "Minkowski Island" when operated as part of the LMBK resonator system, excited on π - and 2π -modes of oscillation.

Materials and methods. To calculate the electrodynamic parameters of resonators, the method of finite differences in the time domain was used. The well-known Wessel-Berg method was used to calculate electronic parameters, such as the G_e / G_0 electronic conductivity and the coupling coefficient M .

Results. The main electrodynamic parameters of the resonator – Q -factor, resonant frequency and characteristic impedance – were investigated. The electronic parameters of the resonator, the coefficient of coupling with the electron beam, and the relative electronic conductivity for π - and 2π -modes of oscillations were calculated. In this case, three variants of the resonator with zero, first and second iterations of the fractal element were investigated. The amplitude-frequency characteristics of the resonator were investigated with a change in the pitch of the photonic crystal lattice. An estimation of the inhomogeneity of the high-frequency field in the interaction spaces of the resonator was carried out. Operational conditions were determined simultaneously for two types of oscillations without self-excitation.

Conclusion. The results can find application in the development of resonator systems for klystron-type devices in the centimeter and millimeter ranges.

Keywords: low-voltage multi-beam klystrons, photonic crystal double-gap resonator, strip line, resonant frequency, characteristic impedance, "Minkowski Island" fractal

For citation: Tsarev V. A., Miroshnichenko A. Yu., Gnusarev A. V., Akafyeva N. A. Investigation of the Two-Mode Regime of Two-Gap Photonic-Crystal Resonance Systems Produced on a Printed Circuit Board with Fractal Elements "Minkowski Island". Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2021, vol. 24, no. 5, pp. 80–88. doi: 10.32603/1993-8985-2021-24-5-80-88

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

Financing source. The research was supported by the Russian Fund for Basic Research, Project no. 19-07-00611\21.

Submitted 08.07.2021; accepted 21.09.2021; published online 29.11.2021

Введение. В настоящее время проявляется значительный интерес к разработке многолучевых низковольтных усилителей Ку- и К-диапазонов с выходной мощностью около нескольких сотен ватт.

Такие приборы могут применяться в бортовой аппаратуре радиоэлектронных систем воздушного, морского и наземного базирования [1, 2]. Одним из претендентов среди СВЧ-приборов для применения

Исследование двухмодового режима работы двухзонарных фотонно-кристаллических резонансных систем, выполненных на печатной плате с фрактальными элементами "остров Минковского"
Investigation of the Two-Mode Regime of Two-Gap Photonic-Crystal Resonance Systems Produced on a Printed Circuit Board with Fractal Elements "Minkowski Island"

в этой аппаратуре являются низковольтные многолучевые клистроны (НМЛК), позволяющие удовлетворить строгим требованиям по комплексу электрических и массогабаритных характеристик [3–6]. Важным требованием к клистронным усилителям является широкая полоса усиливаемых частот. Один из путей расширения полосы усиления НМЛК – применение двухззорных резонаторов.

Однако при создании НМЛК с двухззорными резонаторами, работающими в верхней части сантиметрового и миллиметрового диапазонов, возникают серьезные проблемы, связанные с малыми размерами таких резонаторных систем. Из-за возрастания емкости уменьшаются собственная добротность резонаторов Q_0 и характеристическое сопротивление ρ . Затрудняется изготовление таких резонансных систем. Усложняется спектр резонансных частот и возникает проблема подавления паразитных (высших типов) колебаний.

В связи с этим в последние годы внимание разработчиков клистронов привлекают так называемые фотонно-кристаллические резонаторы (ФКР), в зарубежной литературе описываемые как Photonic Band Gaps structures (PBG) [7–12], позволяющие в значительной мере устранить или свести к минимуму эти недостатки. Особенно целесообразно применение таких принципов построения резонаторных систем при разработке малогабаритных НМЛК с двухззорными фотонно-кристаллическими резонаторами (ДФКР), содержащими ре-

зонансные элементы с фрактальными включениями, выполненными на диэлектрических подложках. Одним из распространенных фрактальных элементов в таких системах является фрактал "остров Минковского" ("Minkowski Island" fractal) [13–16]. Следует отметить, что подобные фрактальные элементы широко применяются при разработке миниатюрных антенн и фильтров.

Использование НМЛК с двухззорными резонаторами и фрактальными резонансными элементами, расположенными на диэлектрической подложке, позволит упростить изготовление таких резонаторов и обеспечить возможность управления спектром нежелательных (паразитных) колебаний. При этом возможно создание резонаторов, возбуждаемых на кратных частотах, соответствующих π (противофазное возбуждение)- и 2π (синфазное возбуждение)-видам колебаний. Представленная работа продолжает цикл исследований ДФКР с различными фрактальными элементами [17].

Цель исследований, описываемых в настоящей статье, – изучение основных электродинамических и электронных параметров ДФКР с фрактальными элементами "остров Минковского" ("Minkowski Island" fractal) применительно к использованию таких резонансных систем в НМЛК, работающих в Ku- и K-диапазонах.

Конструкция резонатора. Схематическое изображение резонатора показано на рис. 1.

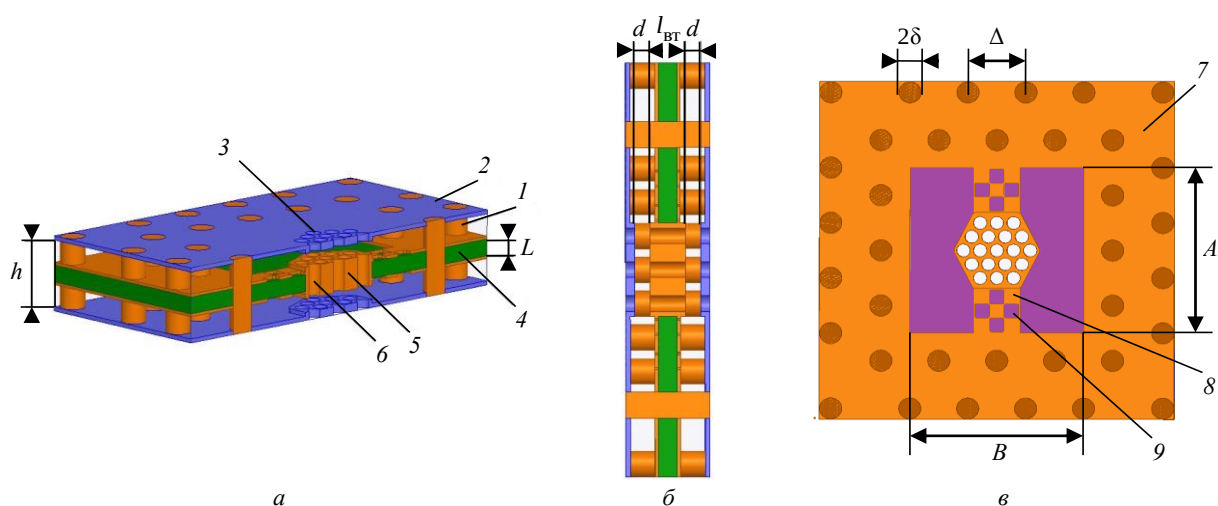


Рис. 1. ДФКР с фрактальным элементом "остров Минковского": а – общий вид; б – поперечное сечение резонатора; в – керамическая подложка. Геометрические размеры резонатора: $A = 7.8$ мм; $B = 7.8$ мм; $h = 2.8$ мм; $l_{BT} = 1.3$ мм; $L = 0.7$ мм; $d = 0.58$ мм; $a = 0.3$ мм; $\delta = 0.5$ мм; $\Delta = 2.5$ мм

Fig. 1. The design of the DPCR: а – general view of the resonator; б – cross section of the resonator; в – ceramic substrate. The resonant system has the following dimensions: $A = 7.8$ mm; $B = 7.8$ mm; $h = 2.8$ mm; $l_{BT} = 1.3$ mm; $L = 0.7$ mm; $d = 0.58$ mm; $a = 0.3$ mm; $\delta = 0.5$ mm; $\Delta = 2.5$ mm

Основу резонатора составляет фотонно-кристаллическая решетка из металлических стержней 1 круглой формы с радиусом стержней δ и шагом Δ , образующая дефект фотонно-кристаллической решетки, который имеет форму прямоугольника с размерами A и B . В центре этого дефекта расположен центральный электрод 5 с 19 отверстиями для пролета электронных лучей. В поперечном сечении фотонно-кристаллическая решетка ограничена боковыми пластинами 2. Для прохождения электронного потока в центральном электроде выполнены отверстия 6. Такие же отверстия 3 выполнены и в боковых пластинах резонатора. По аналогии с [18] центральный электрод размещен на алмазной диэлектрической подложке 4 ($\varepsilon = 5.7$). Следует отметить, что такая технология изготовления электродинамических систем в настоящее время широко применяется при создании лампы бегущей волны W -диапазона. Центральный электрод соединен двумя отрезками полосковой линии 8 с экранными заземляющими проводниками 7. Внутри каждого из этих проводников имеется фрактальное включение типа "остров Минковского" 9, вид которого определяется номером итерации.

Результаты расчета. Параметры резонатора определялись с помощью разработанной авторами трехмерной программы расчета многозазорных резонаторов "REZON" [19]. Достоверность расчетов основных электродинамических параметров (F, Q_0, ρ) была подтверждена сравнением с известными программами трехмерного моделирования.

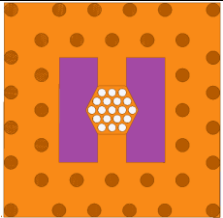
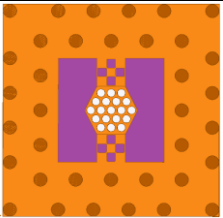
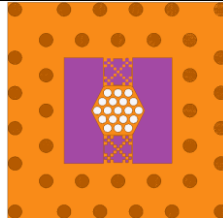
Исследовались 2 типа мод, соответствующих противофазному и синфазному ВЧ-напряжениям на зазорах резонатора. Выбор этих резонансных мод определялся тем, что эффективность взаимодействия высокочастотных полей с электронным потоком на высших модах минимальна.

Результаты моделирования представлены в таблице и на рис. 2–4. Из этих результатов видно, что резонансные частоты (как π -, так и 2π -видов колебаний) при увеличении номера итерации фрактального элемента уменьшаются. При этом характеристическое сопротивление на обеих модах имеет максимальное значение при первой итерации фрактального элемента. Можно также отметить, что собственная добротность имеет наибольшее значение при нулевой итерации фрактального элемента как на π -, так и на 2π -мод.

Амплитудно-частотные характеристики резонатора (АЧХ) для π - и 2π -видов колебаний представлены на рис. 2. При расчете АЧХ порты были установлены в центральной части боковых пластин. При этом эффективно возбуждаются моды, соответствующие продольной составляющей ВЧ-поля в зазорах резонатора. Повышение номера итерации фрактального элемента приводит к понижению резонансной частоты. При этом уход частоты для π -моды для резонатора с фракталом первой итерации составляет около 148 МГц, а для резонатора с фракталом второй итерации – 102 МГц. Для синфазной моды (2π) влияние номера итерации фрактального элемента на частоту менее заметно. Разница частот между нулевой и первой итерациями составляет 39 МГц, а между первой и второй – 61 МГц.

Результаты моделирования резонатора

Resonator simulation results

Итерация фрактала	0	1	2
Диэлектрическая подложка с полосковыми элементами			
Параметры резонатора	F , ГГц	Q_0	ρ , Ом
Противофазная мода (π)	11.6140	992	86.3
Синфазная мода (2π)	17.2461	1479	66.9

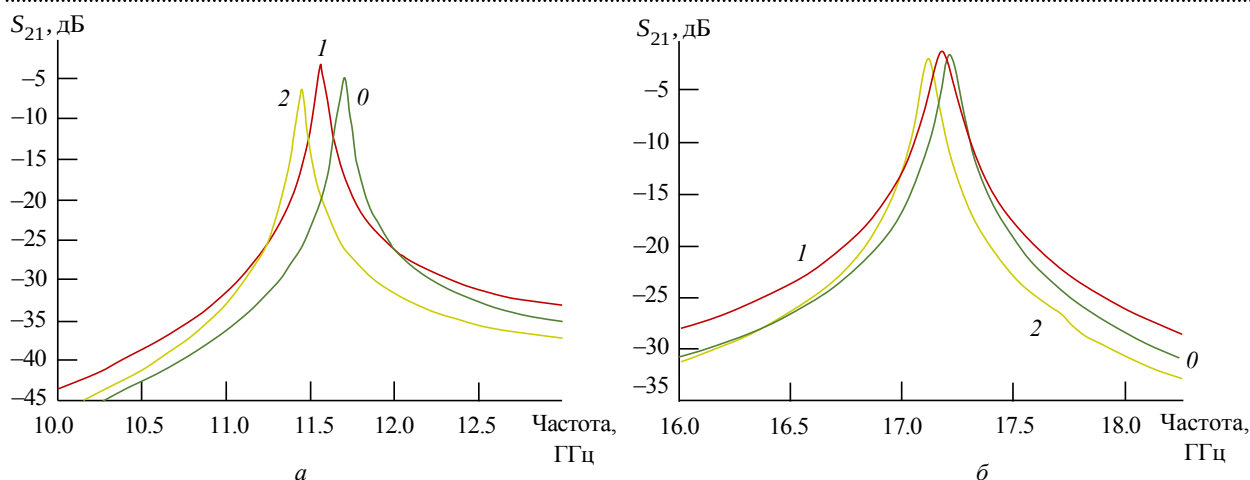


Рис. 2. Рассчитанные S -параметры резонатора: a – π -вид колебаний; b – 2π -вид колебаний; 0 – нулевая итерация; 1 – первая итерация; 2 – вторая итерация

Fig. 2. Calculated S -parameters of the resonator: a – π -type of oscillations; b – 2π -type of oscillations; 0 – zero iteration; 1 – first iteration; 2 – second iteration

Результаты исследования поведения спектра частот резонатора в зависимости от шага фотонно-кристаллической решетки приведены на рис. 3. Увеличение шага фотонно-кристаллической решетки приводит к росту частоты как для π -, так и для 2π -моды. При увеличении δ/Δ от 0.12 до 0.32 для π -вида колебаний изменение частоты составляет 690 МГц. Изменение частоты для синфазной (2π -моды) при тех же параметрах δ/Δ более значительное – 2.4 ГГц.

При этом можно наблюдать селекцию или подавление высших типов колебаний при увеличении соотношения δ/Δ . Например, при $\delta/\Delta = 0.32$ среди высших типов до 28 ГГц остается только частота 23.4 ГГц. Это можно объяснить тем, что при

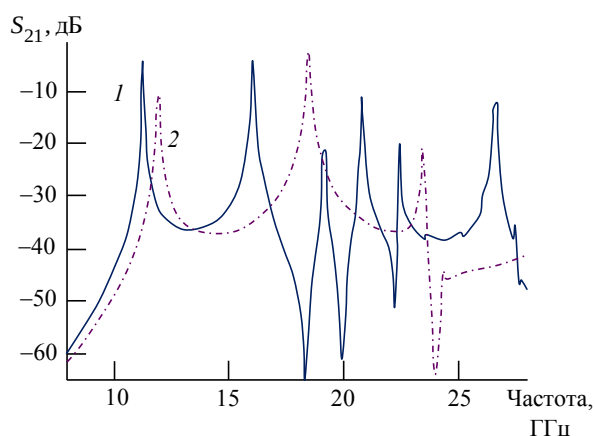


Рис. 3. АЧХ резонатора в зависимости от шага фотонно-кристаллической решетки: $1 - \delta/\Delta = 0.12$; $2 - \delta/\Delta = 0.32$

Fig. 3. Frequency response of the resonator depending on the step of the photonic crystal lattice: $1 - \delta/\Delta = 0.12$; $2 - \delta/\Delta = 0.32$

наличии в ФКР дефекта волны, попадающие в запрещенную зону, смогут распространяться в дефекте, а стенки фотонно-кристаллической решетки будут являться для них идеальными отражателями. Использование ФКР позволяет обеспечить селекцию колебаний, так как подбором шага δ/Δ фотонно-кристаллической решетки можно добиться, чтобы в область запрещенной зоны не попадали частоты паразитных мод.

Рассмотрим результаты исследования неравномерности распределения высокочастотного электрического поля для различных каналов многолучевого резонатора в поперечном сечении центрального электрода по двум направлениям. На рис. 4, a представлено распределение относительного электрического высокочастотного поля в каналах резонатора в поперечном направлении центрального электрода по длине w_1 . Максимальная амплитуда высокочастотного электрического поля для π -моды наблюдается в крайних каналах, минимальная – в центральном канале. При этом неравномерность поля 6 %. Для 2π -моды максимум поля наблюдается в центральном канале, минимум – в крайних, неравномерность поля около 6.5 %. На рис. 4, b приведены результаты расчета поля по длине w_2 , при этом для противофазной моды неравномерность поля 7 %, для синфазной моды – 9 %. В этом случае для обеих мод (π и 2π) максимальное значение амплитуды высокочастотного электрического поля наблюдается в центральном канале, а минимальное – в крайних каналах.

