



DOI: 10.32603/1993-8985

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

Известия высших учебных заведений России

РАДИОЭЛЕКТРОНИКА

Том 28 № 3 2025



Journal of the Russian Universities

RADIOELECTRONICS

Vol. 28 No. 3 2025

Санкт-Петербург
Издательство СПбГЭТУ «ЛЭТИ»

2025

Saint Petersburg
ETU Publishing house

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

Индекс по каталогу АО «Почта России» П4296

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

Издается 6 раз в год.

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

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

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

Редакция журнала:

197022, Санкт-Петербург,

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

Тел.: 8 (812) 234-10-13,

e-mail: radioelectronic@yandex.ru

RE.ELTECH.RU

© СПбГЭТУ «ЛЭТИ», оформление, 2020

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

ГЛАВНЫЙ РЕДАКТОР

А. В. СОЛОМОНОВ, д.ф.-м.н., проф.,

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ»

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

ПРЕДСЕДАТЕЛЬ РЕДАКЦИОННОЙ КОЛЛЕГИИ

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

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

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

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

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

Erkki LANDERANTA, PhD, Prof., Технический университет, Лаппеенранта, Финляндия

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

Piotr SAMCZYNSKI, PhD, Dr Sci., Associate Prof., Варшавский технологический университет, Институт электронных систем, Варшава, Польша

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

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

А.Ю. ЕГОРОВ, д. ф.-м. н., член-корр. РАН, ООО «Коннектор Оптикс», С.-Петербург, Россия

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

Д. А. КОЗОДАЕВ, к. ф.-м. н., генеральный директор NT-MDT BV LLC, Апелдорн, Нидерланды

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

ОТВЕТСТВЕННЫЙ СЕКРЕТАРЬ

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

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

Журнал выполняет следующие задачи:

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

позиций ученых России в области теории и практики радиоэлектроники;

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



Материалы журнала доступны по лицензии Creative Commons Attribution 4.0



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

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

The journal is indexed and archived in the Russian science citation index (RSCI).
The journal complies with the Budapest Open Access Initiative Declaration, is a member of the Directory of Open Access Journals (DOAJ) and Crossref.

Editorial address:

ETU, 5F Prof. Popov St., St Petersburg 197022, Russia
Tel.: +7 (812) 234-10-13
E-mail: radioelectronic@yandex.ru **RE.ELTECH.RU**
© ETU, design, 2020

EDITORIAL BOARD

EDITOR-IN-CHIEF

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

CHAIRMAN OF THE EDITORIAL BOARD

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

EDITORIAL BOARD:

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

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

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

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

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

Dmitry A. KOZODAEV, Cand. of Sci. (Phys.-Math.), NT-MDT BV LLC (CEO), Apeldoorn, Netherlands

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

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

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

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

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

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

Alexander A. POTAPOV, Dr Sci. (Phys.-Math.), Chief Researcher, Kotelnikov Institute of 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

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

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

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

EXECUTIVE SECRETARY

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

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

Key Objectives:

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

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



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

СОДЕРЖАНИЕ

Юбилейные статьи

Факультету радиотехники и телекоммуникаций СПбГЭТУ "ЛЭТИ" 80 лет

Обухова Н. А., Лысенко Н. В. Факультет радиотехники и телекоммуникаций: история и современность.....	6
---	---

Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов

Сергиенко А. Б., Апалина П. В., Лебединская А. Д. Гибко конфигурируемый модульный нейросетевой OFDM-приемник.....	11
--	----

Телевидение и обработка изображений

Мотыко А. А., Обухова Н. А., Смирнов К. А. Метод оценки ошибки метамеризма наблюдателя для современных дисплеев.....	24
---	----

Электродинамика, микроволновая техника, антенны

Любина Л. М., Балландович С. В., Костиков Г. А., Антонов Ю. Г. Широкополосные отражательные антенные решетки диапазона СВЧ.....	42
--	----

Системы, сети и устройства телекоммуникаций

Маркелов О. А., Тымченко Н. С., Богачев М. И. Оценка задержек в сетях с согласованной динамикой поступлений.....	57
---	----

Научные статьи

Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов

Манелис В. Б., Фаустов И. С., Козьмин В. А. Обнаружение, оценка параметров и пеленгование периодических импульсных сигналов.....	73
---	----

Электродинамика, микроволновая техника, антенны

Бибарсов М. Р. Пространственная корреляционная функция сигналов в радиотехнических системах с фазированными антенными решетками.....	85
Соркин А. А., Минаков А. В., Саломатов Ю. П. Волноводные четвертьволновые поперечные гребневые резонаторы на квази-ТЕМ-волне и фильтры на их основе.....	95

Радиолокация и радионавигация

Xuan Luong Nguyen, Nguyen Trong Nhan, Tran Van Thanh, Phung Bao Nguyen. Autocorrelation Method for Phased Antenna Array Calibration Based on Far-Field Measurement System.....	106
--	-----

Квантовая, твердотельная, плазменная и вакуумная электроника

Сапожников А. В., Пушница И. С., Дудин А. Л., Перепеловский В. В. Численный анализ AlGaAs/InGaAs/GaAs pHEMT	116
--	-----

От редакции

Некролог.....	129
Правила для авторов статей.....	131

CONTENTS

Anniversary articles

80th Anniversary of the Faculty of Radio Engineering and Telecommunications of Saint Petersburg Electrotechnical University

Obukhova N. A., Lysenko N. V.

Faculty of Radio Engineering and Telecommunications: Past and Present.....6

Radio Electronic Facilities for Signal Transmission, Reception and Processing

Sergienko A. B., Apalina P. V., Lebedinskaya A. D.

Flexible Configurable Modular Neural Network-Based OFDM Receiver.....11

Television and Image Processing

Motyko A. A., Obukhova N. A., Smirnov K. A.

Estimation of Observer Metameric Failure when Using Modern Displays.....24

Electrodynamics, Microwave Engineering, Antennas

Liubina L. M., Ballandovich S. V., Kostikov G. A., Antonov Yu. G.

Wideband Reflectarray Antennas in the Microwave Range.....42

Telecommunication Systems, Networks and Devices

Markelov O. A., Tymchenko N. S., Bogachev M. I.

Delay Estimation in Networks with Cooperative Arrival Dynamics.....57

Original article

Radio Electronic Facilities for Signal Transmission, Reception and Processing

Manelis V. B., Faustov I. S., Kozmin V. A.