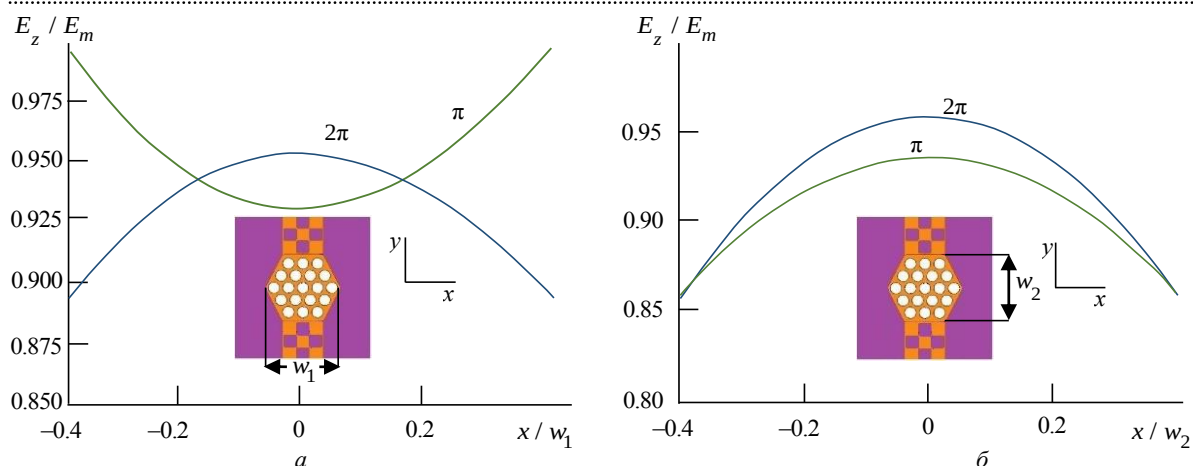


Рис. 4. Распределение продольной компоненты высокочастотного поля для π - и 2π -колебаний:

a – по направлению w_1 ; b – по направлению w_2

Fig. 4. Distribution of the longitudinal component of the high-frequency field for π - and 2π -oscillations:

a – in the w_1 direction; b – in the direction w_2

Рассчитаны также электронные параметры взаимодействия, в частности M – коэффициент связи и относительная электронная проводимость G_e / G_0 . На рис. 5 приведены результаты расчета основных электронных параметров многолучевого клистрона с исследуемым резонатором.

Показано, что при работе одновременно на двух модах можно обеспечить режим без самовозбуждения при ускоряющем напряжении 2.8...3.1 кВ (на рис. 5 диапазон выделен синим цветом). С другой стороны, при выборе ускоряющего напряжения 4...5 кВ обеспечивается устойчивое самовозбуждение прибора при работе резонаторов на синфазном виде колебаний (на рис. 5

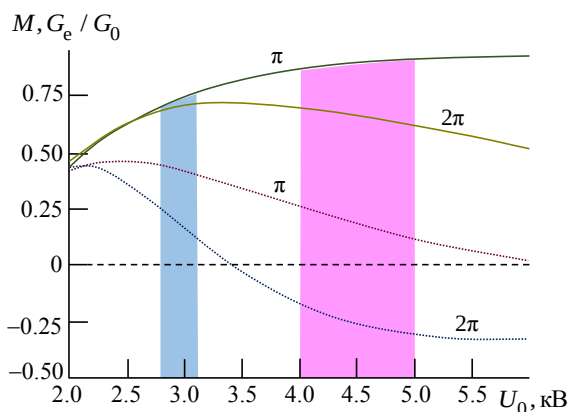


Рис. 5. Электронные параметры взаимодействия: сплошная линия – коэффициент связи M ; пунктирная линия – относительная электронная проводимость G_e / G_0

Fig. 5. Electronic interaction parameters: solid line – coupling coefficient M ; dotted line – relative electronic conductivity G_e / G_0

диапазон выделен розовым цветом). Этот режим может быть полезен при создании генераторов или умножителей частоты, работающих в Ку- и К-диапазонах.

Закключение. В статье представлен двухзазорный фотонно-кристаллический резонатор, выполненный на основе печатной платы с резонансной системой, содержащей фрактальный элемент "остров Минковского" трех итераций. Получены результаты трехмерного электромагнитного моделирования такого резонатора при одновременном возбуждении на π - и 2π -видах колебаний. Рассчитаны параметры электронного взаимодействия на этих модах в зависимости от значения ускоряющего напряжения. Проанализировано распределение высокочастотного электрического поля в зазорах резонатора. Исследовано поведение спектра частот резонатора в зависимости от шага фотонно-кристаллической решетки. Исходя из полученных результатов, учитывая увеличение характеристического сопротивления π -вида примерно на 10 %, для усилительного режима наиболее предпочтителен вариант резонатора, имеющий фрактальный элемент первой итерации на частоте π -вида колебаний. Для генераторов и умножителей частоты, работающих в Ку- и К-диапазонах, целесообразно использовать высоковольтный режим работы, обеспечивающий самовозбуждение прибора при работе резонаторов на 2π -видах колебаний.

Полученные результаты могут найти применение при разработке новых типов резонансных систем НМЛК сантиметрового и миллиметрового диапазонов.

Авторский вклад

Царев Владислав Алексеевич – руководство работой, постановка задачи и участие в обсуждении результатов.

Мирошниченко Алексей Юрьевич – проведение компьютерного моделирования, подготовка текста статьи и участие в обсуждении результатов.

Гнусарев Андрей Владимирович – проведение компьютерного моделирования.

Акафьева Наталья Александровна – подготовка текста статьи, участие в обсуждении результатов.

Author's contribution

Vladislav A. Tsarev, management of the work, statement of the problem and discussion of the results.

Alexey Yu. Miroshnichenko, computer simulation, preparation of the paper text and discussion of the results.

Andrey V. Gнусarev, computer simulation.

Natalia A. Akafyeva, preparation of the paper text and discussion of the results.

Список литературы

1. Щербаков С. В. Развитие СВЧ электроники в рамках реализации государственных программ // Материалы VI Всерос. науч.-техн. конф. "Электроника и микроэлектроника СВЧ", СПб., 29 мая – 1 июня 2017. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2017. С. 15–23. URL: <https://mwelectronics.etu.ru/assets/files/2017/01.pdf> (дата обращения 26.05.2021)
2. Kotov A. S., Gelvich E. A., Zakurdayev A. D. Small-Size Complex Microwave Devices (CMD) for Onboard Applications // IEEE Transactions on Electron Devices. 2007. Vol. 54, № 5. P. 1049–1053. doi: 10.1109/TED.2007.893196
3. Bearzatto C., Bres M., Faillon G. Advantages of Multiple Beam Klystrons // Vakuum elektronik und Displays: Vortrage der ITG Fachtagung. Garmisch-Partenkirchen, 4–5 May 1992. Garmisch-Partenkirchen: ITG, 1992. P. 4–32.
4. Multiple-beam klystron amplifiers: Performance parameters and development trends / A. N. Korolyov, E. A. Gelvich, Y. V. Zhary, A. D. Zakurdayev, V. I. Poognin // IEEE Transactions on Plasma Science. 2004. Vol. 32, № 3. P. 1109–1118. doi: 10.1109/TPS.2004.828807
5. Nusinovich G. S., Levush B., Abe D. K. A review of the development of multiple-beam klystrons and TWTs. Washington: Naval Research Laboratory, 2003. 42 p.
6. S-band multibeam klystron with bandwidth of 10 % / Y. Ding, B. Shen, S. Shi, J. Cao // IEEE Transactions Electron Devices. 2005. Vol. 52, № 5. P. 889–894. doi: 10.1109/TED.2005.845796
7. Smirnov A. V., Newsham D., Yu D. PBG Cavities for Single-Beam and Multi-Beam Electron Devices // Proc. of Particle Accelerator Conf. Portland, Oregon, 12–16 May 2003. Portland, Oregon: IEEE, 2003. P. 1153–1155. doi: 10.1109/PAC.2003.1289636
8. Xu Y., Seviour R. Design of Photonic Crystal Klystrons // Proc. of the 1st Intern. Particle Accelerator Conf. (IPAC 2010), Kyoto, 23–28 May 2010. P. 4002–4004.
9. Singh A., Jain P. K. FDTD Analysis of the Dispersion Characteristics of the Metal PBG Structures // Progress in Electromagnetics Research B. 2012. Vol. 39. P. 71–88. doi: 10.2528/PIERB11120601
10. Xie Chenglong, Chen Chun-Ping, Anada Tetsuo 2D microwave metallic photonic crystal point-defect-cavity resonator // Microwave and Optical Technology Lett. 2017. Vol. 59, № 10. P. 2547–2551. doi: 10.1002/mop.30767
11. Simulation and Measurement of Properties of Metallic Photonic Crystal Point-Defect-Cavities with a Centrally-Loaded Rod / Chen Chun-Ping, Xie Chenglong, Anada Tetsuo, Zhang Zejun // IEICE Transactions on Electronics. 2018. Vol. E101–C, № 1. P. 91–95. doi: 10.1587/transele.E101.C.91
12. Study of Hybrid Photonic Band Gap Resonators for Particle Accelerators / M. R. Masullo, A. Andreone, E. Di Gennaro, S. Albanese, F. Francomacaro, M. Pannillo, V. G. Vaccaro, G. Lamura // Microwave and Optical Technology Lett. 2006. Vol. 48, № 12. P. 2486–2491. doi: 10.1002/mop.22016
13. Miniaturized dual-mode resonators with Minkowski-Island-based fractal patch for Wlan Dual-Band systems / J. Ch. Liu, H. H. Liu, K. D. Yeh, Ch. Y. Liu, B. H. Zeng, Ch. Ch. Chen // Progress In Electromagnetics Research C. 2012. Vol. 26. P. 229–243. doi: 10.2528/PIERC11111502
14. Luo Q., Salgado H. M., Pereira J. R. Fractal Monopole Antenna Design Using Minkowski Island Geometry // IEEE Antennas and Propagation Society Intern. Symp., North Charleston, 1–5 June 2009. North Charleston: IEEE, 2009. P. 1–4. doi: 10.1109/APS.2009.5172157
15. Thanh Nghia Cao, Wojciech Jan Krzysztofik. Frequency tuned Minkowski island fractals RHCP antenna optimised for three-band GPS receiver // IET Microwaves, Antennas & Propagation. 2019. Vol. 13, № 14. P. 2501–2508. doi: 10.1049/iet-map.2019.0072
16. Hota S., Mishra G. P., Mangaraj B. B. Design and Performance Study of Modified Minkowski Island Fractal Patch Antenna for Various Wireless Communications // Intern. Conf. on Inventive Computing and Informatics (ICICI 2017),

Coimbatore, 23–24 Nov. 2017. Coimbatore: IEEE, 2017. P. 849–855. doi: 10.1109/ICICI.2017.8365256

17. Мирошниченко А. Ю., Царев В. А., Акафьева Н. А. Новые типы двухззорных фотонно-кристаллических резонаторов, обеспечивающие улучшенные выходные параметры миниатюрных многолучевых клистронов коротковолновой части микроволнового диапазона // Радиотехника. 2019. Т. 83, № 8 (12). С. 35–41. doi: 10.18127/j00338486-201908(12)-05

18. Проектирование и исследование технологии изготовления перспективной замедляющей системы для

ЛБВ W-диапазона / Е. А. Ракова, А. В. Галдецкий, Г. Ф. Корепин, В. А. Смирнов, Н. П. Зубков, Н. А. Лябин, В. С. Парамонов, А. В. Дерябкин, Е. Н. Куликов, М. П. Духновский // Материалы V Всерос. науч.-техн. конф. "Электроника и микроэлектроника СВЧ", СПб., 30 мая – 2 июня 2016. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2016. С. 148–152. URL: https://mwelectronics.etu.ru/assets/files/2016/oral/03_17.pdf (дата обращения 14.09.2021)

19. Свид. об офиц. регистрации программы для ЭВМ 2011611748 RU. REZON / В. Ю. Мучкаев, В. А. Царев. Оpubл. 24.02.2011.

Информация об авторах

Царев Владислав Алексеевич – доктор технических наук (1996), профессор, профессор кафедры "Электронные приборы и устройства". Автор более 200 научных работ, в том числе 44 изобретений. Сфера научных интересов – вакуумная СВЧ-электроника, электродинамические системы микроволновых приборов.

Адрес: Саратовский государственный технический университет им. Гагарина Ю. А., ул. Политехническая, д. 77, Саратов, 410054, Россия

E-mail: tsarev_va@mail.ru

Мирошниченко Алексей Юрьевич – доктор технических наук (2015), доцент, заведующий кафедрой "Электронные приборы и устройства". Автор 96 научных работ, восьми патентов. Сфера научных интересов – вакуумная СВЧ-электроника, электродинамические системы микроволновых приборов.

Адрес: Саратовский государственный технический университет им. Гагарина Ю. А., ул. Политехническая, д. 77, Саратов, 410054, Россия

E-mail: alexm2005@list.ru

Гнусарев Андрей Владимирович – аспирант кафедры "Электронные приборы и устройства". Автор пяти статей. Сфера научных интересов – вакуумная СВЧ-электроника, электродинамические системы микроволновых приборов.

Адрес: Саратовский государственный технический университет им. Гагарина Ю. А., ул. Политехническая, д. 77, Саратов, 410054, Россия

E-mail: 19953@bk.ru

Акафьева Наталья Александровна – кандидат технических наук (2012), доцент кафедры «Электронные приборы и устройства». Автор 47 научных работ, четырех патентов. Сфера научных интересов – многолучевые СВЧ-генераторы и усилители клистронного типа, многоззорные резонаторы.

Адрес: Саратовский государственный технический университет им. Гагарина Ю. А., ул. Политехническая, д. 77, Саратов, 410054, Россия

E-mail: akafieva_na@mail.ru

References

1. Shcherbakov S. V. Development of microwave electronics within the framework of government programs. Materials of the VI Scientific Conf. "Microwave electronics and microelectronics". SPb, Russia, 29 May – 1 June 2017. SPb, Izd-vo SPbGETU "LETI", 2017, pp. 15–23. Available at: <https://mwelectronics.etu.ru/assets/files/2017/01.pdf> (accessed 26.05.2021). (In Russ.)

2. Kotov A. S., Gelvich E. A., Zakurdayev A. D. Small-Size Complex Microwave Devices (CMD) for Onboard Applications. IEEE Transactions on Electron Devices. 2007, vol. 54, no. 5, pp. 1049–1053. doi: 10.1109/TED.2007.893196

3. Bearzatto C., Bres M., Faillon G. Advantages of Multiple Beam Klystrons. Vakuum elektronik und Displays: Vortrage der ITG Fachtagung. Garmisch-Partenkirchen, Germany, 4–5 May 1992. Garmisch-Partenkirchen, ITG, 1992, pp. 4–32.

4. Korolyov A. N., Gelvich E. A., Zhary Y. V., Zakurdayev A. D., Poognin V. I. Multiple-beam klystron amplifiers: Performance parameters and development trends. IEEE Transactions on Plasma Science. 2004, vol. 32, no. 3, pp. 1109–1118. doi: 10.1109/TPS.2004.828807

5. Nusinovich G. S., Levush B., Abe D. K. A review of the development of multiple-beam klystrons and TWTs. Washington, Naval Research Laboratory, 2003, 42 p.

6. Ding Y., Shen B., Shi S., Cao J. S-band multibeam klystron with bandwidth of 10 %. IEEE Transactions Electron Devices. 2005, vol. 52, no. 5, pp. 889–894. doi: 10.1109/TED.2005.845796

7. Smirnov A. V., Newsham D., Yu D. PBG Cavities for Single-Beam and Multi-Beam Electron Devices. Proceedings of Particle Accelerator Conf. Portland, Oregon, USA, 12–16 May 2003. Portland, Oregon, IEEE, 2003, pp. 1153–1155. doi: 10.1109/PAC.2003.1289636

8. Xu Y., Seviour R. Design of Photonic Crystal Klystrons. Proceedings of the 1st Intern. Particle Accelerator Conf. (IPAC 2010). Kyoto, Japan, 23–28 May 2010. Kyoto, JACoW, 2010, pp. 4002–4004.
9. Singh A., Jain P. K. FDTD Analysis of the Dispersion Characteristics of the Metal PBG Structures. Progress in Electromagnetics Research B. 2012, vol. 39, pp. 71–88. doi: 10.2528/PIERB11120601
10. Xie Chenglong, Chen Chun-Ping, Anada Tetsuo. 2D microwave metallic photonic crystal point-defect-cavity resonator. Microwave and Optical Technology Lett. 2017, vol. 59, no. 10, pp. 2547–2551. doi: 10.1002/mop.30767
11. Chen Chun-Ping, Xie Chenglong, Anada Tetsuo, Zhang Zejun. Simulation and Measurement of Properties of Metallic Photonic Crystal Point-Defect-Cavities with a Centrally-Loaded Rod. IEICE Transactions on Electronics. 2018, vol. E101–C, no. 1, pp. 91–95. doi: 10.1587/transele.E101.C.91
12. Masullo M. R., Andreone A., Di Gennaro E., Albanese S., Francomacaro F., Panniello M., Vaccaro V. G., Lamura G. Study of Hybrid Photonic Band Gap Resonators for Particle Accelerators. Microwave and Optical Technology Lett. 2006, vol. 48, no. 12, pp. 2486–2491. doi: 10.1002/mop.22016
13. Liu J. Ch., Liu H. H., Yeh K. D., Liu Ch. Y., Zeng B. H., Chen Ch. Ch. Miniaturized dual-mode resonators with Minkowski-Island-based fractal patch for WLAN Dual-Band systems. Progress in Electromagnetics Research C. 2012, vol. 26, pp. 229–243. doi: 10.2528/PIERC11111502
14. Luo Q., Salgado H. M., Pereira J. R. Fractal Monopole Antenna Design Using Minkowski Island Geometry. IEEE Antennas and Propagation Society Intern. Symp. North Charleston, USA, 1–5 June 2009. North Charleston, IEEE, 2009, pp. 1–4. doi: 10.1109/APS.2009.5172157
15. Thanh Nghia Cao, Wojciech Jan Krzysztofik. Frequency tuned Minkowski island fractals RHCP antenna optimised for three-band GPS receiver. IET Microwaves, Antennas & Propagation. 2019, vol. 13, no. 14, pp. 2501–2508. doi: 10.1049/iet-map.2019.0072
16. Hota S., Mishra G. P., Mangaraj B. B. Design and Performance Study of Modified Minkowski Island Fractal Patch Antenna for Various Wireless Communications. Intern. Conf. on Inventive Computing and Informatics (ICICI 2017). Coimbatore, India, 23–24 Nov. 2017. Coimbatore, IEEE, 2017, pp. 849–855. doi: 10.1109/ICICI.2017.8365256
17. Miroshnichenko A. Yu., Tsarev V. A., Akafyeva N. A. The new types of two-gap PBG resonators providing the improved output parameters of small-sized MBK for a short-wave part of a microwave range. J. Radioengineering. 2019, vol. 83, no. 8 (12), pp. 35–41. doi: 10.18127/j00338486-201908(12)-05 (In Russ.)
18. Rakova E. A., Galdetskii A. V., Korepin G. F., Smirnov V. A., Zubkov N. P., Lyabin N. A., Paramonov V. S., Deryabkin A. V., Kulikov E. N., Dukhnovskii M. P. Design and research of the technology of manufacturing a promising retarding system for TWT W-band. Materials of the V Scientific Conf. "Microwave electronics and microelectronics", 30 May – 2 June 2016. SPb, *Izd-vo SPbGETU "LETI"*, 2016, pp. 148–152. Available at: https://mwelectronics.etu.ru/assets/files/2016/oral/03_17.pdf (accessed 14.09.2021) (In Russ.)
19. Muchkayev V. Yu., Tsarev V. A. REZON. Certificate on official registration of the computer program no. 2011611748 of the RF from 24.02.2011 (In Russ.)

Information about the authors

Vladislav A. Tsarev, Dr Sci. (Eng.) (1996), Professor, Department Electronic Devices. More than 200 published scientific works, including 44 inventions. Area of scientific interests: vacuum microwave electronics, electrodynamic systems of microwave devices.

Address: Yuri Gagarin State Technical University of Saratov, 77 Politechnicheskaya St., Saratov 410054, Russia
E-mail: tsarev_va@mail.ru

Alexey Yu. Miroshnichenko, Dr Sci. (Eng.) (2015), Associate Professor, Department "Electronic Devices". 96 published scientific works, including 8 inventions. Area of scientific interests: vacuum microwave electronics, electrodynamic systems of microwave devices.

Address: Yuri Gagarin State Technical University of Saratov, 77 Politechnicheskaya St., Saratov 410054, Russia
E-mail: alexm2005@list.ru

Andrey V. Gnusarev, Postgraduate Student, Department Electronic Devices. 5 published scientific works. Area of scientific interests: vacuum microwave electronics, electrodynamic systems of microwave devices.

Address: Yuri Gagarin State Technical University of Saratov, 77 Politechnicheskaya St., Saratov 410054, Russia
E-mail: 19953@bk.ru

Natalia A. Akafyeva, Cand. Sci. (Eng.) (2012), Department Electronic Devices. 47 published scientific works, 4 inventions. Area of scientific interests: multi-beam microwave klystron type generators and amplifiers, multi-gap resonators.

Address: Yuri Gagarin State Technical University of Saratov, 77 Politechnicheskaya St., Saratov 410054, Russia
E-mail: akafieva_na@mail.ru

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

УДК 004.94

Оригинальная статья

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2021-24-5-89-101>

Разработка метода оценки безопасного расстояния между коагулятами для автоматического формирования плана лазерной коагуляции сетчатки при лечении диабетической ретинопатии

А. С. Широканев✉

Самарский национальный исследовательский университет
им. акад. С. П. Королева, Самара, Россия

Институт систем обработки изображений РАН,
филиал ФНИЦ "Кристаллография и фотоника" РАН, Самара, Россия

✉ alexandrshirokanev@gmail.com

Аннотация

Введение. Сахарный диабет является распространенным эндокринным заболеванием, которое может приводить к поражению сосудов сетчатки, что является следствием распространения макулярного отека и развития диабетической ретинопатии. Современный способ лечения диабетической ретинопатии – это лазерная коагуляция сетчатки. Однако даже современные системы не обеспечивают достаточной эффективности лечения, вследствие чего требуются методики поддержки лазерной коагуляции на основе анализа данных пациента.

Цель работы. Разработка и исследование метода оценки безопасного расстояния между коагулятами для обеспечения поддержки лазерной коагуляции на основе математического моделирования процесса коагуляции.

Материалы и методы. Применены методы численного моделирования задачи теплопроводности, соответствующей процессу лазерного воздействия в многослойной среде.

Результаты. Разработан метод оценки безопасного расстояния между коагулятами на основе применения методов математического моделирования задачи теплопроводности. Был разработан алгоритм реконструкции трехмерной структуры глазного дна по снимкам ОКТ. Было продемонстрировано, что сходимость интегро-интерполяционного метода быстрее метода конечных разностей. Исследование показало, что сетчатка нагревается не только за счет лазерного воздействия, но и вследствие перераспределения тепла со слоя эпителия до 45 °С. По результатам применения разработанного метода безопасным расстоянием является 180 мкм. При увеличении задержки между лазерными импульсами более, чем на 10 мс, безопасное расстояние может быть уменьшено до 160 мкм.

Заключение. Разработанный метод демонстрирует вычисление расстояния, соответствующего применяемому в медицинской практике, и позволит неинвазивным способом выявлять наиболее безопасные параметры лазерной коагуляции, не только расстояние, но и мощность лазера, а также рекомендуемую длительность импульса для достижения терапевтического эффекта. Оценки безопасных параметров могут быть применены для автоматического формирования предварительного плана лазерной коагуляции для поддержки лечения диабетической ретинопатии.

Ключевые слова: глазное дно, диабетическая ретинопатия, лазерная коагуляция, математическое моделирование, уравнение теплопроводности, метод конечных разностей, интегро-интерполяционный метод, метод расщепления

Для цитирования: Широканев А. С. Разработка метода оценки безопасного расстояния между коагулятами для автоматического формирования плана лазерной коагуляции сетчатки при лечении диабетической ретинопатии // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2021. Т. 24, № 5. С. 89–10. doi: 10.32603/1993-8985-2021-24-5-89-10

Конфликт интересов. Автор заявляет об отсутствии конфликта интересов.

Источник финансирования. Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ в рамках научных проектов № 19-31-90160, № 19-29-01135 и Министерства науки и высшего образования Российской Федерации в рамках выполнения государственного задания Самарского университета и ФНИЦ «Кристаллография и фотоника» РАН.

Статья поступила в редакцию 04.06.2021; принята к публикации после рецензирования 08.07.2021; опубликована онлайн 29.11.2021



Development a Method for Estimating a Safe Distance between Coagulates to Automatically Plan Retinal Laser Coagulation in Diabetic Retinopathy Treatment

Alexandr S. Shirokanev✉

Samara National Research University, Samara, Russia

Image Processing Systems Institute of the RAS,
Branch of the FSRC "Crystallography and Photonics" RAS, Samara, Russia

✉ alexandrshirokanev@gmail.com

Abstract

Introduction. Diabetes mellitus is a common endocrine disease that can lead to retinal vascular damage caused by the spread of macular edema and the development of diabetic retinopathy. Currently, diabetic retinopathy is treated using retinal laser coagulation. However, since even modern systems do not demonstrate sufficient treatment efficacy, methods for providing laser coagulation support on the basis of patient data analysis are required.

Aim. This paper aims to develop and study a method for estimating a safe distance between coagulates via the mathematical modeling of coagulation in order to provide laser coagulation support.

Materials and methods. The problem of thermal conductivity is numerically modeled for laser action in a multi-layer medium.

Results. A method for estimating a safe distance between coagulates has been developed via the mathematical modeling of the thermal conductivity problem. An algorithm was established for reconstructing a three-dimensional fundus structure from OCT images. It was demonstrated that the convergence rate of the integro-interpolation method is higher than that of the finite difference method. The study revealed that the retina heats up to 45 °C due to heat redistribution from the epithelial layer, as well as laser exposure. According to the study results, the developed method yields a safe distance of 180 μm. By increasing the delay between laser pulses by more than 10 ms, this distance can be reduced to 160 μm.

Conclusion. The developed method can calculate distance corresponding to that used in medical practice. Besides safe distance, the use of this method will allow other laser coagulation parameters to be determined non-invasively: laser power and pulse duration recommended to achieve a therapeutic effect. These estimates can be used to automatically produce a preliminary laser coagulation plan to support diabetic retinopathy treatment.

Keywords: fundus, diabetic retinopathy, laser coagulation, mathematical modeling, thermal conductivity equation, finite difference method, integro-interpolation method, splitting method

For citation: Shirokanev A. S. Development a Method for Estimating a Safe Distance between Coagulates to Automatically Plan Retinal Laser Coagulation in Diabetic Retinopathy Treatment. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2021, vol. 24, no. 5, pp. 89–101. doi: 10.32603/1993-8985-2021-24-5-89-101

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

Source of financing. The work was funded by the Russian Foundation for Basic Research (projects no. 19-31-90160 and no.19-29-01135) and the Ministry of Science and Higher Education of the Russian Federation under a state assignment for the Samara University and FSRC Crystallography and Photonics RAS.

Submitted 04.06.2021; accepted 08.07.2021; published online 29.11.2021

Введение. Распространенным эндокринным заболеванием в мире является сахарный диабет. При диабете поражаются кровеносные сосуды сетчатки, что приводит к развитию диабетической ретинопатии. Изменения в центральной части сетчатки в результате диабетической ретинопатии

приводят к самой быстрой и необратимой потере зрения [1–6].

Точная и ранняя диагностика наряду с адекватным лечением может предотвратить потерю зрения более чем в 50 % случаев [5–9]. На настоящий момент наиболее эффективным способом ле-

чения диабетической ретинопатии является лазерная коагуляция сетчатки. Ее эффективность была подтверждена в ходе крупного исследования (ETDRS, 1987) [10].

Лазерное воздействие на участок сетчатки приводит к денатурации белка и образованию коагулята, который препятствует кровоизлияниям сосудов. Денатурация белка осуществляется в слое эпителия, в котором происходит наибольший нагрев. Выше слоя эпителия располагаются более уязвимые к лазерному излучению слои сетчатки. Необходимо использовать мощность лазера, которая не приведет к излишнему повреждению сетчатки, однако достаточную, чтобы образовался коагулят [10–12].

При лечении диабетической ретинопатии лазерные импульсы направляются на пораженные участки сетчатки так, чтобы равномерно распределить лазерную энергию на пигментном эпителии. В современной практике врачи зачастую вручную наводят лазер на необходимые участки сетчатки, что приводит к снижению эффективности лазерной коагуляции. Импульсов может быть порядка 200, и вручную распределить импульсы, которые обеспечат равномерное распределение лазерной энергии на пигментном эпителии, во время операции невозможно.

Немецкая компания ODOS предложила идею, основанную на предоперационном формировании плана коагулятов при помощи цифровых технологий, и разработала систему NAVILAS, обеспечивающую возможность ручного планирования коагулятов и автоматического наведения лазера на сформированные цели [13]. Однако оборудование применяет строгие паттерны при планировании коагулятов: квадраты, гексы. Исследование, проведенное в [14], показало, что эффективность лазерной коагуляции зависит от взаиморасположения коагулятов и паттерные способы их планирования не являются самыми эффективными.

В [15–17] рассматриваются цифровые методы, обеспечивающие автоматическое формирование плана лазерной коагуляции и анализ такого плана. План коагуляции в первую очередь должен обеспечивать безопасное лечение. Основными критериями безопасности являются: отсутствие вероятности попадания лазера в запрещенные зоны глазного дна; расстояния между коагулятами должны быть такими, чтобы сетчатка излишне не повреждалась в зонах пересечения лазерных воздействий. Для выделения запрещенных зон в [16]

предлагались методы сегментации изображений глазного дна. Важной задачей является оценка безопасных параметров лазерной коагуляции для обеспечения терапевтического эффекта.

Цель работы. Для решения задачи оценки безопасных параметров лазерной коагуляции необходим неинвазивный способ анализа результатов коагуляции. Поэтому безопасное расстояние предлагается оценивать на основе математического моделирования лазерного воздействия на глазное дно, реконструируемое при помощи снимков оптической когерентной томографии (ОКТ). Интерес будет представлять распределение температуры в разные моменты времени, чтобы оценить, насколько нагревается каждый из рассматриваемых слоев глазного дна.

Постановка задачи математического моделирования лазерного воздействия. Лазерное излучение преобразовывается в тепловую энергию по определенным законам [18]. Данное преобразование выводится через уравнение баланса энергии.

Интенсивность лазерного излучения описывается гауссовой функцией

$$I(r) = \frac{P}{\pi a^2} e^{-\left(\frac{r}{a}\right)^2},$$

где P – мощность лазера; a – радиус пятна.

Интенсивность лазерного излучения зависит от расстояния от очага воздействия: чем дальше области интереса от очага воздействия, тем меньше интенсивность.

Распределение температуры в момент времени, когда лазерное воздействие прекратилось, определяется по формуле

$$\psi(x, y, z) = \frac{e^{-\int_0^z \beta(x, y, \xi) d\xi}}{C_{об}(x, y, z)} \beta(x, y, z) I(r) \Delta t + T_c,$$

где $\beta = \beta(x, y, z)$ – функция коэффициента поглощения среды; $C_{об} = C_{об}(x, y, z)$ – функция коэффициента объемной теплоемкости среды в зафиксированный момент времени; $r = \sqrt{x^2 + y^2}$; $T_c = T_c(x, y, z)$ – температура, сформированная в результате предыдущих импульсов.

Импульс длится пренебрежимо малый промежуток времени, вследствие чего его воздействие считается мгновенным, а дифракция не учитывается [19].

В общем виде задачу математического моделирования лазерного воздействия можно сформулировать в виде

$$\begin{cases} C_{об} \frac{\partial T}{\partial t} = \text{div}(k \text{grad}_{xyz}(T)); \\ T|_{t=0} = \psi(x, y, z); \\ T|_{\Gamma} = T_0, \end{cases}$$

где $C_{об} = C_{об}(x, y, z, T)$ – функция коэффициента объемной теплоемкости среды, зависящая также от температуры; $T = T(x, y, z, t)$ – распределение температуры; div – дивергенция векторного поля; $k = k(x, y, z, T)$ – функция коэффициента теплопроводности среды; grad_{xyz} – градиент функции по пространственным координатам; Γ – граница; T_0 – температура на границах (для первого импульса температура соответствует температуре ткани).

Область определения задачи должна быть достаточно большой, чтобы тепло не доходило до границ области. В таком случае граничные условия – это константные значения.