Detection, Parameter Estimation and Direction Finding of Periodic Pulse Signals.....73

Electrodynamics, Microwave Engineering, Antennas

Bibarsov M. R. Spatial Correlation Function of Signals in Radio Engineering Systems

with Phased Antenna Arrays.....85

Sorkin A. A., Minakov A. V., Salomatov Yu. P. Waveguide Quarter-Wave Transverse Ridge

Resonators on Quasi-TEM Wave and Filters on Their Basis.....95

Radar and Navigation

Xuan Luong Nguyen, Nguyen Trong Nhan, Tran Van Thanh, Phung Bao Nguyen.

Autocorrelation Method for Phased Antenna Array Calibration Based
on Far-Field Measurement System.....106

Quantum, Solid-State, Plasma and Vacuum Electronics

Sapozhnikov A. V., Pushnitsa I. S., Dudin A. L., Perepelovskiy V. V.

Numerical Analysis of AlGaAs/InGaAs/GaAs pHEMT.....116

From the Editor

Obituary.....129

Author's Guide.....131

Факультет радиотехники и телекоммуникаций: история и современность

Н. А. Обухова, Н. В. Лысенко

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

В России начало подготовки технических специалистов в области радиотехники (на первом этапе – в области радиотелеграфирования) неразрывно связано с изобретением А. С. Поповым радио и его деятельностью с 1901 по 1906 гг. в Электротехническом институте (ЭТИ) в должности профессора, а затем первого выборного директора института. Ученики и продолжатели дела А. С. Попова – профессора А. А. Петровский, Н. А. Скрицкий, И. Г. Фрейман, П. С. Осадчий – в сущности определили на многие годы вперед как содержательную сторону подготовки специалистов, так и направленность научных исследований в области радио. Достаточно назвать первую в России теоретическую работу профессора А. А. Петровского "Научные основания беспроволочной телеграфии" (1907), сыгравшую исключительную роль в становлении радиотехнической подготовки в ЭТУ. Позднее были изданы учебники Н. А. Скрицкого "Общий курс беспроволочного телеграфа" (1913), "Радиотелеграфные измерения" (1914), И. Г. Фреймана "Краткий очерк основ радиотехники" (1917), "Курс радиотехники" (1924 и 1928). Следует отметить, что сам термин "радиотехника" был введен И. Г. Фрейманом. Студенты, оканчивающие ЭТИ по специальности "Радиотехника", изучали дисциплины: "Машины высокой частоты" (проф. В. П. Вологдин), "Специальный курс радиотехники" (проф. И. Г. Фрейман), "Общий курс радиотехники", "Электровакуумные приборы", "Телеграфия", "Телефония", "Сигнализация". В 1917 г. в ЭТИ был создан электрофизический факультет и в его структуре кафедра радиотехники, которую возглавил И. Г. Фрейман. Создание кафедры радиотехники послужило началом регулярной подготовки и выпуска радиоинженеров в институте.

В 1925 г. кафедра радиотехники разделилась на две: общего курса радиотехники (проф. Н. А. Скрицкий) и специального курса радиотехники (проф. И. Г. Фрейман). После смерти И. Г. Фреймана (1929) ее возглавил его ученик профессор А. И. Берг. В 30-х гг. кафедра специального курса радиотехники была преобразована в 4 специальные кафедры: радиопередающих устройств (проф. А. И. Берг), радиоприемных устройств (проф. В. И. Сифоров), теоретической радиотехники (проф. М. С. Нейман), радиоизмерений (проф. Г. А. Кьяндский). Таким образом, ЭТИ (затем ЛЭТИ) стал центром (до 1941 г. единственным в СССР) подготовки радиоинженеров. В 1942 г. произошло слияние кафедр теоретической радиотехники и радиоизмерений в кафедру теоретических основ радиотехники, которая продолжила свою деятельность под руководством профессора Г. А. Кьяндского. Продолжая дело профессора А. И. Берга, радиотехническую специализацию в институте возглавил профессор В. И. Сифоров, являющийся основоположником советской школы радиоприема. Его многочисленные научные работы и учебники имели большое значение в деле подготовки радиоспециалистов во всех радиотехнических вузах нашей страны, а также были широко известны за рубежом.

Параллельно с радиотехнической специализацией развивалась кафедра электроакустики, выделившаяся в 1930 г. из кафедры специального курса радиотехники и руководимая профессором С. Я. Соколовым. На базе этой кафедры в 1933 г. зародилась телевизионная подготовка в ЛЭТИ, когда был введен специальный курс – "Телевидение". Лекции по этому курсу читал доцент В. А. Гуров, написавший в 1936 г. одну из первых в стране книг по телевизионной технике "Основы дальновиде-

ния" и создавший в 1938 г. самостоятельную лабораторию телевидения.

Бурное развитие радиотехники в годы Великой Отечественной войны, связанное с необходимостью повышения обороноспособности страны, а также широкое проникновение радиотехники во все отрасли народного хозяйства привели к необходимости существенно увеличить выпуск радиоинженеров и организовать отдельный радиотехнический факультет.

Пожалуй, из многих областей науки именно радиотехника в первые же послевоенные годы развивалась наиболее стремительно. Ее уверенному вхождению в учебные планы института способствовали традиции, заложенные еще в первые годы существования института. В сентябре 1945 г. в ЛЭТИ был создан радиотехнический факультет (РТФ), который вел подготовку по специальности "Радиотехника", а с 1956 г. – и по специальности "Конструирование и технология производства радиоаппаратуры". В состав факультета вошли кафедры, ранее находившиеся на электрофизическом факультете: "Теоретические основы радиотехники", "Радиопередающие устройства", "Радиоприемные устройства". В этом же году были образованы кафедры радиосистем под руководством профессора В. А. Гурова, телевидения под руководством профессора Я. А. Рыфтина и конструирования и технологии производства радиоаппаратуры под руководством профессора Ф. Е. Евтеева, также вошедшие в состав РТФ. С организацией РТФ произошло естественное объединение кафедр, имеющих общее научное направление исследований и единство фундаментального образования в широком спектре радиотехнических проблем. Первым деканом РТФ был назначен профессор Ф. Н. Хараджа. Впоследствии эту должность занимали профессор С. И. Панфилов, профессор Ю. М. Казаринов, доцент М. А. Карпинский, доцент М. В. Антипин, профессор Е. П. Дементьев, профессор С. А. Дробов, профессор Р. Е. Быков, профессор И. Г. Мироненко, профессор Н. В. Лысенко, профессор В. Н. Малышев. Сегодня факультетом руководит профессор Н. А. Обухова.