Зависимость функции коэффициента объемной теплоемкости и коэффициента теплопроводности от температуры приводит к сильной нелинейности поставленной задачи. Однако изменение формы сетчатки можно спрогнозировать по нагреву слоев. Поэтому будем рассматривать аналогичную задачу, в которой отсутствует зависимость от температуры:

$$\begin{cases} C_{об}(x, y, z) \frac{\partial T}{\partial t} = \text{div}(k(x, y, z) \text{grad}_{xyz}(T)); \\ T|_{t=0} = \frac{e^{-\beta(x, y, z)z} \beta(x, y, z) I(r) \Delta t}{C_{об}(x, y, z)} + T_c; \\ T|_{\Gamma} = T_0. \end{cases} \quad (1)$$

Граничные условия преобразовываются в нулевые, если использовать замену $T = \tilde{T} + T_0$. Результаты моделирования новой задачи отображают, насколько ткань нагревается в результате лазерного воздействия. При переходе к исходной температуре достаточно прибавить нормальную температуру тканей, которая приблизительно равна 36.5 °C.

На глазном дне выделены четыре основных слоя: стекловидное тело, сетчатка, слой эпителия и сосудистый слой. Именно слой эпителия подвергается наибольшему нагреву: в нем происходит денатурация белка. Температура в слое эпителия должна быть не ниже 80 °C для образования коагулята. Рекомендуемая температура на сетчатке – не выше 45 °C.

Реконструкция трехмерной структуры глазного дна по снимкам ОКТ. Трехмерная задача (1) считается сформированной, если определены функции коэффициента объемной теплоемкости, теплопроводности и теплового поглощения. Для формализации упомянутых функций предложена математическая модель трехмерной структуры глазного дна, которая представляет собой 4 слоя, ограничиваемых поверхностями:

$$\bar{R}(x, y) = \begin{bmatrix} R_1(x, y) \\ R_2(x, y) \\ R_3(x, y) \end{bmatrix}, \quad (2)$$

где $R_1(x, y)$ – функция высот поверхности, разделяющей стекловидное тело и сетчатку; $R_2(x, y)$ – функция высот поверхности, разделяющей сетчатку и пигментный эпителий; $R_3(x, y)$ – функция высот поверхности, разделяющей пигментный эпителий и сосудистый слой.

На рис. 1 представлена модель трехмерной структуры глазного дна, содержащая поверхности, ограничивающие слои.

Оптическая когерентная томография позволяет получить врачу набор снимков ОКТ, по которым может быть сформирована трехмерная структура глазного дна. Каждый отдельный снимок представляет собой сечение (рис. 2, а). Интерес

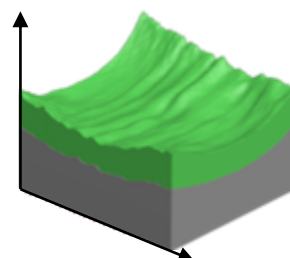


Рис. 1. Модель трехмерной структуры глазного дна: зеленая область – сетчатка; серая область – сосудистый слой

Fig. 1. Model of a three-dimensional fundus structure: green area – retina; gray area – vascular layer

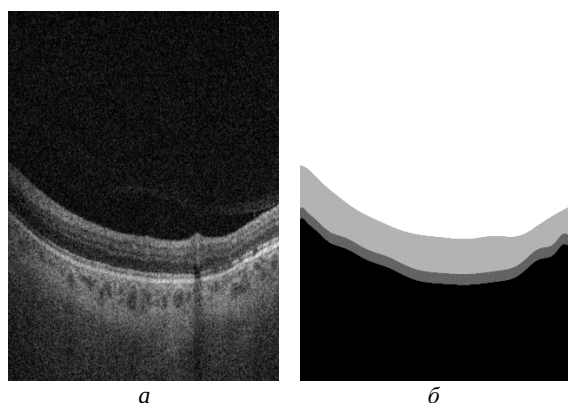


Рис. 2. Пример снимка: a – ОКТ; b – результат выделения слоев

Fig. 2. Image example: a – OCT; b – layers selection result

представляют кривые на снимке, ограничивающие слои. При помощи алгоритма, представленного в [20], выделяется слой сетчатки, включающий эпителий. Эпителий – узкий слой, имеющий примерно равную толщину, поэтому после сегментации сетчатки выделяются контуры и нижний контур преобразовывается в слой эпителия с заданной толщиной.

Обработка снимка ОКТ предполагает формирование именно сплаженных контуров. Для этого на бинарном изображении, полученном после сегментации сетчатки, при помощи морфологических операций эрозии и дилатации выделяются первоначальные контуры; определяются восьмисвязные области, чтобы отделить разные контуры; строятся параметрические функции в результате аппроксимации кривых по точкам восьмисвязных областей; после этого по сформированным функциям может быть восстановлено изображение, соответствующее модели (рис. 2, b). После обработки всех снимков строится модель, состоящая из векторов функций, характеризующих высоту до соответствующего контура в заданной точке:

$$\bar{f}_i(n) = \begin{bmatrix} f_1^i(n) \\ f_2^i(n) \\ f_3^i(n) \end{bmatrix},$$

где i – индекс снимка; n – индекс смещения.

Далее необходимо варьировать индекс смещения n и строить интерполяцию по точкам $\langle i, f_k^i(n) \rangle$ для каждой k -й поверхности. Таким образом, строится модель (2), по которой можно

сформировать функции коэффициентов задачи теплопроводности, предполагая, что каждый слой обладает собственными коэффициентами.

Метод расщепления для трехмерного моделирования лазерного воздействия. Трехмерная задача теплопроводности обладает высокой вычислительной сложностью, и, как было показано в [21], наиболее эффективным способом численного решения поставленной задачи математического моделирования является метод расщепления, который расщепляет задачу на наборы одномерных задач. Благодаря методу расщепления численное решение исходной задачи представляется в удобной форме и может выполняться алгоритмами с более низкой вычислительной сложностью. При использовании метода расщепления отрезок по времени подвергается равномерной дискретизации, а исходная задача (1) преобразовывается к следующим итерационным задачам:

$$\begin{cases} C_{об}(x, y, z) \frac{\partial W}{\partial t} = \frac{\partial}{\partial y} \left[k(x, y, z) \frac{\partial W}{\partial y} \right]; \\ W|_{t=t_k} = T|_{t=t_k}; \\ W|_{\Gamma} = 0, \end{cases} \quad (3)$$

$$\begin{cases} C_{об}(x, y, z) \frac{\partial V}{\partial t} = \frac{\partial}{\partial x} \left[k(x, y, z) \frac{\partial V}{\partial x} \right] + \\ + \frac{\partial}{\partial z} \left[k(x, y, z) \frac{\partial V}{\partial z} \right]; \\ V|_{t=t_k} = W|_{t=t_{k+1}}; \\ V|_{\text{бок}} = V|_{z=L_z} = 0; \\ V|_{z=0} = f(x, y, t), \end{cases} \quad (4)$$

где $f(x, y, t)$ – граничное условие в плоскости прохождения лазера. Координата y отщепляется в первую очередь, поскольку снимки ОКТ располагаются вдоль оси y .

Алгоритм применения метода расщепления следующий: сначала решается задача (3) на отрезке $[t_k, t_{k+1}]$, в которой функция W в момент t_k соответствует искомой функции T в тот же момент t_k ; затем решается задача (4), в которой функция V в момент t_k соответствует результату моделирования функции W в момент t_{k+1} .

В рамках метода расщепления в момент времени t_{k+1} результат моделирования исходной задачи будет соответствовать функции V , т. е.
$$T|_{t=t_{k+1}} \approx V|_{t=t_{k+1}}.$$

Следует отметить, что задача (3) представляет собой набор задач, так как присутствует зависимость от всех пространственных координат. То же самое можно сказать про задачу (4). Задачу (4) рекомендуется аналогично решать методом расщепления, приводя к наборам одномерных задач [21]. В таком случае получаем:

$$\begin{cases} C_{об}(x, y, z) \frac{\partial R}{\partial t} = \frac{\partial}{\partial x} \left[k(x, y, z) \frac{\partial R}{\partial x} \right]; \\ R|_{t=t_k} = W|_{t=t_{k+1}}; \\ R|_{x=0} = R|_{x=L_x} = 0; \end{cases} \quad (5)$$

$$\begin{cases} C_{об}(x, y, z) \frac{\partial P}{\partial t} = \frac{\partial}{\partial z} \left[k(x, y, z) \frac{\partial P}{\partial z} \right]; \\ P|_{t=t_k} = R|_{t=t_{k+1}}; \\ P|_{z=L_z} = 0; \\ P|_{z=0} = f(x, y, t). \end{cases} \quad (6)$$

Функция $f(x, y, t)$ указывается для формализации задач в общем случае. Если область определения выбрана достаточно большой, а начальное распределение строится с середины области определения, тогда функция принимается равной нулю.

Рекомендуется приводить одномерные задачи к неявным разностным схемам, если требуется применять численные методы. Для построения разностных схем были использованы 2 ключевых метода: конечных разностей и интегро-интерполяционный. Реализация методов и эксперименты проводились с использованием платформы MatLab, при разработке векторных алгоритмов применялись CUDA и язык программирования C++.

Метод конечных разностей. Разностная схема формируется методом конечных разностей путем замены производных на разностные аналоги. Непрерывная область подвергается дискретизации, и формируется равномерная сетка с ша-

гами дискретизации h_x, h_y, h_z , по пространственным координатам и h_t по времени. Введем следующие обозначения:

$$\begin{aligned} D_{ijk}^{000} &= K_{ijk} / C_{ijk}; \quad D_{ijk}^{-00} = K_{i-1jk} / C_{ijk}; \\ D_{ijk}^{0-0} &= K_{ij-1k} / C_{ijk}; \quad D_{ijk}^{00-} = K_{ijk-1} / C_{ijk}; \\ \gamma_y &= h_t / h_y^2; \quad \gamma_x = h_t / h_x^2; \quad \gamma_z = h_t / h_z^2; \\ K_{ijk} &= K(x_i, y_j, z_k); \quad C_{ijk} = C(x_i, y_j, z_k). \end{aligned}$$

Для одномерных задач (3), (5), (6) формируются, соответственно, схемы

$$\begin{aligned} -\gamma_y D_{ijk}^{0-0} W_{ij-1k}^s + \left(1 + \gamma_y \left[D_{ijk}^{000} + D_{ijk}^{0-0} \right] \right) W_{ijk}^s - \\ - \gamma_y D_{ijk}^{000} W_{ij+1k}^s = W_{ijk}^{s-1}, \end{aligned} \quad (7)$$

где $W_{ijk}^s = W(x_i, y_j, z_k, t_s)$;

$$\begin{aligned} -\gamma_x D_{ijk}^{-00} R_{i-1jk}^s + \left(1 + \gamma_x \left[D_{ijk}^{000} + D_{ijk}^{-00} \right] \right) R_{ijk}^s - \\ - \gamma_x D_{ijk}^{000} R_{i+1jk}^s = R_{ijk}^{s-1}, \end{aligned} \quad (8)$$

где $R_{ijk}^s = R(x_i, y_j, z_k, t_s)$;

$$\begin{aligned} -\gamma_z D_{ijk}^{00-} P_{ijk-1}^s + \left(1 + \gamma_z \left[D_{ijk}^{000} + D_{ijk}^{00-} \right] \right) P_{ijk}^s - \\ - \gamma_z D_{ijk}^{000} P_{ijk+1}^s = P_{ijk}^{s-1}, \end{aligned} \quad (9)$$

где $P_{ijk}^s = P(x_i, y_j, z_k, t_s)$.

На каждой итерации последовательно применяется схема (7) по направлению y , потом схема (8) по направлению x и, наконец, схема (9) по направлению z .

Интегро-интерполяционный метод. Функции коэффициентов теплопроводности и объемной теплоемкости имеют разрывы, поэтому взятие производных не рекомендуется. Вместо этого уравнение можно интегрировать в пределах, соответствующих окрестности заданного узла. В результате интегрирования в указанных пределах формируются схемы по соответствующим направлениям:

$$-\gamma_y \frac{a_{ijk}^y}{b_{ijk}} W_{ij-1k}^s + \left(1 + \gamma_y \frac{[a_{ij+1k}^y + a_{ijk}^y]}{b_{ijk}} \right) W_{ijk}^s - \\ - \gamma_y \frac{a_{ij+1k}^y}{b_{ijk}} W_{ij+1k}^s = W_{ijk}^{s-1},$$

где
$$a_{ijk}^y = \frac{h_x h_y h_z}{\int_{x_i-h_x/2}^{x_i+h_x/2} \int_{y_j-h_y/2}^{y_j+h_y/2} \int_{z_k-h_z/2}^{z_k+h_z/2} \frac{dz dy dx}{k(x, y, z)};$$

$$b_{ijk} = \frac{\int_{x_i-h_x/2}^{x_i+h_x/2} \int_{y_j-h_y/2}^{y_j+h_y/2} \int_{z_k-h_z/2}^{z_k+h_z/2} C_{об}(x, y, z) dz dy dx}{h_x h_y h_z};$$

$$-\gamma_x \frac{a_{ijk}^x}{b_{ijk}} R_{i-1jk}^s + \left(1 + \gamma_x \frac{[a_{i+1jk}^x + a_{ijk}^x]}{b_{ijk}} \right) R_{ijk}^s - \\ - \gamma_x \frac{a_{i+1jk}^x}{b_{ijk}} R_{i+1jk}^s = R_{ijk}^{s-1},$$

где
$$a_{ijk}^x = \frac{h_x h_y h_z}{R_{ijk}^x} = \frac{\int_{x_i-h_x/2}^{x_i+h_x/2} \int_{y_j-h_y/2}^{y_j+h_y/2} \int_{z_k-h_z/2}^{z_k+h_z/2} \frac{dz dy dx}{k(x, y, z)};$$

$$-\gamma_z \frac{a_{ijk}^z}{b_{ijk}} P_{ijk-1}^s + \left(1 + \gamma_z \frac{[a_{ijk+1}^z + a_{ijk}^z]}{b_{ijk}} \right) P_{ijk}^s - \\ - \gamma_z \frac{a_{ijk+1}^z}{b_{ijk}} P_{ijk+1}^s = P_{ijk}^{s-1},$$

где
$$a_{ijk}^z = \frac{h_x h_y h_z}{\int_{x_i-h_x/2}^{x_i+h_x/2} \int_{y_j-h_y/2}^{y_j+h_y/2} \int_{z_k-h_z/2}^{z_k+h_z/2} \frac{dz dy dx}{k(x, y, z)}.$$

Воспользовавшись теоремой о среднем и выбрав центральную точку, получим:

$$a_{ijk}^x \approx k(x_i - h_x/2, y_j, z_k);$$

$$a_{ijk}^y \approx k(x_i, y_j - h_y/2, z_k);$$

$$a_{ijk}^z \approx k(x_i, y_j, z_k - h_z/2);$$

$$b_{ijk} \approx C_{об}(x_i, y_j, z_k).$$

Интегро-интерполяционный метод позволяет учитывать наличие разрывов в функциях коэффициентов теплопроводности и объемной теплоемкости. Однако вследствие необходимости рассмотрения полушагов сетка, соответствующая функции k , в трехмерном случае в 8 раз больше, чем для метода конечных разностей. Вычисления производятся на видеокарте вследствие высокой вычислительной сложности [21], однако допустимая сетка для метода конечных разностей уже предполагает выделение в памяти видеокарты 8 ГБ, что является пределом для многих видеокарт. Поэтому интегро-интерполяционный метод реализован таким образом, что в памяти хранится информация об ограничивающих поверхностях, а на каждой итерации вычисляются коэффициенты k и $C_{об}$.

При этом для каждого слоя была построена функция коэффициентов теплопроводности и объемной теплоемкости в зависимости от температуры, чтобы учитывалась нелинейность задачи. Выбрана степенная функция, и, как показали исследования, применение данной функции незначительно замедляет работу алгоритма. Вследствие этого алгоритм, основанный на применении интегро-интерполяционного метода, предполагает учет динамики коэффициентов задачи в отличие от алгоритма, основанного на применении метода конечных разностей. Эксперименты показали, что алгоритм, основанный на применении интегро-интерполяционного метода, требует в 2 раза меньше памяти на GPU, но при этом в 1.5 раза медленнее по сравнению с алгоритмом, основанным на методе конечных разностей.

Исследование сходимости метода конечных разностей и интегро-интерполяционного метода в комбинации с методом расщепления. Поставленную задачу невозможно решить аналитическим способом, в связи с чем проводилось исследование сходимости предложенных методов. Ключевая идея такого исследования заключается в предположении, что связь между численным и аналитическим решениями выражается в виде

$$u_{h_t h_x h_y h_z} = [u]_{h_t h_x h_y h_z} + Ah_t + Bh_x^2 + Ch_y^2 + \\ + Dh_z + O(h_t^2, h_x^4, h_y^4, h_z^2), \quad (10)$$

где $[u]_{h_t h_x h_y h_z}$ – аналитическое решение; $u_{h_t h_x h_y h_z}$ – численное решение; h_t, h_x, h_y, h_z – шаги дискретизации.

Изменение шага дискретизации не меняет аналитического решения, что позволяет записать (10) для разных шагов дискретизации, вычесть друг из друга полученные выражения и получить в итоге выражение, в котором аналитическое решение участвовать не будет. Шаги дискретизации должны быть согласованы таким образом, чтобы для двух разных сеток узлы периодически соответствовали одним и тем же вещественным координатам. Наиболее простой способ – это одну сетку делать с шагом, который в 2 раза меньше, чем у другой сетки. Среднеквадратическое отклонение (СКО) разности двух решений в совпадающих узлах сеток связано с коэффициентами из (10). Для простоты будем называть сетки соседними по удвоению шага дискретизации, если одна из них характеризуется шагом дискретизации, в 2 раза большим, чем у второй, – более крупная сетка, имеющая большее количество узлов. Уменьшение СКО будет свидетельствовать о наличии сходимости.

В табл. 1–4 представлены результаты сходимости для метода конечных разностей ($\Delta_d u_x^{\text{СКО}}, \Delta_d u_y^{\text{СКО}}, \Delta_d u_z^{\text{СКО}}, \Delta_d u_t^{\text{СКО}}$) и интегро-интерполяционного метода ($\Delta_i u_x^{\text{СКО}}, \Delta_i u_y^{\text{СКО}}, \Delta_i u_z^{\text{СКО}}, \Delta_i u_t^{\text{СКО}}$) в виде СКО соседних по удвоению шага дискретизации сеток. Символами I, J, K, S обозначается количество интервалов по переменным x, y, z, t соответственно. В табл. 1–4 значения СКО получены для соседних сеток по удвоению шага, где представлена варьируемая размерность более крупной сетки.

Уменьшение шага дискретизации по x (табл. 1) стабильно приводит к квадратичному уменьшению СКО, что соответствует (10). По координате y (табл. 2) метод конечных разностей демонстрирует квадратичную сходимость, когда интегро-интерполяционный метод на размерности

Табл. 1. Результаты сходимости интегро-интерполяционного метода и метода конечных разностей при вариации I и фиксации $J = 200; K = 500; S = 1000$

Table 1. Convergence results of the integro-interpolation and finite difference methods at variation I and fixation $J = 200; K = 500; S = 1000$

I	$\Delta_i u_x^{\text{СКО}}$	$\Delta_d u_x^{\text{СКО}}$
60	$151.30 \cdot 10^{-4}$	$151.99 \cdot 10^{-4}$
120	$26.34 \cdot 10^{-4}$	$26.53 \cdot 10^{-4}$
240	$5.02 \cdot 10^{-4}$	$5.09 \cdot 10^{-4}$
480	$1.73 \cdot 10^{-4}$	$1.79 \cdot 10^{-4}$

Табл. 2. Результаты сходимости интегро-интерполяционного метода и метода конечных разностей при вариации J и фиксации $I = 200; K = 500; S = 1000$

Table 2. Convergence results of the integro-interpolation and finite difference methods at variation J and fixation $I = 200; K = 500; S = 1000$

J	$\Delta_i u_y^{\text{СКО}}$	$\Delta_d u_y^{\text{СКО}}$
60	$157.73 \cdot 10^{-4}$	$153.06 \cdot 10^{-4}$
120	$34.41 \cdot 10^{-4}$	$26.76 \cdot 10^{-4}$
240	$11.92 \cdot 10^{-4}$	$4.65 \cdot 10^{-4}$
480	$5.31 \cdot 10^{-4}$	$1.16 \cdot 10^{-4}$

240 продемонстрировал уменьшение СКО всего в 2 раза. Результат может объясняться неравномерностью разрывов вдоль оси y .

В табл. 3 рассматривается направление z . Вдоль направления z наблюдается линейная сходимость при интегро-интерполяционном методе, начиная с количества интервалов 120. Метод конечных разностей не обеспечивает стабильную сходимость вдоль оси z : при количестве интервалов 240 СКО не уменьшается.

В табл. 4 рассматривается направление по времени. По временному направлению оба метода обеспечивают одинаковую сходимость: при уменьшении шага дискретизации в 2 раза СКО уменьшается в 2 раза, что соответствует (10).

Табл. 3. Результаты сходимости интегро-интерполяционного метода и метода конечных разностей при вариации K и фиксации $I = 200; J = 200; S = 1000$

Table 3. Convergence results of the integro-interpolation and finite difference methods at variation K and fixation $I = 200; J = 200; S = 1000$

K	$\Delta_i u_z^{\text{СКО}}$	$\Delta_d u_z^{\text{СКО}}$
60	$250.06 \cdot 10^{-4}$	$221.36 \cdot 10^{-4}$
120	$42.08 \cdot 10^{-4}$	$107.33 \cdot 10^{-4}$
240	$24.74 \cdot 10^{-4}$	$32.37 \cdot 10^{-4}$
480	$13.44 \cdot 10^{-4}$	$30.69 \cdot 10^{-4}$
960	$6.94 \cdot 10^{-4}$	$8.41 \cdot 10^{-4}$

Табл. 4. Результаты сходимости интегро-интерполяционного метода и метода конечных разностей при вариации S и фиксации $I = 200; J = 200; K = 500$

Table 4. Convergence results of the integro-interpolation and finite difference methods at variation S and fixation $I = 200; J = 200; K = 500$

S	$\Delta_i u_t^{\text{СКО}}$	$\Delta_d u_t^{\text{СКО}}$
200	$32.38 \cdot 10^{-5}$	$32.44 \cdot 10^{-5}$
400	$18.60 \cdot 10^{-5}$	$18.61 \cdot 10^{-5}$
800	$10.37 \cdot 10^{-5}$	$10.37 \cdot 10^{-5}$
1600	$5.59 \cdot 10^{-5}$	$5.58 \cdot 10^{-5}$
3200	$2.93 \cdot 10^{-5}$	$2.92 \cdot 10^{-5}$

Стабильное двукратное уменьшение по времени свидетельствует об устойчивости обоих методов, поскольку вариация по времени начинается с небольшой размерности. Неявные схемы обеспечивают устойчивость при использовании любого из предложенных методов, но интегро-интерполяционный метод обеспечивает более быструю сходимость, чем метод конечных разностей. Таким образом, к использованию рекомендуется интегро-интерполяционный метод. Однако метод конечных разностей также допускается использовать в рамках данной задачи, если необходимо смоделировать результат за меньшее время.

Исследование предложенного метода оценки безопасного расстояния между коагулятами. Лазерное воздействие приводит к нагреву всех слоев, однако интерес вызывают слои сетчатки, в том числе слой эпителия. Было проведено исследование степени нагрева сетчатки при задании мощности лазера 200 мВт. По набору снимков ОКТ пациента с диабетической ретинопатией реконструировались ограничивающие трехмерные поверхности (2) при помощи алгоритма реконструкции трехмерной структуры глазного дна. На рис. 3 представлена зависимость максимальной температуры на сетчатке от времени в результате одиночного лазерного импульса.

Нагрев сетчатки осуществляется не только за счет лазерного воздействия, но и вследствие пе-

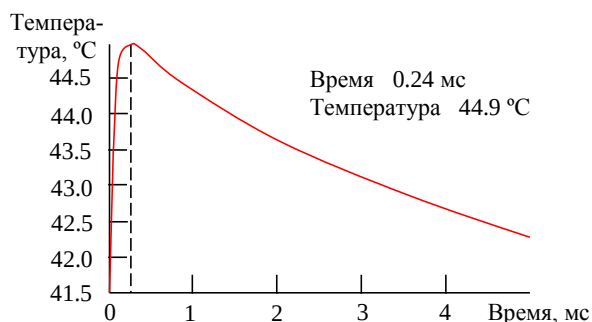


Рис. 3. Зависимость максимальной температуры на сетчатке от времени для точечного лазерного импульса

Fig. 3. Time dependence of the maximum retina temperature for a single laser pulse

рераспределения тепла со слоя эпителия. Сетчатка нагревается до 45 °C при одиночном импульсе, т. е. уже при одиночном импульсе температура достигает критического значения. Таким образом, необходимо контролировать, чтобы на слое эпителия температура не была слишком большой, иначе такой результат приведет к излишнему повреждению сетчатки.

Для оценки безопасного расстояния достаточно моделировать два точечных лазерных выстрела и анализировать максимальную температуру на всей области определения за все время моделирования. В клинической практике в 97 % случаев используется расстояние 150...200 мкм между коагулятами. На рис. 4 демонстрируется зависимость максималь-

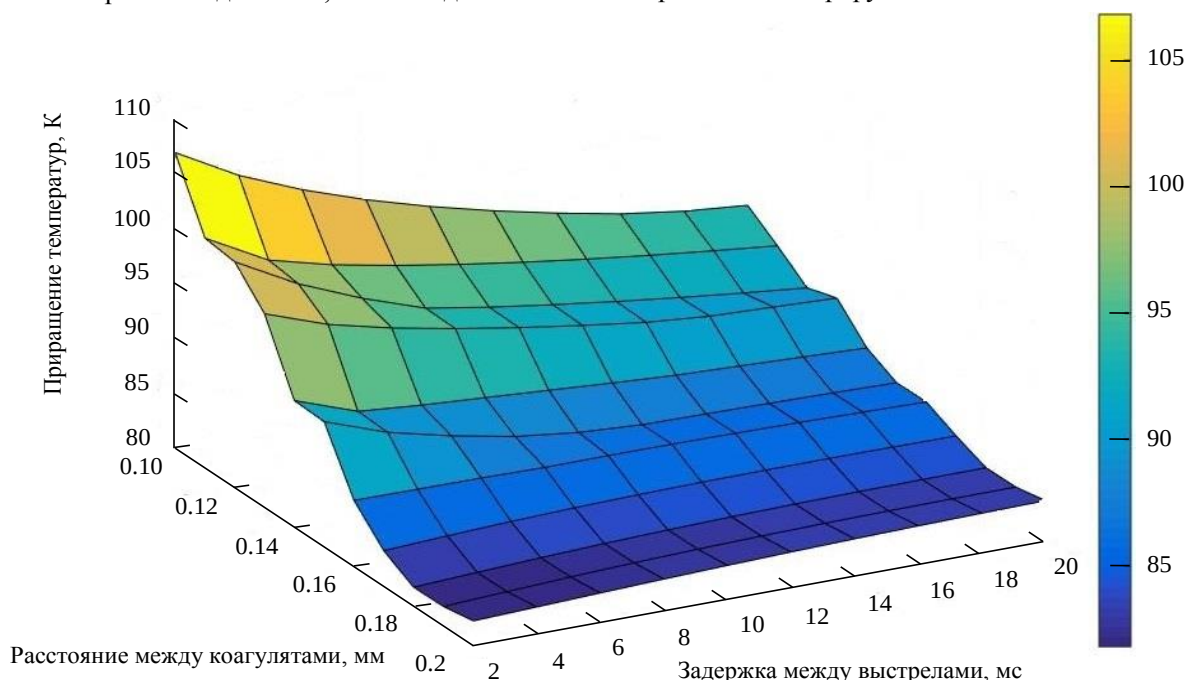


Рис. 4. Зависимость максимальной температуры в среде от задержки между импульсами и расстояния между центрами коагулятов

Fig. 4. Dependence of the maximum temperature in the fundus on the delay between pulses and the distance between coagulate centers

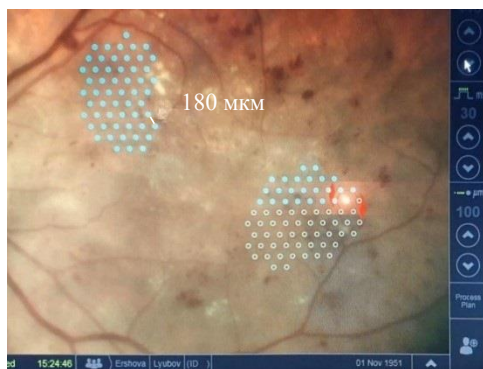


Рис. 5. Процесс проведения лазерной коагуляции при использовании гексагонального способа нанесения коагулятов

Fig. 5. Laser coagulation process using the hexagonal method of applying coagulates

ной температуры от задержки между импульсами и расстояния между коагулятами в результате применения разработанного метода численного моделирования для двух лазерных импульсов. Максимальный терапевтический эффект будет обеспечиваться при соблюдении безопасного расстояния 180 мкм и задании мощности не менее 170 мВт. Исследование показало, что скорость распространения температуры на соседние слои слабо зависит от мощности лазера и толщины сетчатки, т. е. безопасное расстояние не зависит от анатомических и патологических особенностей. Мощность лазера должна подбираться таким образом, чтобы слой эпителия нагрелся до необходимой температуры, но сетчатка излишне не повреждалась. Для этого благодаря полученному начальному распределению оценивается требуемая мощность, а затем при помощи численного моделирования можно оценить температуру на сетчатке, которая будет свидетельствовать о степени повреждения сетчатки.

Система NAVILAS, представляющая собой роботизированную установку с возможностью автоматического наведения лазера с использованием предварительно сформированного плана коагуляции, использует заложенное расстояние между коагулятами и всегда паттерный способ нанесения коагулятов. На рис. 5 представлен процесс проведения лазерной коагуляции при использовании гексагонального способа нанесения коагулятов. При таком способе в локальных областях расстояние между соседними коагулятами одинаково. Таким образом, данный способ зависит в первую очередь от расстояния между коагулятами: чем меньше расстояние, тем больше лазерной энергии распределится на пигментном эпите-

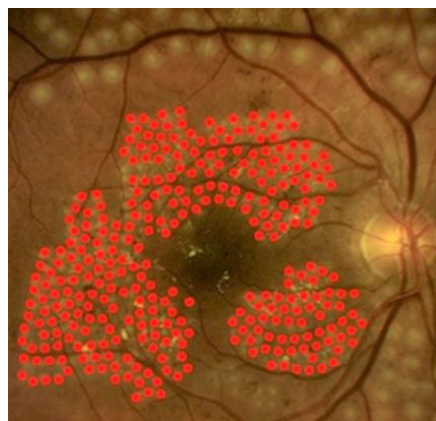


Рис. 6. Гексагональный способ планирования лазерной коагуляции

Fig. 6. Hexagonal method for planning laser coagulation

лии, однако слишком малое расстояние приводит к излишнему повреждению сетчатки.

Гексагональный способ планирования коагулятов является самым простым, однако не обеспечивает максимальной плотности заполнения коагулятами зоны лазерного воздействия при наличии извилистых форм патологических и анатомических элементов глазного дна. На рис. 6 представлен другой способ планирования коагулятов, основанный на граничном заполнении коагулятами зоны лазерного воздействия и оптимизации расположения коагулятов на заполняемых границах.

При использовании адаптивно-граничного способа планирования коагуляции расстояние между соседними коагулятами варьируется, однако обеспечивается максимально плотное заполнение коагулятами. Эффективность способа зависит не только от минимального расстояния между коагулятами, но и от взаиморасположения коагулятов. В таком случае между некоторыми коагулятами расстояние можно было бы уменьшить для обеспечения наилучшей равномерности распределения лазерной энергии. Однако если время между импульсами увеличить, то расстояние может быть уменьшено. Как видно на рис. 4, безопасным расстоянием может быть и 160 мкм, если достаточно увеличить задержку между импульсами.

Выводы. Разработан метод оценки безопасного расстояния между коагулятами для планирования лазерной коагуляции. Под поставленную задачу были адаптированы 2 основных метода численного моделирования распределения температуры после лазерного воздействия: метод конечных разностей и интегро-интерполяционный метод. Методы применялись в комбинации с методом расщепления.

Исследование сходимости показало, что интегро-интерполяционный метод сходится быстрее метода конечных разностей, что позволяет использовать немного менее крупную сетку. Оба метода допускается использовать, но время завершения вычислений для обоих методов отличается. Методы могут использоваться при использовании видеокарты с памятью не меньше 8 ГБ. Рекомендуемые размеры сетки не меньше $400 \times 400 \times 800$.

Моделирование более 1000 итераций занимает более 4 ч.

Исследования показали, что наиболее безопасным расстоянием является 180 мкм. При увеличении задержки между импульсами рекомендуемое расстояние может быть уменьшено. К примеру, при задержке более, чем на 10 мс, безопасным расстоянием может быть 160 мкм.