Период создания факультета совпадает с возникновением оформившихся радиотехнических специальностей и специализаций. Фа-

культет начинает выпускать специалистов по общей радиотехнике, радиолокации, радионавигации, телеуправлению и конструированию и технологиям производства радиоаппаратуры. Все кафедры факультета ведут большую учебно-методическую, научную и воспитательную работу. Из года в год растет контингент студентов, повышается квалификация преподавателей, увеличиваются объемы и значимость научно-исследовательских работ, усиливаются связи с промышленностью.

Наиболее значимые научные направления прошедших десятилетий, сложившиеся к началу XXI в. на кафедрах теоретических основ радиотехники (ТОР), радиоэлектронных средств (РЭС), радиотехнических систем (РС), микро-радиоэлектроники и технологии радиоаппаратуры (МИТ), телевидения и видеотехники (ТВ), приведены в таблице.

29 октября 1969 г. в 21:00 по времени Лос-Анджелеса Чарли Клайн и Билл Дювалл передали первые данные по сети ARPANET. Пока она соединяла только несколько военных, корпоративных и исследовательских центров, но перспектив у нового способа связи было много. В 1983 г. сеть ARPANET перешла на новый протокол связи TCP/IP – и родился Интернет. В 1989 г. Тим Бернерс-Ли предложил гипертекстовый проект World Wide Web. Он предлагал выкладывать в сеть документы, соединенные между собой гиперссылками друг на друга для более удобной навигации. Проект был принят, специально для него разработали язык гипертекстовой разметки HTML, идентификаторы URL и протокол HTTP. Интернет стал таким, каким мы привыкли его видеть, – набором соединенных друг с другом страниц с "www" в начале. Растущий Интернет нужно было как-то обрабатывать. В 1991 г. все тот же Тим Бернерс-Ли – к слову, сотрудник CERN в Женеве – приклеил к своему компьютеру бумажку с надписью "This machine is a server, DO NOT POWER IT DOWN!!". Это и был первый веб-сервер, прародитель современных гигантских дата-центров.

Наступила эпоха Интернета, эпоха информационных коммуникаций. В 1999 г. радиотехнический факультет был переименован в факультет радиотехники и телекоммуникаций (ФРТ). Открываются новые направления под-

Кафедра	Научные направления
ТОР	Антенно-фидерные устройства Цифровая связь и обработка сигналов Защита информации в беспроводных сетях <i>Подробнее:</i> https://etu.ru/ru/fakultety/fakultet-radiotekhniki-i-telekommunikaciy/sostav-fakulteta/kafedra-teoreticheskikh-osnov-radiotekhniki/nauchno-issledovatel'skaya-rabota
РЭС	Генерирование и формирование ВЧ- и СВЧ-радиосигналов Микроволновая аппаратура для радиолокационных и телекоммуникационных систем – формирователи радиосигналов с низким уровнем фазовых шумов, антенны, фильтры, широкополосные усилители Обработка сигналов в условиях неопределенности исходных данных Методы и средства радиомониторинга Радиоэлектронные системы полуактивной локации Судовые системы навигации и управления Инфокоммуникационные сети и системы
РС	Радиолокация и радионавигация Исследование трафика инфокоммуникационных сетей Статистический анализ и цифровая обработка данных Цифровая схемотехника <i>Более подробно на странице кафедры:</i> https://etu.ru/ru/fakultety/fakultet-radiotekhniki-i-telekommunikaciy/sostav-fakulteta/kafedra-radiotekhnicheskikh-sistem/nauchno-issledovatel'skaya-rabota
МИТ	Исследование и разработка микроволновых устройств на основе сегнетоэлектрических пленок Исследование и разработка микроволновых устройств телекоммуникационных систем Исследование и разработка получения слоистых феррит-диэлектрических структур по низкотемпературной технологии Разработка пассивной ЭКБ и комплексированных устройств на основе слоистых комбинированных структур
ТВ	Системы технического зрения, включая гиперспектральные и мультиспектральные системы различного назначения Медицинские эндоскопические (лапароскопические) системы и экспертно-консультирующие комплексы Космические телевизионные системы (высокочувствительные телевизионные камеры на КМОП-сенсорах для перспективных направлений авиа- и космических технологий (обзорные камеры, камеры стыковки, камеры посадки и др.) Smart-технологии формирования изображений (цветовая константность, персонализация формируемых изображений, колориметрия)

готовки "Связь с подвижными объектами", "Микроволновые и оптические средства телекоммуникаций", "Аудиовизуальная техника".

Сегодня ФРТ – один из лидеров реализации программы развития университета. Целевой образ СПбГЭТУ "ЛЭТИ" к 2030 г. – стать центром генерации знаний и создания прорывных технологий в корневых направлениях: электроника, связь, цифровые и интеллектуальные технологии.

СПбГЭТУ "ЛЭТИ"–2030 – ведущий технический университет:

– обеспечивающий подготовку инженерных кадров для технологического лидерства в развивающихся и новых индустриях, в котором реализован переход от проектирования отдельных образовательных программ к проектированию образовательных пространств в создаваемой образовательной экосистеме на основе новой модели высшего образования;

– участвующий в формировании долгосрочной комплексной повестки в области научных исследований, проводящий фундаментальные, поисковые и прикладные исследования в области физики и радиофотоники, квантовых и оптико-электронных приборов и систем, радиолокационных и навигационных систем, систем обработки сигналов, разработки аппаратного и программного обеспечения интеллектуальных систем управления и др.;

– реализующий модели полного инновационного цикла в электронной, информационно-коммуникационной и электротехнической промышленности на основе целевых долгосрочных партнерств, формирующий с партнерами облик новых профильных технологических отраслей.

В рамках развиваемых Университетом стратегических направлений и реализации программы "Приоритет 2030" факультет реа-

лизует проект "Перспективные беспроводные технологии" и решает задачи создания новых технологий информационной связности и безопасности объектов и территорий на основе анализа электромагнитных полей. Цель проекта – создать универсальную модульную технологическую платформу, интегрирующую сенсоры различного типа, в частности мультиспектральные оптоэлектронные системы, радиомониторинг и технологии ИИ для обеспечения точного и надежного обнаружения, захвата, сопровождения, классификации, идентификации объектов интереса разного типа в условиях ограниченной видимости, сложного фона и климатических помех.