Список литературы

1. Гафуров С. Дж., Каттахонов Ш. М., Холмонов М. М. Особенности применения лазеров в медицине // *European Science*. 2019. № 3 (45). С. 92–95.
2. Коцур Т. В., Измайлов А. С. Эффективность лазерной коагуляции в макуле и микрофотокоагуляции высокой плотности в лечении диабетической макулопатии // *Офтальмологические ведомости*. 2016. Т. 9, № 4. С. 43–45. doi: 10.17816/OV9443-45
3. Замыцкий Е. А. Лазерное лечение диабетического макулярного отека // *Аспирантский вестн. Поволжья*. 2015. Т. 15, № 1–2. С. 74–80.
4. Kozak I., Luttrull J. K. Modern retinal laser therapy // *Saudi J. of Ophthalmology*. 2014. Vol. 29, № 2. P. 137–146. doi: 10.1016/j.sjopt.2014.09.001
5. Современные аспекты диагностики и лечения диабетического макулярного отека / А. В. Дога, Г. Ф. Качалина, Е. К. Педанова, Д. А. Буряков // *Сахарный диабет*. 2014. Т. 17, № 4. С. 51–59. doi: 10.14341/DM2014451-59
6. IDF diabetes atlas: global estimates of the prevalence of diabetes for 2011 and 2030 / D. R. Whiting, L. Guariguata, C. Weil, J. Shaw // *Diabetes Res. Clin. Pract.* 2011. Vol. 94, № 3. P. 311–321. doi: 10.1016/j.diabres.2011.10.029
7. К вопросу о ранней диагностике и частоте встречаемости диабетического макулярного отека и формировании групп риска его развития / Г. В. Братко, В. В. Черных, О. В. Сазонова, М. В. Ковалева, Е. Г. Сидорова, А. П. Шишко, Л. Ю. Мирочник // *Сиб. науч. мед. журн.* 2015. Т. 35, № 1. С. 33–36.
8. Воробьева И. В., Меркушенкова Д. А. Диабетическая ретинопатия у больных сахарным диабетом второго типа. Эпидемиология, современный взгляд на патогенез. Обзор // *Офтальмология*. 2012. Т. 9, № 4. С. 18–21. doi: 10.18008/1816-5095-2012-4-18-21
9. Амиров А. Н., Абдулаева Э. А., Минхузина Э. Л. Диабетический макулярный отек: эпидемиология, патогенез, диагностика, клиническая картина, лечение // *Казанский мед. журн.* 2015. Т. 96, № 1. С. 70–76. doi: 10.17750/KMJ2015-070
10. Современные подходы к лечению диабетического макулярного отека / Ю. С. Астахов, Ф. Е. Шадричев, М. И. Красавина, Н. Н. Григорьева // *Офтальмологические ведомости*. 2009. Т. 2, № 4. С. 59–69.
11. Исхакова А. Г. Результаты клинкоэкономического анализа лечения больных диабетической ретинопатией с макулярным отеком // *Аспирантский вестн. Поволжья*. 2014. Т. 14, № 1–2. С. 218–220. doi: 10.17816/2072-2354.2014.0.1-2.218-220
12. Уманец Н. Н., Розанова З. А., Махер А. Интравитреальное введение ранибизумаба как метод лечения больных кистозным диабетическим макулярным отеком // *Офтальмологический журн.* 2013. № 2. С. 56–60.
13. NAVILAS Laser System Focal Laser Treatment for Diabetic Macular Edema – One Year Results of a Case Series / J. J. Jung, R. Gallego-Pinazo, A. Lleó-Pérez, J. I. Huz, I. A. Barbazetto // *Open Ophthalmology J.* 2013. Vol. 6, № 7. P. 48–53. doi: 10.2174/1874364101307010048
14. Анализ интенсивности коагулятов при лазерном лечении диабетического макулярного отека на роботизированной лазерной установке Navilas / Е. А. Замыцкий, А. В. Золотарев, Е. В. Карлова, П. А. Замыцкий // *Саратов. науч.-мед. журн.* 2017. Т. 13, № 2. С. 375–378.
15. Ильясова Н. Ю. Диагностический комплекс анализа изображений сосудов глазного дна // *Биотехносфера*. 2014. № (3) 33. С. 20–24.
16. Information Technology for Decision-making Support for Personalized Parameter Selection in Retinal Laser Treatment and Photocoagulation Outcome Prognostication / N. Y. Ilyasova, A. S. Shirokanev, N. S. Demin, R. A. Paringer, E. A. Zamytskiy // *Optical Memory and Neural Networks*. 2020. Vol. 29, № 4. P. 358–367. doi: 10.3103/S1060992X20040098
17. Исследование алгоритмов расстановки коагулятов на изображение глазного дна / А. С. Широканев, Д. В. Кириш, Н. Ю. Ильясова, А. В. Куприянов // *Компьютерная оптика*. 2018. Т. 42, № 4. С. 712–721. doi: 10.18287/2412-6179-2018-42-4-712-721
18. Поляков М. В. Численное моделирование динамики распространения температуры в биологической ткани // *Управление большими системами: материалы XII Всерос. школы-конф. молодых ученых / под общ. ред. Д. А. Новикова, А. А. Воронина. М.: Ин-т проблем управления им. В. А. Трапезникова*, 2015. С. 971–978.
19. Modeling of IR laser radiation propagation in bio-tissues / Y. V. Kistenev, A. D. Buligin, E. A. Sandykova, E. S. Sim,

D. A. Vrazhnov // XXV Intern. Symp., Atmospheric and Ocean Optics, Atmospheric Physics. Novosibirsk, Russia, 1–5 July 2019. Novosibirsk: V. E. Zuev Institute of Atmospheric Optics, 2019. P. 1–4. doi: 10.1117/12.2540429

20. Graph-based segmentation for diabetic macular edema selection in OCT images / N. Ilyasova, A. Shirokaney, N. Demin, R. Paringer // 5th Intern. Conf. on Frontiers of Signal Processing (ICFSP). Marseille, France,

18–20 Sept. 2019. Marseille: IEEE, 2019. P. 77–81. doi: 10.1109/ICFSP48124.2019.8938047

21. Широканев А. С., Андриянов Н. А., Ильясова Н. Ю. Разработка векторного алгоритма по технологии CUDA для трехмерного моделирования процесса лазерной коагуляции сетчатки // Компьютерная оптика. 2021. Т. 45, № 3. С. 427–437. doi: 10.18287/2412-6179-CO-828

Информация об авторах

Широканев Александр Сергеевич – магистр по направлению "Прикладная математика и информатика" (2017), аспирант, ассистент кафедры технической кибернетики Самарского национального исследовательского университета им. акад. С. П. Королева. Автор 45 научных работ. Сфера научных интересов – интеллектуальный анализ медицинских изображений; цифровая обработка изображений; математическое моделирование; численные методы.

Адрес: Самарский национальный исследовательский университет им. акад. С. П. Королева, Московское ш., д. 34, Самара, 443086, Россия

E-mail: alexandrshirokaney@gmail.com

<https://orcid.org/0000-0002-0413-3391>

References

1. Gafurov S. J., Kattahonov Sh. M., Holmonov M. M. Features of the use of lasers in medicine. European Science. 2019, no. 3 (45), pp. 92–95. (In Russ.)

2. Kotsur T. V., Izmaylov A. S. Comparative estimation of laser coagulation efficiency in macular and microphotocoagulation of high density in diabetic maculopathy treatment. Ophthalmology J. 2016, vol. 9, no. 4, pp. 43–45. doi: 10.17816/OV9443-45 (In Russ.)

3. Zamyckij E. A. Laser treatment of diabetic macular edema. *Aspirantskii vestnik Povolzh'ya* [Postgraduate Bulletin of the Volga Region]. 2015, vol. 15, no. 1–2, pp. 74–80. (In Russ.)

4. Kozak I., Luttrull J. K. Modern retinal laser therapy. Saudi J. of Ophthalmology. 2014, vol. 29, no. 2, pp. 137–146. doi: 10.1016/j.sjopt.2014.09.001

5. Doga A. V., Kachalina G. F., Pedanova E. K., Buryakov D. A. Modern diagnostic and treatment aspects of diabetic macular edema. Diabetes mellitus. 2014, vol. 17, no. 4, pp. 51–59. doi: 10.14341/DM2014451-59 (In Russ.)

6. Whiting D. R., Guariguata L., Weil C., Shaw J. IDF diabetes atlas: global estimates of the prevalence of diabetes for 2011 and 2030. Diabetes Res. Clin. Pract. 2011, vol. 94, no. 3, pp. 311–321. doi: 10.1016/j.diabres.2011.10.029

7. Bratko G. V., Chernykh V. V., Sazonova O. V., Kovaleva M. V., Sidorova E. G., Shishko A. P., Mirochnik L. Yu. On the early diagnosis and frequency of occurrence of diabetic macular edema and group formation at risk of its development. Siberian Scientific Medical J. 2015, vol. 35, no. 1, pp. 33–36. (In Russ.)

8. Vorobieva I. V., Merkusheva D. A. Diabetic retinopathy in type two diabetic patients: Epidemiology and modern view on the pathogenesis. Review. Ophthalmology in Russia. 2012, vol. 9, no. 4, pp. 18–21. doi: 10.18008/1816-5095-2012-4-18-21 (In Russ.)

9. Amirov A. N., Abdulaeva E. A., Minkhuzina E. L. Diabetic macular edema. Epidemiology, pathogenesis, diagnosis, clinical

features, treatment. Kazan Medical J. 2015, vol. 96, no. 1, pp. 70–76. doi: 10.17750/KMJ2015-070 (In Russ.)

10. Astakhov Yu. S., Shadrichov F. E., Krasavina M. I., Grigorieva N. N. Modern approaches to diabetic macular edema treatment. Ophthalmology J. 2009, vol. 2, no. 4, pp. 59–69. (In Russ.)

11. Iskhakova A. G. Clinical results of economic analysis of patients diabetic retinopathy with macular edema. *Aspirantskii vestnik Povolzh'ya* [Postgraduate Bulletin of the Volga Region]. 2014, vol. 14, no. 1–2, pp. 218–220. doi: 10.17816/2072-2354.2014.0.1-2.218-220 (In Russ.)

12. Umanets N. N., Rozanova Z. A., Maher A. Intravitreal injection in the treatment of cystoid diabetic macular edema. J. of Ophthalmology. 2013, no. 2, pp. 56–60.

13. Jung J. J., Gallego-Pinazo R., Lleó-Pérez A., Huz J. I., Barbazetto I. A. NAVILAS Laser System Focal Laser Treatment for Diabetic Macular Edema – One Year Results of a Case Series. Open Ophthalmology J. 2013, vol. 6, no. 7, pp. 48–53. doi: 10.2174/1874364101307010048

14. Zamytskyi E. A., Zolotarev A. V., Karlova E. V., Zamytskyi P. A. Analysis of the coagulates intensity in laser treatment of diabetic macular edema in a Navilas robotic laser system. Saratov J. of Medical Scientific Research. 2017, vol. 13, no. 2, pp. 375–378. (In Russ.)

15. Ilyasova N. Yu. Diagnostic complex for the analysis of fundus vessels. *Biotekhnosfera* [Biotechnosphere]. 2014, no. 3 (33), pp. 20–24. (In Russ.)

16. Ilyasova N. Y., Shirokaney A. S., Demin N. S., Paringer R. A., Zamytskyi E. A. Information Technology for Decision-making Support for Personalized Parameter Selection in Retinal Laser Treatment and Photocoagulation Outcome Prognostication. Optical Memory and Neural Networks. 2020, vol. 29, no. 4, pp. 358–367. doi: 10.3103/S1060992X20040098

17. Shirokaney A. S., Kirsh D. V., Ilyasova N. Yu., Kupriyanov A. V. Investigation of algorithms for coagulate

arrangement in fundus images. Computer Optics. 2018, vol. 42, no. 4, pp. 712–721. doi: 10.18287/2412-6179-2018-42-4-712-721 (In Russ.)

18. Polyakov M. V. Numerical modeling of the dynamics of temperature propagation in biological tissue. *Upravlenie bol'shimi sistemami. Materialy XII Vse-rossiiskoi shkoly-konferentsii molodykh uchenykh* [Management of large systems. Materials of the XII All-Russian School-Conference of Young Scientists]. Ed. by D. A. Novikov, A. A. Voronin. Moscow, V. A. Trapeznikov Institute of Control Sciences, 2015, pp. 971–978. (In Russ.)

19. Kistenev Y. V., Buligin A. D., Sandykova E. A., Sim E. S., Vrazhnov D. A. Modeling of IR laser radiation propagation in bio-tissues. XXV International Symposium, Atmospheric and Ocean Optics, Atmospheric Physics. No-

vosibirsk, Russia, 1–5 July 2019. Novosibirsk, V. E. Zuev Institute of Atmospheric Optics, 2019, pp. 1–4. doi: 10.1117/12.2540429 (In Russ.)

20. Ilyasova N., Shirokaney A., Demin N., Paringer R. Graph-based segmentation for diabetic macular edema selection in OCT images. 2019 5th International Conference on Frontiers of Signal Processing (ICFSP). Marseille, France, 18–20 Sept. 2019. Marseille IEEE, 2019, pp. 77–81. doi: 10.1109/ICFSP48124.2019.8938047

21. Shirokaney A. S., Andriyanov N. A., Ilyasova N. Y. Development of vector algorithm using CUDA technology for three-dimensional retinal laser coagulation process modeling. Computer Optics. 2021, vol. 45, no. 3, pp. 427–437. doi: 10.18287/2412-6179-CO-828 (In Russ.)

Information about the authors

Alexandr S. Shirokaney, Master (2017) in Applied Mathematics and Informatics, postgraduate student, assistant at the Technical Cybernetics Department of Samara National Research University. The author of 45 scientific publications. Area of expertise: digital image processing, mathematical modeling, numerical analysis and intellectual analysis of medical images.

Address: Samara National Research University, 34 Moskovskoye Sh., Samara 443086, Russia

E-mail: alexandrshirokaney@gmail.com

<https://orcid.org/0000-0002-0413-3391>

Знаменательные даты

90 ЛЕТ КАФЕДРЕ ЭЛЕКТРОАКУСТИКИ И УЛЬТРАЗВУКОВОЙ ТЕХНИКИ, ЕЕ ВКЛАД В РАЗВИТИЕ МЕТОДОВ И СРЕДСТВ НЕРАЗРУШАЮЩЕГО КОНТРОЛЯ МАТЕРИАЛОВ, ИЗДЕЛИЙ И УЛЬТРАЗВУКОВЫХ ИЗМЕРЕНИЙ

В 1928 г., 2 февраля, молодой преподаватель кафедры "Специальная радиотехника" Ленинградского электротехнического института (ЛЭТИ) Сергей Яковлевич Соколов направил заявку на способ и устройство для испытания материалов, на которую впоследствии был получен патент № 11371. В этой заявке впервые было предложено использовать ультразвуковые колебания для исследования изделий с целью получения информации об их внутренних дефектах и структуре. Именно от этой даты мировая общественность ведет отсчет существования ультразвуковой дефектоскопии – науки о методах и приборах контроля качества материалов и изделий, созданной на кафедре, которой в этом году исполняется 90 лет.

В одной из статей, опубликованной в 1929 г. в Германии, С. Я. Соколов обобщил результаты своих исследований распространения ультразвуковых волн в различных металлах и сформулировал обнаруженные им особенности свойств ультразвука:

- способность проникать на большую глубину в металлы и обнаруживать в них неоднородности;
- зависимость затухания от структуры металла и примесей, а в сталях – от степени их закалки;
- способность распространяться по проволоке на расстояние в несколько десятков и даже сотен метров и отражаться от ее конца.

Соколов впервые предложил использовать одну и ту же пьезопластину как в качестве излучателя, так и в качестве приемника ультразвука, т. е. сформулировал принцип совмещенного преобразователя с применением частотно-модулированных колебаний.

В конце 1929 г. на кафедре "Специальная радиотехника" была организована специализация по электроакустике, а уже в 1930 г. состоялся первый выпуск 4 инженеров. В 1931 г. была создана первая в стране кафедра электроакустики и ультразвуковой техники, бессменным заведующим которой до своей смерти в 1957 г. оставался С. Я. Соколов.