Реализация проекта предполагает создание технологии построения мультимодальных систем мониторинга, которая позволит создавать аппаратно-программные комплексы (АПК), решающие задачи автоматического наблюдения в различных условиях и сценариях применения. В зависимости от задачи АПК будет комплектоваться сенсорами для различных диапазонов, дистанций, типов объектов интереса. Мультимодальность предполагает не только включение в систему различных конструктивных и аппаратных блоков, но и совместную обработку сигналов с соответствующей архитектурой программного обеспечения АПК.

Важным направлением развития мультимодальных систем является использование принципов радиофотоники и фотонных информационных технологий, разработка модуля фотонного радара. В фотонных радарх генерация сигнала, распределение сигнала до излучателей, а также обработка принятого радиосигнала осуществляются на оптической несущей частоте.

В области информационной связности цель стратегического проекта – войти к 2030 г. в систему разделения труда ТОП-5 кластеров (R&D + production) на мировом рынке в части создания новых принципов и структурных составляющих сетей NET-2030 сверхширокополосной высокоскоростной связи, в том числе когнитивных, гибридных, адаптивных реконфигурируемых, гетерогенных, решив проблему освоения новых частотных диапазонов, включая subTHz, и обеспечить трансфер высокотехнологичных решений на ключевые сегменты

инфокоммуникационного рынка. Рост скоростей и объемов передаваемых данных в беспроводных системах требует перехода к новой парадигме – от управления протоколами и параметрами оборудования к интеллектуальному управлению электромагнитным полем и формированию "умной беспроводной среды".

Текущий этап качественных изменений на факультете осуществляется за счет развитой междисциплинарной инженерной культуры, высокой чувствительности к изменениям, вызовам и ответственности за научно-технологическое развитие страны. ФРТ имеет обширную сеть кооперации с академическими и промышленными партнерами, традиционно работает в рамках соглашений с организациями РАН и более чем с 15 промышленными партнерами в Санкт-Петербурге и стране.

Одной из важнейших задач, решаемых на факультете, всегда было обеспечение качественного инженерного образования. Цель инженерной подготовки – формирование специалиста, способного взять на себя функции лидера технологических изменений. Для этого он должен уметь конструировать, проектировать, исследовать, работать со схемой – и все это с применением современных цифровых технологий. При этом разрабатываются новые профили современного инженера, такие как системный инженер, онтолог, архитектор, программист R&D, исследователь, технолог, организатор бизнеса (стартапов) и т. п. Новые профили будут носить не отраслевой, а межотраслевой характер. Для перехода от дисциплинарно-отраслевой организации инженерной подготовки к R&D Университету создана передовая инженерная школа (ПИШ) "Электроника и электротехника". При этом основными целями школы являются: подготовка кадров нового типа с востребованными компетенциями; участие высококвалифицированных специалистов с предприятий в учебном процессе; участие студентов Школы в НИОКР вуза и стажировках на предприятиях; реализация проектного типа обучения; выбор одного из треков: стартап, НИОКР R&D Центра; трансляция лучших, успешных практик, разработанных в Школе. В ПИШ факультет реализует магистерские программы "Системы и технологии радиомониторинга", "Системы и технологии

технического зрения", "Конструирование и технологии производства элементов, устройств и систем радиоэлектроники".

Формированию компетенций нового поколения инженеров способствует ежегодно проводимая на факультете на базе научно-образовательного центра "Цифровые телекоммуникационные технологии" при содействии Комитета по информатизации и связи, Комитета по науке и высшей школе Правительства Санкт-Петербурга школа-семинар "Инфокоммуникационные технологии в цифровом мире". Партнерами проведения семинара выступают Санкт-Петербургская организация Общероссийской общественной организации "Российское научно-техническое общество радиотехники, электроники и связи им. А. С. Попова" (СПбНТОРЭС), ЗАО "Завод им. Козицкого" (Санкт-Петербург), АО «НПП "Радар ммс"», АО «НИИ "Вектор"».

Содействовать подготовке специалистов в области радиотехники, телекоммуникаций, инфокоммуникационных технологий, телевидения с помощью отработки у обучающихся навыков промт-инжиниринга в медиасфере призваны и хакатон по применению нейронных сетей в видеопроизводстве, и региональная олимпиада студентов вузов Санкт-Петербурга по радиотехнике, которая проводится при содействии Комитета по науке и высшей школе Правительства Санкт-Петербурга. В них принимают участие более 80 студентов из СПбГЭТУ "ЛЭТИ", Санкт-Петербургского государственного института кино и телевидения (СПбГИКиТ), Санкт-

Петербургского государственного университета промышленных технологий и дизайна (СПбГУПТД) и других вузов Санкт-Петербурга.

Сегодня на ФРТ 5 основных и 5 базовых кафедр, которые принимают участие в организации учебного процесса и предоставляют студентам базы практик, темы и руководство выпускными квалификационными работами, а также последующее трудоустройство. Все кафедры проводят подготовку бакалавров и магистров по направлениям: "Радиотехника", "Инфокоммуникационные технологии и системы связи", "Конструирование и технология электронных средств", специалистов по специальности "Радиоэлектронные системы и комплексы".

Выпускники факультета работают в таких сферах деятельности, как космическая и наземная локация, навигация и управление всеми видами транспорта, спутниковая и сотовая связь, персональный телекоммуникационный сервис, системы компьютерного сбора и обработки информации, средства мобильной связи, аудиовизуальная, высокочастотная и микроволновая техника, компьютерное проектирование радиоэлектронных средств, аналоговая и цифровая микросхемотехника.

Факультет радиотехники и телекоммуникаций является старейшим радиотехническим факультетом России. ФРТ продолжает и развивает научные традиции, заложенные создателем отечественной школы радиотехники, изобретателем радио профессором А. С. Поповым.

Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов

Статья посвящена 80-летию факультета радиотехники и телекоммуникаций

УДК 621.391

Научная статья

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2025-28-3-11-23>

Гибко конфигурируемый модульный нейросетевой OFDM-приемник

А. Б. Сергиенко[✉], П. В. Апалина, А. Д. Лебединская

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

[✉] abs Sergienko@etu.ru

Аннотация

Введение. Ортогональное частотное мультиплексирование (OFDM) является доминирующей схемой модуляции в мобильной связи. OFDM-системы должны быть работоспособны в широком диапазоне свойств многолучевого канала связи с замираниями. В последнее время активно развиваются подходы к построению OFDM-приемников на основе методов машинного обучения, в том числе искусственных нейронных сетей. Как правило, нейросети в таких приемниках обучаются для одной конкретной конфигурации системы связи. Это затрудняет использование нейросетевых приемников в реальных системах и делает актуальной задачу разработки более гибких схем.