За десятилетний период (1931–1941) Соколовым были выполнены основные исследования и сделаны изобретения в области ультразвуковой дефектоскопии:

- разработан точечный пьезоэлектрический приемный преобразователь и исследовано распределение им амплитуд колебаний как по поверхности излучающих сложных вибраторов, так и по поверхности прозвучиваемых изделий с внутренними несплошностями;
- предложен фокусирующий излучатель, в том числе с регулируемым механическим способом фокусным расстоянием;
- предложен сквозной теневой метод с частотной модуляцией путем автоматического изменения емкости колебательного контура генератора;
- предложен и реализован сквозной теневой и зеркально-теневой временные методы с импульсным излучением и модуляцией частоты;
- предложен резонансный метод измерения скорости звука в материале изделия;
- предложен наклонный ввод ультразвука в изделие, в том числе с возбуждением только поперечных волн;
- предложен и реализован эхометод ультразвуковой дефектоскопии с использованием раздельной схемы включения и частотно-модулированного излучения;
- предложен и осуществлен электромагнитно-акустический метод возбуждения колебаний в изделии, основанный на взаимодействии вихревых токов с полем постоянного магнита;
- реализован низкочастотный акустический метод измерения частот собственных колебаний турбинных лопаток с целью обнаружения в них внутренних дефектов (трещин);
- предложено и реализовано несколько типов теневых дефектоскопов с различными методами автоматического сканирования и записью контуров дефектов с помощью различных систем.

Проведенные в этот период исследования, а также изобретения С. Я. Соколова в области

ультразвуковой дефектоскопии намного опередили аналогичные работы других ученых и получили высокую оценку: в 1942 г. ему была присуждена Сталинская премия.

Вторым очень важным направлением работ С. Я. Соколова в области ультразвуковой дефектоскопии как до войны, так и в послевоенное время являются работы по звуковидению. Он считал, что необходимо не только обнаружить несплошности в изделии, но и установить их размеры и форму – визуализировать. К этому были все предпосылки, так как ультразвук оказался необычайно чувствителен к малейшим градиентам свойств вещества и способен визуализировать слабые неоднородности, которые не обнаруживаются другими методами.

Первой системой звуковидения, предложенной С. Я. Соколовым еще в 1928 г. и подробно описанной в литературе, была система, основанная на создании распределения поля на поверхности жидкости, метод поверхностного рельефа. Ультразвуковой пучок, прошедший через контролируемое изделие, формирует на поверхности жидкости статический рельеф, образуемый постоянным давлением $\bar{p}$ акустической радиации: $\bar{p} = 2J / c$, где J – распределение интенсивности звука в "ультразвуковом изображении" на поверхности; c – скорость звука в жидкости. Ультразвуковое изображение далее освещается световым пучком, который, отражаясь от поверхности, на вертикальном или горизонтальном экране образует "ультрасонограмму" – световое изображение. Дальнейшие исследования этого метода выполнил аспирант кафедры Е. Д. Пигулевский, который показал, что этот метод обладает высокой пороговой чувствительностью – 10^{-3} Вт/см² и разрешающей способностью 2 мм на частоте 3 МГц.

Значительно большей чувствительностью обладала система звуковидения, основанная на акустооптическом преобразовании в так называемой трубке Соколова – акустическом аналоге кинескопа, у которого светочувствительный экран заменен пьезоэлектрическим преобразователем. Этот метод звуковидения, подробно исследованный аспирантом В. Г. Прохоровым, показал пороговую чувствительность порядка 10^{-9} Вт/см² и разрешающую способность, как у предыдущего.

Еще более высокая чувствительность этого метода (около $10 \dots 13$ Вт/см²) была достигнута ас-

пирантом П. В. Пономаревым путем механического сканирования пьезоэлектрического рельефа, возникающего на пьезомишени под действием ультразвукового изображения. Однако из-за длительности механического сканирования он не мог применяться для контроля динамических изображений.

В предложенных С. Я. Соколовым методах и устройствах визуализации не использовался огромный потенциал, заложенный в том принципиальном отличии звуковидения от оптики и рентгена, которое обусловлено возможностью регистрации ультразвуковых сигналов с точностью до фазы. Этот потенциал полностью проявился с появлением оптической голографии.

Парадокс заключается в том, что если в оптике развитие голографии стало возможным только после появления когерентных источников света – лазеров, то в акустике источники звука обладали очень высокой когерентностью. Уже в первых опытах с системами звуковидения регистрировалась интерференция падающих и отраженных от свободной поверхности жидкости когерентных ультразвуковых волн, т. е. образовывалась акустическая голограмма. Очевидно, это дало основание считать, что С. Я. Соколов является создателем акустической голографии.

Бюро отделения общей физики и астрономии АН СССР на заседании, состоявшемся 12 января 1972 г., установило, что С. Я. Соколовым сделано открытие, со следующей формулировкой: "Экспериментально обнаружено новое физическое явление, состоящее в том, что ультразвуковые волны при прохождении через твердые, жидкие или газообразные среды, содержащие неоднородности, образуют акустическое изображение этих неоднородностей, которое с помощью звукооптических устройств может быть преобразовано в видимое изображение". Приоритет С. Я. Соколова по данному открытию установлен авторским свидетельством.

Работы в области звуковидения на кафедре были возобновлены в конце 60-х годов первоначально в направлении акустической голографии (Е. Д. Пигулевский, О. В. Клыковский, А. А. Перрен), а впоследствии – реконструктивной акустической томографии (А. В. Осетров, В. В. Долганов). За этот период были решены задачи, связанные с обработкой информации в методах синтезированной апертуры и построением систем неразрушающего контроля объектов сложной формы.

После войны работы в области ультразвуковой дефектоскопии на кафедре возобновились лишь в 1947 г. с создания нового промышленного импульсного дефектоскопа (патент Дж. Файерстона Соколову уже был известен). К этой работе были привлечены три дипломника (А. Л. Давыдов, Б. Н. Машарский, Ю. В. Мирохин), а также группа студентов четвертого курса – А. И. Сауков, В. Г. Прохоров, Д. Б. Дианов, А. Е. Колесников и Е. С. Соколова. Несмотря на сложности с обеспечением электронными компонентами, энтузиазм молодых исполнителей позволил к концу 1948 г. изготовить несколько таких приборов, сконструированных из трофейных материалов. Прибор работал только по раздельной схеме с двумя преобразователями. После сдачи образцов заказчикам С. Я. Соколов перед этим же коллективом поставил новую задачу – перевести блоки прибора на отечественные радиолампы, обеспечить возможность работы прибора на один и два щупа, улучшить его разрешающую способность, уменьшить массу и габариты. К 1950 г., когда было разработано и передано в промышленность несколько еще довольно громоздких приборов, стало известно, что созданием ультразвуковых дефектоскопов усиленно занимаются еще две группы специалистов. Во главе одной из них стоял Д. С. Шрайбер (ВИАМ), второй – С. А. Матвеев (ЦНИИТМАШ). Несмотря на дружеские отношения Соколова с руководителями этих групп, дальнейшая работа по созданию дефектоскопов носила конкурентный характер. В лаборатории ЭУТ в работу одновременно были запущены три модели приборов – УЗД-10, УЗД-11, УЗД-12. Первая конструкция была относительно легкой (10 кг) с малой электронно-лучевой трубкой, УЗД-11 выпускался в блочном исполнении, а УЗД-12 – на едином шасси. Последний прибор оказался наиболее удачным и после усовершенствования и замены кварцевых преобразователей пьезокерамическими (титанат бария) стал производиться серийно под маркой УЗД-12Т. Заводских специалистов обучали работе с прибором на предприятиях, куда командировались сотрудники лаборатории, работающие дипломники и некоторые студенты.

За работы в области ультразвуковой микроскопии, разработку и внедрение в заводскую практику ультразвуковых дефектоскопов С. Я. Соколову, его сотрудникам А. Л. Давыдову, Б. Н. Машарскому, механикам Г. Е. Грачеву и И. В. Кулакову, а также

А. С. Матвееву (ЦНИИТМАШ) и Н. И. Барышникову (завод "Электросталь") уже в 1951 г. была присуждена Государственная премия.

В 1951–1957 гг. в лаборатории ультразвуковой дефектоскопии кафедры под руководством С. Я. Соколова работали А. Л. Давыдов, Б. Н. Машарский, Е. А. Корепин, В. М. Веревкин, А. Е. Колесников, А. С. Голубев, А. В. Гусев, В. А. Щукин, Е. Д. Пигулевский, И. Ф. Лопатко, П. Н. Петров, Ю. М. Быстров, Б. Е. Михалев, Л. А. Яковлев, А. В. Харитонов, К. С. Александров, В. В. Богородский и многие студенты. План выпуска составлял не менее 40 приборов в год, так что за этот период было изготовлено и продано заказчикам более 300 дефектоскопов УЗД-12Т, УЗД-14 и УЗД-16.

Разработка ультразвуковых дефектоскопов для контроля различных материалов требовала проработки вопросов чувствительности, исследования влияния поглощения и рассеяния звука в конструкционных материалах, оптимизации характеристик пьезопреобразователей.

Определение чувствительности контроля изделий эхометодом исследовалось Б. Н. Машарским. Им же выполнен анализ уравнений акустического тракта при отражении от дефектов простой формы (сфера, диск, группа сфер). Было показано, что, измеряя величину отраженного сигнала на различных частотах, можно судить о характере дефекта в изделии.

Теоретические и экспериментальные исследования поглощения и рассеяния звука в поликристаллических средах выполнил аспирант кафедры Л. Г. Меркулов. Он установил количественную связь между коэффициентом затухания, средним размером зерна и их упругой анизотропией. Эти исследования в настоящее время являются классическими и легли в основу современной спектроскопии. В дальнейшем они были использованы при разработке ультразвукового дефектоскопоструктурометра УЗДС-18 (А. С. Голубев, А. Е. Иванов).

Исследование пьезопреобразователей, предназначенных для работы на жидкие и твердые среды, начал Н. А. Евдокимов. Анализ работы преобразователей для контроля твердых сред в непрерывном режиме выполнил Д. Б. Дианов, а для контроля в импульсном режиме без учета их электрической нагрузки – П. В. Понамарев. Наиболее полные расчеты многослойных пьезопреобразователей для непрерывного режима,

ставшие классическими, выполнили Л. Г. Меркулов и Л. М. Яблоник, а отдельные аспекты этой проблемы изучались В. Е. Ивановым, А. С. Голубевым, А. И. Сафоновым и Л. А. Яковлевым. Значительный вклад в теорию анализа пьезопреобразователей в импульсном режиме внесли Н. А. Евдокимов, Б. А. Касаткин и А. Ф. Мельканович. Полученные ими результаты используются и в настоящее время. Исследовалась также возможность построения двухрезонансных преобразователей, позволяющих возбуждать в твердом теле продольные или поперечные волны.

Применительно к работе наклонного призматического преобразователя исследовался вопрос о прохождении упругих волн через границу раздела двух твердых сред, когда тангенциальные составляющие напряжения обращаются в ноль. Полученные результаты до настоящего времени имеют практическое значение для выбора наилучшего материала призмы и оптимальных углов ввода ультразвуковых колебаний в исследуемое изделие. В дальнейшем впервые получены выражения характеристики направленности такого преобразователя. Для контроля аустенитных сварных швов при работе на низких частотах, что необходимо из-за большого рассеяния ультразвука, И. Ф. Лопатко была предложена новая конструкция раздельно-совмещенного преобразователя ДУЭТ.

Одной из задач ультразвукового контроля является измерение толщины стенок объектов при одностороннем доступе. Такой прибор, изготовленный на кафедре, отличался от аналогичных возможностью измерения временного интервала между любыми донными импульсами, что позволило повысить точность измерения и довести нижний предел измеряемых толщин до 2...3 мм. Кроме того, впервые отсчет толщины осуществлялся по соответствующей шкале, отградуированной непосредственно в единицах длины (миллиметрах).

Работы по созданию новых толщиномеров продолжаются и в настоящее время. Был разработан, изготовлен и прошел испытания ультразвуковой толщиномер для измерения стенок (толщиной 2...200 мм) металлических объектов, находящихся в подводном положении на глубине до 100 м. Иммерсионный многоканальный внутритрубный толщиномер для инспекции труб диаметром 250...500 мм с толщиной стенки 5...20 мм разработан, изготовлен, успешно прошел натур-

ные испытания и в настоящее время сертифицируется (разработчики С. К. Паврос, Е. Г. Пряхин, С. В. Ромашкин, А. Ф. Рыжков).

Одним из важных начинаний С. Я. Соколова в области ультразвуковой дефектоскопии является автоматизация процесса контроля и регистрации его результатов. В авторском свидетельстве он предложил несколько вариантов дефектоскопов с автоматическими сканирующими системами и возможностью фиксации контуров дефектов. После войны первой проработкой в этом направлении стала попытка автоматизации контроля листового проката теневым методом на заводе им. Петровского в г. Днепропетровске, выполненная молодыми инженерами Е. А. Корепиным, В. М. Вережкиным и Д. В. Носиковым. Десятиканальный макет аппаратуры с регистрацией дефектов на электротермической бумаге прошел успешную апробацию на заводе. Однако использованный в ней механический коммутатор не позволял реализовать требуемую высокую скорость контроля.

Автоматизация контроля изделий малой толщины с высокой чувствительностью сталкивается с определенными трудностями. Они были преодолены В. М. Вережкиным и К. В. Жарковым в установке для автоматического контроля заготовок поршневых колец толщиной 3 мм. Для контроля использовалось наклонное падение ультразвуковых волн под углом, близким ко второму критическому. Производительность аппаратуры 420 деталей в час, а ее чувствительность составляла 0.1 мм². Для разбраковки изделий на годные и бракованные использовалось устройство в виде мальтийского креста.

Задача высокоскоростного автоматизированного контроля листового проката была решена после предложенной Л. Г. Меркуловым, В. М. Вережкиным, Н. А. Евдокимовым и К. В. Жарковым реализации системы прозвучивания проката группой одновременно бегущих лучей и электронной коммутации акустических каналов. Эта система легла в основу первой промышленной установки УЗУЛ-01, внедренной в 1961 г. на Нижнетагильском металлургическом комбинате. В 1962–1964 гг. на кафедре были разработаны, изготовлены и внедрены еще три такие установки, отличавшиеся от УЗУЛ-01 рядом параметров. Был дан обзор методов и средств контроля толстолистового проката, разработанных на кафедре в 1964–1997 гг.:

- предложенный В. М. Веревкиным и Н. А. Евдокимовым новый эхосквозной метод ультразвуковой дефектоскопии;
- разработка, изготовление и внедрение на ряде предприятий страны четырех установок типа ДУЭТ, в которых реализован этот метод (В. М. Веревкин, Н. А. Евдокимов, А. С. Голубев, Д. Д. Добротин, В. А. Каширин, С. К. Паврос, К. Е. Аббакумов и др.);
- разработка, изготовление и внедрение на предприятиях Санкт-Петербурга трех установок с реализацией многократнотеневого метода (А. С. Голубев, С. К. Паврос, Д. Д. Добротин, К. Е. Аббакумов, В. Е. Артемов, С. В. Мамистов, А. В. Топунов);
- разработка, изготовление и внедрение на Ижорском заводе установки для контроля толстых листов и плит с применением эхо- и зеркально-теневого методов (А. С. Голубев, С. К. Паврос, К. В. Жарков, К. Е. Аббакумов, А. В. Топунов);
- разработка ГОСТ 22727–88 "Сталь толстолистовая. Методы ультразвукового контроля сплошности" (А. С. Голубев, В. М. Веревкин, В. А. Каширин).

За комплекс работ по дефектоскопии листового проката, выполненных в этот период, В. М. Веревкин, А. С. Голубев, Д. Д. Добротин, В. А. Каширин, С. К. Паврос, К. Е. Аббакумов отмечены международной премией и медалью "Рентген – Соколов" за 1997 г.

Последние пять лет были годами освоения в аппаратуре ультразвукового контроля листового проката новой элементной базы на основе цифровых методов и компьютерных систем регистрации и обработки информации. В результате была разработана, изготовлена и внедрена на заводе "Азовсталь" уникальная установка ДУЭТ-5 для контроля проката в технологическом потоке производства со скоростью движения листов до 2 м/с, регистрации всей информации с последующей ее сортировкой по любым стандартам и нормам (В. М. Веревкин, В. А. Каширин, Н. Н. Егоров, С. В. Титов, К. Э. Тоом и др.).

Для Ижорского завода была разработана установка для контроля проката толщиной 20...300 мм эхоимпульсным методом с автоматическим слежением преобразователей за кривизной поверхности листа с регистрацией всей информации и отображением ее в виде разверток

типа "В" вдоль и поперек листа и плановой развертки типа "С" (С. К. Паврос, К. Е. Аббакумов, А. В. Топунов, А. Ф. Рыжков, Е. Г. Пряхин, Р. В. Ромашко).