Цель работы. Получить и оптимизировать структуру OFDM-приемника, основанного на искусственной нейросети и состоящего из отдельных модулей, комбинируемых в зависимости от конфигурации пилот-сигналов и используемого вида модуляции.

Материалы и методы. Приведенные результаты получены с помощью компьютерного моделирования в среде MATLAB.

Результаты. Предложенная архитектура нейросетевого OFDM-приемника основана на комбинации двух многослойных персептронов, первый из которых в неявной форме реализует оценку состояния канала связи и компенсацию искажений, а второй осуществляет демодуляцию. При этом первый персептрон формирует промежуточные представления символов данных, для которых при обучении сети не было конкретных образцов, а экземпляры второго персептрона работают с этими представлениями для отдельных символов данных. Варианты второго персептрона были обучены для трех видов квадратурной амплитудной модуляции (QAM): QAM-4, QAM-16 и QAM-64.

Заключение. Разработанный OFDM-приемник для всех рассмотренных видов модуляции обеспечил частоту ошибок, сравнимую с результатами базовых алгоритмов при благоприятных условиях канала (умеренный разброс задержек при низком доплеровском разбросе), и превзошел базовые показатели в тяжелых условиях (канал с большим разбросом задержек и высоким доплеровским разбросом). Возможные направления дальнейшего развития предлагаемого подхода – нейросетевое формирование мягких решений демодулятора и разработка специализированных слоев нейросети, облегчающих аппроксимацию необходимых операций.

Ключевые слова: ортогональное частотное мультиплексирование, оценка канала, совместная оценка канала и демодуляция данных, квадратурная амплитудная модуляция, глубокое обучение, многослойный персептрон

Для цитирования: Сергиенко А. Б., Апалина П. В., Лебединская А. Д. Гибко конфигурируемый модульный нейросетевой OFDM-приемник // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2025. Т. 28, № 3. С. 11–23.

doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-3-11-23

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Источник финансирования. Исследование выполнено в СПбГЭТУ "ЛЭТИ" за счет гранта Российского научного фонда № 24-29-00560, <https://rscf.ru/project/24-29-00560/>.

Статья поступила в редакцию 06.12.2024; принята к публикации после рецензирования 18.04.2025; опубликована онлайн 30.06.2025



Flexible Configurable Modular Neural Network-Based OFDM Receiver

Alexander B. Sergienko✉, Polina V. Apalina, Anastasia D. Lebedinskaya

Saint Petersburg Electrotechnical University, St Petersburg, Russia

✉ absergienko@etu.ru

Abstract

Introduction. Orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) is the dominant modulation scheme in mobile communications. OFDM systems should be capable of operating across a wide range of multipath fading channel conditions. The recent research focus in this field has been on the design of OFDM receivers based on machine learning, including artificial neural networks. Neural networks in such receivers are typically trained for one specific communication system configuration. This complicates the use of neural network-based receivers in real-world systems, thus rendering development of more flexible schemes highly relevant.

Aim. To obtain and optimize the structure of an OFDM receiver based on an artificial neural network and consisting of separate modules that can be combined depending on the configuration of the pilot signals and the modulation used.

Materials and methods. Computer simulation in the MATLAB environment.

Results. The proposed architecture of a neural network-based OFDM receiver uses a combination of two multilayer perceptrons, one of which implicitly implements channel state information estimation and equalization, and the other performs demodulation. The first perceptron forms intermediate representations of data symbols, for which there were no specific references during network training, while the instances of the second perceptron work with these representations for individual data symbols. Variants of the second perceptron were trained for three quadrature modulation (QAM) constellations: 4QAM, 16QAM, and 64QAM.

Conclusion. The proposed OFDM receiver for all considered modulation types provided error rates comparable to those of the baseline algorithms under favorable channel conditions (moderate delay spread with low Doppler spread) and outperformed baseline algorithms in severe conditions (channel with a large delay spread and high Doppler spread). Further research directions involve neural network-based generation of soft decisions of the demodulator and development of specialized layers of the neural network that would facilitate approximation of the necessary operations.

Keywords: orthogonal frequency division multiplexing, channel estimation, joint channel estimation and data demodulation, quadrature amplitude modulation, deep learning, multilayer perceptron

For citation: Sergienko A. B., Apalina P. V., Lebedinskaya A. D. Flexible Configurable Modular Neural Network-Based OFDM Receiver. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2025, vol. 28, no. 3, pp. 11–23.
doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-3-11-23

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

Source of funding. This research was carried out at Saint Petersburg Electrotechnical University and supported by the Russian Science Foundation under grant No. 24-29-00560, <https://rscf.ru/en/project/24-29-00560/>.

Submitted 06.12.2024; accepted 18.04.2025; published online 30.06.2025

Введение. Ортогональное частотное мультиплексирование (Orthogonal Frequency Division Multiplexing – OFDM) в настоящее время является доминирующей схемой модуляции в мобильной связи. Оно используется в качестве технологии физического уровня в мобильных сетях четвертого (LTE [1]) и пятого (NR [2]) поколений. В будущих поколениях этих сетей OFDM, по-видимому, сохранит свое доминирующее положение, несмотря на развитие дру-

гих схем модуляции, поскольку, как указано в [3], "не появилось ни одной другой формы сигнала, демонстрирующей существенные преимущества по сравнению с OFDM и мотивирующей к другому выбору" ("No other waveform showing substantial gains over OFDM motivating a different choice has emerged").

Для достижения высокой спектральной эффективности OFDM используется в сочетании с видами модуляции, требующими когерентно-

го приема. Это, в свою очередь, требует наличия информации о состоянии канала связи (Channel State Information – CSI) на приемной стороне. Таким образом, классическая процедура приема OFDM-сигнала включает в себя следующие отдельные этапы: оценку CSI, компенсацию искажений и демодуляцию данных. При этом приемник должен быть работоспособным в широком диапазоне свойств многолучевого канала связи с замираниями.

В последнее время большое внимание привлекли подходы к приему OFDM-сигнала, основанные на нейронных сетях. Рассматриваются различные концепции, среди которых замена отдельных блоков в классическом приемнике обучаемыми нейронными сетями, а также совместная оптимизация нескольких операций.

Один из возможных подходов – повышение качества оценки CSI с помощью нейронных сетей. Эта проблема обычно рассматривается как задача обработки изображений, которая сочетает в себе масштабирование изображения и его очистку от шума. Предлагаемые решения основаны на сверточных нейронных сетях [4], также используются остаточное обучение [5], генеративные состязательные сети [6], сети с долгой кратковременной памятью [7], сети сжатия и реконструкции [8].

Более сложный подход рассмотрен в [9], где нейронные сети заменяют несколько отдельных блоков OFDM-приемника. В предложенной структуре используются 3 отдельные обучаемые сети, которые выполняют оценку CSI, демодуляцию квадратурной амплитудной модуляции (КАМ) и декодирование помехоустойчивого кода.

В [10] используется единая нейронная сеть для совместного выполнения оценки канала, компенсации искажений и демодуляции данных. Сеть использует архитектуру многослойного персептрона (MultiLayer Perceptron – MLP). Она обрабатывает очень короткие порции OFDM-сигнала (два OFDM-символа во временной области с 64 поднесущими). Описанный способ требует частого размещения пилот-символов во временной области и не может быть непосредственно использован с режимами модуляции, отличными от бинарной или квадратурной фазовой манипуляции (ФМ), где для принятия решений о значениях битов до-

статочно определить знаки величин, полученных после компенсации искажений.

В [11] исследуется концепция непрерывного переобучения приемника OFDM на основе нейронной сети. Это переобучение позволяет приемнику адаптироваться к новым непредвиденным свойствам канала связи. Сам приемник основан на рекуррентной нейронной сети. Показано, что такая адаптивность обеспечивает некоторый выигрыш в производительности по сравнению с универсальным приемником, особенно в экстремальных сценариях, выходящих за рамки предусмотренных требований.

Также предпринимаются попытки заменить весь приемник OFDM, включая операцию быстрого преобразования Фурье (БПФ), одной нейронной сетью [12].

Анализ публикаций показывает, что нейросети, используемые в них для приема OFDM-сигналов, обучаются для применения в одной конкретной конфигурации системы связи – фиксированными являются число поднесущих, количество и размещение пилот-символов, вид модуляции. Ниже приводятся некоторые примеры:

- [4–6]: 72 поднесущие, 14 OFDM-символов;
- [7, 10]: 64 поднесущие, 2 OFDM-символа, модуляция КАМ-4;
- [8]: 72 поднесущие, 28 OFDM-символов, модуляция КАМ-256;
- [9]: 52 поднесущие, модуляция КАМ-16;
- [11]: 64 поднесущие, 36 OFDM-символов, модуляция КАМ-16.

При таком подходе для каждой возможной конфигурации системы необходима соответствующая обученная нейросеть. Это может быть приемлемо для нестандартных систем конкретного назначения, имеющих единственную возможную конфигурацию, однако плохо подходит для систем, где параметры конфигурации, такие, как, например, схема модуляции и кодирования, адаптируются к текущим условиям. Цель исследований авторов статьи – решить данную проблему декомпозицией нейросетевого приемника на модули, выполняющие разные функции. В результате была предложена структура, обладающая следующими чертами:

- явные процедуры оценки CSI и компенсации внесенных каналом искажений отсутству-

ют, нейросеть напрямую формирует битовые решения, используя входные данные, полученные после БПФ в приемнике;

- приемник может работать не только с ФМ-, но и с КАМ-созвездиями;

- нейросеть состоит из двух блоков, один из которых специфичен для конкретной конфигурации пилот-сигналов, а второй – для конкретного вида модуляции, причем эти блоки могут использоваться в различных комбинациях;

- в отличие от публикаций, где нейросетевой приемник также разделен на блоки (например, [9]), для внутреннего сигнала на стыке упомянутых блоков нейросети нет конкретного обучающего образца – это некое промежуточное представление сигнала, формируемое самой нейросетью в процессе обучения;

- чтобы разработанный приемник мог использоваться в OFDM-системах с различным числом поднесущих, частотно-временной блок после дискретного преобразования Фурье в приемнике для подачи на вход нейросети разбивается на сравнительно узкополосные (возможно, перекрывающиеся) фрагменты, сдвиг по частоте между которыми кратен периоду структуры пилот-символов. Таким образом, приемник обрабатывает узкополосные фрагменты OFDM-сигнала отдельно, не полагаясь на пилот-символы, расположенные за пределами этих фрагментов. Это позволяет легко использовать такой приемник для обработки OFDM-сигналов с различной шириной спектра.

В данной статье развиваются идеи, исходно представленные в [13], где была предложена модульная структура OFDM-приемника и выполнено его обучение для одного конкретного вида модуляции (КАМ-16). В настоящей статье рассматриваются прежде всего особенности, связанные с построением гибко конфигурируемой модульной нейросети, позволяющей работать с разными видами модуляции.

Модель системы и классический подход к приему сигнала. Рассматривается OFDM-система с квадратурной модуляцией и частотно-селективным каналом с замираниями. Принятый сигнал в такой системе, после БПФ в приемнике, может быть описан следующей формулой:

$$Y_{n,k} = X_{n,k}H_{n,k} + W_{n,k}, \quad (1)$$

где $n = 1, \dots, N_T$ и $k = 1, \dots, N_{SC}$ – индексы времени и частоты соответственно (N_T и N_{SC} – количество OFDM-символов и количество поднесущих в анализируемом блоке соответственно); $X_{n,k}$, $H_{n,k}$, $W_{n,k}$ и $Y_{n,k}$ – переданное значение, коэффициент усиления канала связи, значение аддитивного белого гауссовского шума и принятое значение в частотно-временной позиции (n, k) соответственно.

В (1) предполагается, что длина циклического префикса в OFDM-сигнале не меньше, чем длина импульсной характеристики канала связи во временной области. Эта модель также предполагает, что состояние канала меняется медленно и его можно считать постоянным в пределах OFDM-символа.

Для некоторых частотно-временных позиций (n, k) передаваемые значения $X_{n,k}$ являются пилот-символами, известными на приемной стороне. Остальные позиции содержат неизвестные символы данных из используемого КАМ-созвездия.

Отношение сигнал/шум (Signal-to-Noise Ratio – SNR) определяется как отношение средних мощностей слагаемых, соответствующих полезному сигналу и шуму в (1):

$$\text{SNR} = \frac{\overline{|X_{n,k}H_{n,k}|^2}}{\overline{|W_{n,k}|^2}},$$

где черта сверху – статистическое усреднение.