Одновременно с разработкой установок для контроля толстолистого проката на кафедре начались исследования распространения упругих волн в ограниченных средах и их взаимодействия с неоднородностями объекта контроля. Здесь следует отметить пионерские разработки Д. Б. Дианова по возбуждению нормальных рэлеевских волн в пластине, Л. Г. Меркулова, Е. Д. Пигулевского и К. В. Жаркова – по исследованию затухания нормальных волн в свободной или находящейся в жидкости пластине, Б. А. Касаткина – по анализу возбуждения и распространения различных нормальных волн в стержнях, Л. В. Веревкиной и Л. Г. Меркулова – по теории нормальных волн в трубах, К. В. Жаркова – в двухслойных пластинах, Л. Г. Меркулова и С. И. Рохлина – по взаимодействию волн Лэмба с расслоениями в пластине.

В дальнейшем теоретические и экспериментальные исследования нормальных волн продолжали А. В. Харитонов, его ученики: Л. А. Никифоров, А. В. Пашутин, С. М. Балабаев, Н. Н. Егоров, И. В. Ильин и др. В ряду этих работ следует особо отметить разработку электромагнитно-акустических преобразователей с периодической магнитной системой для возбуждения и приема нормальных волн различных типов (А. В. Пашутин). Результаты этих работ обобщены в докторской диссертации А. В. Харитонova и в публикациях сотрудников кафедры, посвященных этому вопросу.

Разработка аппаратуры неразрушающего контроля материалов и изделий невозможна без средств контроля акустических характеристик материалов (скоростей распространения продольных и поперечных волн и их коэффициентов затухания). Резонансный метод измерения скорости продольных волн С. Я. Соколов использовал еще в 1929 г. при исследованиях свойств различных материалов. Для измерения скоростей распространения упругих волн в различных материалах, в том числе в кристаллах, на кафедре на основе импульсного фазового метода был разработан измеритель скорости УЗИС-6 (К. С. Александров, О. В. Носиков), в котором скорость определялась на основании сравнения времен прохождения ульт-

тразвуковых импульсов через исследуемый образец и жидкостную эталонную линию. Этот прибор в течение длительного времени выпускался учебно-экспериментальными мастерскими при ЛЭТИ по заказам различных организаций. Одновременно был разработан прибор для измерения скорости звука в жидкости (О. И. Бабилов), который использовался для измерения скоростей протекания химических реакций, концентрации компонентов растворов. Работы по совершенствованию такой аппаратуры, улучшению ее метрологических характеристик на кафедре осуществляются постоянно (В. Е. Иванов, В. А. Щукин, Л. А. Яковлев, М. М. Шевелько). Были разработаны новые приборы УЗИС-ЛЭТИ, УЗИС-ГЭТУ, измеритель скорости и затухания звука "Фонон".

Исследования распространения и затухания ультразвуковых волн в кристаллах, выполненные на кафедре, открыли перспективы их применения для микродефектоскопии кристаллической решетки, в частности дислокаций. Глубокий интерес, проявляемый к этим вопросам, объясняется тем, что от дислокаций и наличия примесных атомов зависят прочностные характеристики материалов. На основании этих исследований удалось разработать прибор УЗПЧ для контроля чистоты сверхчистого алюминия, полученного зонной плавкой (Е. К. Гусева, Л. А. Яковлев), разработать метод и аппаратуру для контроля ферритовых пластин (Е. К. Гусева, С. В. Титов).

Следует особо отметить, что масштабные политические и экономические преобразования, происшедшие в стране в начале 90-х гг. прошлого столетия, не могли не отразиться на работе как СПбГЭТУ "ЛЭТИ" в целом, так и его отдельных подразделений: кафедр, отделов и т. п.

Коренные изменения условий финансирования учебной и научной деятельности университета заострили кадровую проблему. По разным причинам за непродолжительный период кафедру покинул ряд высококвалифицированных специалистов: В. Е. Артемов, А. Н. Костюк, А. В. Осетров, В. В. Долганов, А. А. Перрен, В. И. Сенчук, Л. А. Никифоров, Н. Н. Егоров, К. Э. Тоом, С. В. Титов, Е. К. Гусева (Кирсанова) и др. Ушли из жизни опытные сотрудники: А. В. Харитонов, А. С. Голубев, Д. Б. Дианов, В. М. Веревкин. С 1991 г. кафедру возглавил доцент, к. т. н. С. К. Паврос, на плечи которого пришлось самые трудные и тяжелые годы деятельности кафедры в рамках осуществляемых преобразований.

Происходящие изменения потребовали новых подходов к организации и построению научных исследований, поиску новых заказчиков. Выяснилось, что разработка и изготовление в ЛЭТИ таких высокотехнологичных и сложных устройств, как многоканальные промышленные дефектоскопы, даже с привлечением сторонних подрядчиков, является экономически неэффективным, что вынудило свернуть подобные работы как самостоятельные и переключиться на участие в них в качестве соисполнителей и консультантов. Такие изменения существенно ограничили финансовые возможности кафедры в целом и затруднили ее обновление за счет приобретения новой аппаратуры.

Однако оставшиеся в составе кафедры научно-педагогические работники продолжили исследования и проектные работы в направлении ультразвуковой дефектоскопии. Одним из таких пионерских, масштабных проектов в середине 90-х гг. явилось участие сотрудников кафедры в создании нового средства контроля магистральных нефтепроводов – дефектоскопа-снаряда. Участие в подобном проекте позволило не только сохранить коллектив кафедры в трудный период, но и приобрести новый опыт в создании образцов передовой техники, разработку которой за рубежом вели самые высокотехнологичные предприятия таких стран, как Япония, Канада и др. Как правило, в состав подобного устройства входили секции: ультразвукового контроля, магнитного контроля, навигационная и электропитания. Шарнирно соединенные между собой последовательно друг за другом эти секции при диаметре трубы 1400 мм образовывали внушительную конструкцию длиной в 10...12 м, которая вместе с потоком перекачиваемой жидкости перемещалась от одной перекачивающей станции до другой на расстояние 200...300 км. На этих станциях с помощью запасовочного устройства из запоминающего устройства вся служебная информация извлекалась и передавалась на служебный компьютер для расшифровки и обработки с помощью специального программного обеспечения.

Полученные в процессе исследований наработки были использованы в дальнейшем при создании систем внутритрубной дефектоскопии систем водоснабжения городского водохозяйства.

В 2007 г., после ухода из жизни С. К. Павроса, кафедру возглавил профессор, д. т. н. К. Е. Аббакумов.

Многие недостатки многоканальных дефектоскопических систем с иммерсионным способом создания акустического контакта связаны с необходимостью применения крупногабаритной «иммерсионной ванны», в которую должен погружаться контролируемый лист. Это связано с тем, что габариты ванны не всегда позволяют вписать это оборудование в пространство действующего металлургического цеха. Одновременно с этим возникают потери времени, связанные с погрузкой и выгрузкой листа из ванны. Проблема решается переходом от пьезоэлектрических датчиков к бесконтактным, электромагнитно-акустическим, с помощью которых излучение и прием ультразвука не нуждаются в наличии переходных сред. Принципиальным отличием установок с бесконтактными датчиками является возможность контроля листов с температурой поверхности до 650 °С. При технической поддержке сотрудников кафедры специалисты организации «Нордінкрафт» (впоследствии «Ультракraft», г. Череповец, Вологодская обл.) разработали целую серию установок для контроля листового проката типа «Север», одна из которых была внедрена в листопрокатном цехе на Ижорских заводах (г. Колпино, Ленинградская обл.). Кроме отечественных металлургических заводов многоканальные дефектоскопы такого типа поставлялись за рубеж – в страны Азии и Японию. Помимо чисто дефектоскопических задач с помощью подобных установок решалась и задача определения физико-механических характеристик металлов, что оказалось возможным также благодаря особенностям работы бесконтактных датчиков. Для обеспечения условий повышения параметров контроля были решены также несколько теоретических задач, связанных с особенностями расчетов электроакустических трактов установок с бесконтактными датчиками, что позволило перейти к более рациональному конструированию акустических систем многоканальных установок. А. В. Кириковым была защищена кандидатская диссертация по указанным вопросам. Творческое сотрудничество со специалистами АО «Ультракraft» (генеральный директор В. А. Бритвин) продолжается и по настоящее время в направлении исследования сверхдальнего распространения крутильных волн в однородных и композиционных металлических волноводах и разработки новых типов преобразователей для дефектоскопии цилиндрических изде-

лий. Другая актуальная область теоретических исследований связана с изучением влияния граничных условий в приближении «линейного скольжения» на характеристики волновых процессов в сложноструктурированных средах. Кандидатские диссертации при выполнении исследований в данном и смежных направлениях защитили: С. В. Ромашкин, С. В. Реука, А. В. Теплякова, Р. С. Коновалов, А. В. Курков, К. С. Паврос.

Работы в направлении акустоэлектроники связаны с деятельностью научной группы, возглавляемой доцентом, к. т. н. М. М. Шевелько. Усилиями сотрудников группы разработаны макеты малогабаритных измерителей параметров вращения, использующих чувствительные элементы на поверхностных и объемных волнах. Такое оригинальное исполнение акустоэлектронных компонентов делает их чрезвычайно перспективными при построении малогабаритных, виброустойчивых гироскопических систем. Кандидатские диссертации по данному направлению защитили Е. С. Попкова, А. И. Лутовинов. В 2021 г. планируется защита кандидатской диссертации аспиранткой Я. Дурукан.

В рабочей группе гидроакустического профиля под руководством доцента, к. т. н. Б. Г. Степанова продолжают исследования по созданию высокоэнергетических, сверхширокополосных электроакустических преобразователей. При выполнении одной из работ, заказчиками которой выступали организации РАН и СПбГУ, направленной на моделирование устройств, способных воспроизводить сигналы информационного обмена между морскими млекопитающими (дельфинами, китообразными и др.), были не только разработаны новые конструкции пьезоэлектрических датчиков волноводного типа, но и существенно улучшена лабораторная база кафедры. Был построен и оформлен «акустически» новый измерительный гидроакустический бассейн. Процедуры измерений в нем актуальных характеристик исследуемых подводных антенн полностью автоматизированы и управляются программным способом с помощью персонального компьютера. На основе материалов данного исследования аспирант И. С. Пестерев защитил в 2021 г. кандидатскую диссертацию. На 2021 г. запланирована защита докторской диссертации Б. Г. Степановым.

Профессором, д. т. н. В. М. Цаплевым на кафедре продолжены исследования в области нелинейных методов акустического контроля и измерений. На основании результатов этих исследований были разработаны учебные курсы для подготовки магистров и аспирантов. Значительные результаты получены его сотрудниками при проектировании малогабаритных пьезоэлектрических возобновляемых источников электрической энергии. В области нелинейной акустики для решения гидроакустических задач также ведутся исследования под руководством профессора, д. т. н. Д. Б. Островского.

Профессором, д. т. н. С. В. Попковым в содружестве со специалистами Крыловского научного центра ведутся работы по созданию новых поколений средств виброизмерений и виброзащиты.

В 2018 г. в ознаменование 90-летия ультразвуковой дефектоскопии коллектив кафедры был награжден почетной грамотой РОНКТД.

За рассматриваемый период докторские диссертации защитили: Е. К. Кирсанова (Гусева), С. К. Паврос, А. В. Осетров, К. Е. Аббакумов, С. В. Попков, Е. Л. Шейнман. Всего сотрудни-

ками кафедры получено несколько десятков авторских свидетельств, написано несколько десятков монографий, подготовлено несколько сотен научных статей и докладов. Всего подготовлено более 5000 высококвалифицированных специалистов, бакалавров, магистров.

В настоящее время коллектив кафедры продолжает успешно работать над исследованиями и разработкой методов и средств ультразвукового контроля материалов и изделий и акустических измерений, а также гидроакустических преобразователей специального назначения. В учебном процессе заняты: профессора К. Е. Аббакумов, В. С. Давыдов, Д. Б. Островский, С. В. Попков, Е. Л. Шейнман, доценты Д. Д. Добротин, Р. С. Коновалов, С. И. Коновалов, А. А. Вьюгинова, Б. Г. Степанов, А. Н. Перегудов, А. В. Теплякова, Е. С. Попкова, М. М. Шевелько, старший преподаватель К. С. Паврос, ассистенты Н. А. Зайцева, Я. Дурукан, И. Г. Сидоренко и учебно-вспомогательный персонал (зав. лаб. С. В. Баташова, А. Н. Максимов, А. Ф. Рыжков, Р. Г. Львов, И. И. Каземирова, А. В. Топунов).

К. Е. Аббакумов, А. А. Вьюгинова, редакция

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, левое и нижнее 2.5 см, правое 2 см; колонтитулы – верхний 2 см, нижний 2 см. Применение полужирного и курсивного шрифтов допустимо при крайней необходимости.

Дополнительный, поясняющий текст следует выносить в подстрочные ссылки при помощи знака сноски, а при большом объеме – оформлять в виде приложения к статье. Ссылки на формулы и таблицы даются в круглых скобках, ссылки на использованные источники (литературу) – в квадратных прямых.

Все сведения и текст статьи набираются гарнитурой "Times New Roman"; размер шрифта 10.5 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 группам специальностей научных работников:

- 05.12.00 – "Радиотехника и связь" (05.12.04 – Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения, 05.12.07 – Антенны, СВЧ-устройства и их технологии, 05.12.13 – Системы, сети и устройства телекоммуникаций, 05.12.14 Радиолокация и радионавигация);
- 05.27.00 – "Электроника" (05.27.01 – Твердотельная электроника, радиоэлектронные компоненты, микро- и нанoeлектроника на квантовых эффектах, 05.27.02 – Вакуумная и плазменная электроника, 05.27.03 – Квантовая электроника, 05.27.06 – Технология и оборудование для производства полупроводников, материалов и приборов электронной техники);
- 05.11.00 – "Приборостроение, метрология и информационно-измерительные приборы и системы" в редакции приказа ВАК от 10.01.2012 № 5 (05.11.01 – Приборы и методы измерения по видам измерений, 05.11.03 – Приборы навигации, 05.11.06 – Акустические приборы и системы, 05.11.07 – Оптические и оптико-электронные приборы и комплексы, 05.11.08 – Радиоизмерительные приборы, 05.11.10 – Приборы и методы для измерения ионизирующих излучений и рентгеновские приборы, 05.11.13 – Приборы и методы контроля природной среды, веществ, материалов и изделий, 05.11.14 – Технология приборостроения, 05.11.15 – Метрология и метрологическое обеспечение, 05.11.16 – Информационно-измерительные и управляющие системы (по отраслям), 05.11.17 – Приборы, системы и изделия медицинского назначения, 05.11.18 – Приборы и методы преобразования изображений и звука).

Указанные специальности представляются в журнале следующими основными рубриками:

"Радиотехника и связь":

- Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов.
- Проектирование и технология радиоэлектронных средств.
- Телевидение и обработка изображений.
- Электродинамика, микроволновая техника, антенны.
- Системы, сети и устройства телекоммуникаций.
- Радиолокация и радионавигация.

"Электроника":

- Микро- и наноэлектроника.
- Квантовая, твердотельная, плазменная и вакуумная электроника.
- Радиофотоника.
- Электроника СВЧ.

"Приборостроение, метрология и информационно-измерительные приборы и системы":

- Приборы и системы измерения на основе акустических, оптических и радиоволн.
- Метрология и информационно-измерительные приборы и системы.
- Приборы медицинского назначения, контроля среды, веществ, материалов и изделий.

Адрес редакционной коллегии: 197376, Санкт-Петербург, ул. Проф. Попова, 5, СПбГЭТУ "ЛЭТИ", редакция журнала "Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника"

Технические вопросы можно выяснить по адресу radioelectronic@yandex.ru

Известия высших учебных заведений России. **РАДИОЭЛЕКТРОНИКА**
Journal of the Russian Universities. **RADIOELECTRONICS**

Том 24 № 5 2021

Vol. 24 No. 5 2021

Научный редактор А. М. Мончак
Редакторы Э. К. Долгатов, И. Г. Скачек
Компьютерная верстка И. О. Буяновой

Science Editor A. M. Monchak
Editors E. K. Dolgatov, I. G. Skachek
DTP Professional I. O. Buyanova

Подписано в печать 25.11.21. Формат 60×84 1/8.
Бумага офсетная. Печать цифровая.
Уч.-изд. л. 14.95. Печ. л. 14.5. Тираж 300 экз. (1-й завод 1–150 экз.) Заказ 136.
Цена свободная.

Signed to print 25.11.21. Sheet size 60×84 1/8.
Educational-ed. liter. 14.95. Printed sheets 14.5. Number of copies 300.
Printing plant 1–150 copies. Order no. 136.
Free price.

Издательство СПбГЭТУ «ЛЭТИ»
197376, С.-Петербург, ул. Проф. Попова, 5

ETU Publishing house
5 Prof. Popov St., St Petersburg 197376, Russia