Классический подход к приему OFDM-сигналов состоит из трех этапов:

1. Исходя из известных значений пилот-символов вычисляются оценки CSI $\hat{H}_{n,k}$ для всех частотно-временных позиций (n, k) , содержащих символы данных.

2. Для символов данных компенсируются внесенные каналом связи искажения делением принятых значений $Y_{n,k}$ на полученные оценки CSI:

$$Z_{n,k} = \frac{Y_{n,k}}{\hat{H}_{n,k}} = X_{n,k} \frac{H_{n,k}}{\hat{H}_{n,k}} + \frac{W_{n,k}}{\hat{H}_{n,k}}.$$

3. Символы данных после компенсации ис-

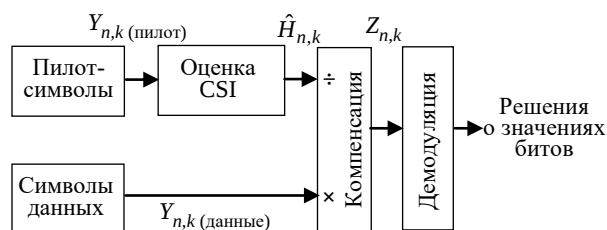


Рис. 1. Классический подход к приему OFDM-сигнала

Fig. 1. Classical approach to OFDM reception

кажений ($Z_{n,k}$) демодулируются для получения жестких или мягких решений о значениях переданных битов.

Эта процедура схематично показана на рис. 1.

Входные данные для нейронной сети. Для рассматриваемого OFDM-приемника на основе нейронной сети входные данные формируются взятием небольшой части частотно-временной сетки $\{X_{n,k}\}$, содержащей как символы данных, так и пилот-символы, и разделением этих комплексных значений на вещественную и мнимую части. Используются прямоугольные фрагменты этой частотно-временной сетки, содержащие N_{SC} поднесущих и N_T OFDM-символов. Такой фрагмент содержит в общей сложности $N_{all} = N_{SC}N_T$ символов, среди которых N_P пилот-символов и $N_{all} - N_P$ символов данных. Все эти символы используются в качестве входных данных нейросети, чтобы облегчить оценку CSI и компенсацию искажений, но демодулируемая часть частотно-временной сетки меньше, она охватывает только N'_{SC} поднесущих и содержит N_d символов данных. На рис. 2 показана конфигурация входных данных, в дальнейшем используемая

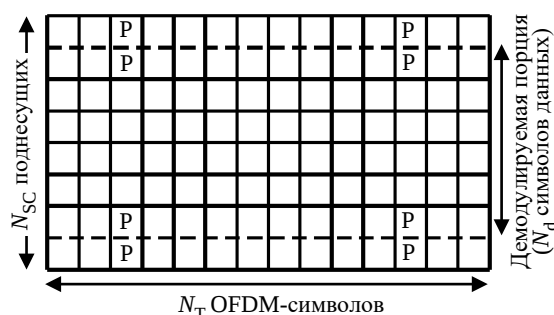


Рис. 2. Входные данные для нейронной сети (пилот-символы обозначены буквой "P")

Fig. 2. Input data for the neural network (pilot symbols are labeled as "P")

для моделирования, где $N_{SC} = 8$, $N'_{SC} = 6$, $N_T = 14$, $N_{all} = 112$, $N_P = 8$ и $N_d = 80$. Такое расположение пилот-символов соответствует второму типу конфигурации опорных сигналов демодуляции (Demodulation Reference Signal – DM-RS) в физическом нисходящем общем канале (Physical Downlink Shared Channel – PDSCH) систем мобильной связи пятого поколения [2].

Целью включения дополнительных $N_{SC} - N'_{SC}$ поднесущих во входные данные нейросети является повышение качества оценки CSI за счет использования этой дополнительной информации.

Таким образом, входные данные являются трехмерным массивом с размерами, равными N_{SC} (поднесущие), N_T (OFDM-символы) и 2 (вещественная и мнимая составляющие).

Нелинейные преобразования чувствительны к уровню обрабатываемого сигнала. Чтобы нейронные сети могли работать в разнообразных условиях с различными мощностями сигнала и шума, входные блоки данных масштабируются таким образом, чтобы их средняя мощность в каждом блоке была равна единице:

$$Y'_{n,k} = \frac{Y_{n,k}}{\sqrt{P_{avg}}},$$

где

$$P_{avg} = \frac{1}{N_T N_{SC}} \sum_{n=1}^{N_T} \sum_{k=1}^{N_{SC}} |Y_{n,k}|^2. \quad (2)$$

Кроме того, поскольку пилот-символы в OFDM-системах обычно имеют псевдослучайные фазовые сдвиги, эти сдвиги перед подачей данных на вход нейросети следует компенсировать.

Архитектура нейронной сети. Соотношение "вход-выход" между принятым сигналом $X_{n,k}$ и решениями о значениях битов b_i представляет собой некоторую нелинейную функцию, которую можно реализовать с помощью универсального аппроксиматора в виде нейронной сети (рис. 3). Однако следует отметить, что различные архитектуры нейронных сетей могут обеспечивать различные компромиссы между качеством работы и сложностью.

Для изучения возможностей OFDM-приемников на основе нейронных сетей в преды-



Рис. 3. Прием OFDM-сигнала с помощью нейросети общего вида

Fig. 3. OFDM signal reception using a general neural network

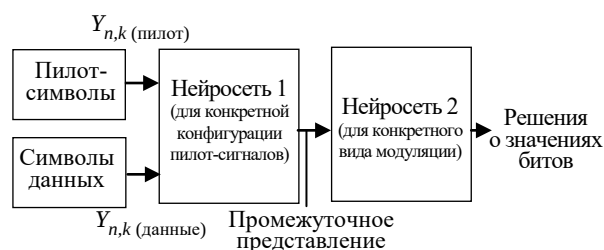


Рис. 4. Прием OFDM-сигнала с помощью модульной нейросети

Fig. 4. OFDM signal reception using a modular neural network

дущей публикации авторов [13] было протестировано несколько архитектур. В результате была предложена структура, состоящая из двух отдельных нейросетей (рис. 4). Первая нейросеть получает на входе блок данных, описанный ранее (см. рис. 2), и формирует на своих выходах некое промежуточное представление символов данных. Таким образом, она неявно реализует оценку состояния канала связи, а также выполняет функции эквалайзера. Вторая нейросеть отвечает за демодуляцию данных. Она получает на входе промежуточное представление символов данных и формирует на своих выходах жесткие или мягкие решения о переданных битах.

Обучение двух нейросетей производится совместно, поэтому для промежуточного представления символов данных нет заданного образца. Таким образом, нейросеть сама формирует структуру этого представления в процессе обучения.

Модульная структура позволяет гибко конфигурировать OFDM-приемник, обучив несколько вариантов первой нейросети для разных конфигураций пилот-сигналов и несколько вариантов второй нейросети для разных видов модуляции.

Далее в [13] была конкретизирована структура двух нейросетей, что привело к получению структуры, показанной на рис. 5. Первая нейросеть представляет собой MLP с одним

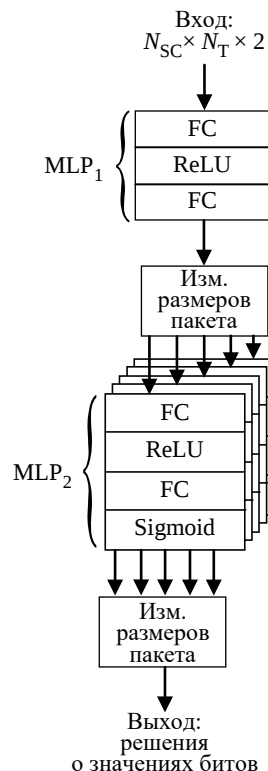


Рис. 5. Детализированная структура модульной нейросети

Fig. 5. Detailed structure of a modular neural network

скрытым слоем, т. е. комбинацию из двух полносвязных (Fully Connected – FC) слоев с нелинейной функцией активации между ними. В качестве этой функции использовался линейный выпрямитель (Rectified Linear Unit – ReLU). Следует отметить, что нелинейное преобразование на выходе этого модуля (на рис. 5 он обозначен как MLP₁) отсутствует.

Вторая нейросеть (MLP₂) состоит из N_d идентичных персептронов, каждый из которых работает с промежуточным представлением одного символа данных. Чтобы реализовать обучение такой сети, в точке стыка первого и второго MLP изменяется размер пакета (batch) – один блок данных размером $N_d l$ (l – некоторое целое число, размерность промежуточного представления) превращается в N_d блоков размером l . На выходе сети производится обратное преобразование размера пакета – N_d блоков из m битовых решений преобразуются в один блок из $N_d m$ элементов. Сами персептроны, как и MLP₁, имеют один скрытый слой с функцией активации ReLU. На выходе этих персептронов для приведения результатов

к диапазону 0...1 используется сигмоидная функция активации. Далее приемник формирует жесткие решения о значениях принятых битов посредством округления.

Процедура обучения. Для обучения описанной сети была смоделирована OFDM-система со следующими параметрами:

- расстояние между поднесущими: 30 кГц;
- число поднесущих: 612 (51 блок ресурсов);
- число OFDM-символов в моделируемом блоке: 14;
- модуляция: KAM-4 ($m=2$), KAM-16 ($m=4$), KAM-64 ($m=6$);
- модель канала: линия задержки с отводами (Tapped Delay Line – TDL) [14] с параметрами, выбираемыми случайным образом для каждого моделируемого блока:
- профиль задержки: выбирается случайным образом из всех пяти профилей TDL (TDL-A, B, C, D, E);
- разброс задержек: выбирается случайным образом из набора {30, 100, 300 нс} (согласно [14], это малый, номинальный и большой разброс соответственно);
- доплеровский разброс: выбирается случайным образом из набора {5, 30, 70, 300 Гц} (это стандартные значения из [15]);
- SNR: 20 дБ для модуляции KAM-4, 30 дБ для модуляции KAM-16, 40 дБ для модуляции KAM-64.

Было смоделировано 1000 блоков (каждый блок охватывает 612 поднесущих и 14 OFDM-символов), и каждый блок был разделен на перекрывающиеся секции, показанные на рис. 2 (8 поднесущих $\times$ 14 символов OFDM). В каждом блоке содержится 101 такая секция; таким образом, результирующий набор данных содержит 101 000 наблюдений.

Входные блоки были масштабированы в соответствии с (2). Кроме того, была реализована простая идеализированная временная синхронизация посредством вычисления взаимной корреляции между переданным и принятым сигналами, определения положения пика и соответствующего временного сдвига принятого сигнала.

Для обучения набора сетей были использованы следующие параметры процесса оптимизации:

- алгоритм оптимизации: Adam [16];

- скорость обучения: $3 \cdot 10^{-4}$;
- максимальное количество эпох: 200;
- размер пакета (N_{batch}): 2048 (это соответствует 49 пакетам на одну эпоху);
- один пакет данных был использован для валидации, остальные наблюдения составили обучающий набор данных;
- период валидации: 10 итераций (приблизительно 5 раз за эпоху);
- критерий валидации: обучение прекращалось, если функция потерь для валидационного набора данных не уменьшалась в течение 10 валидаций;
- для каждой эпохи обучающий набор данных перетасовывался.

В качестве критерия оптимизации была использована логистическая функция потерь (бинарная перекрестная энтропия):

$$L = \sum_{v=1}^{N_{\text{batch}}} \sum_{i=1}^{N_b} [b_{iv} \log(y_{iv}) + (1 - b_{iv}) \log(1 - y_{iv})],$$

где $N_b = N_d m$ – количество битов в одном обрабатываемом блоке; b_{iv} – истинное значение для i -го бита в v -м элементе пакета; y_{iv} – выход нейросети для того же элемента пакета.

Для тестирования полученных нейросетей были смоделированы зависимости частоты битовых ошибок (Bit Error Rate – BER) от SNR с использованием тех же параметров некодированной OFDM-системы и фиксированных наборов параметров канала TDL. Оценки BER усреднялись по 1000 блоков.

Определение гиперпараметров нейросетей. Для определения необходимых размеров слоев нейросетей было выполнено обучение нейросетей, подобных представленной на рис. 5, для конкретных видов модуляции. На этом этапе мерой качества приема служила частота битовых ошибок, полученная на валидационном наборе данных.

Для модуляции KAM-16 (эти результаты были исходно представлены в [13]) были протестированы конфигурации со следующими значениями гиперпараметров:

- размер скрытого слоя MLP_1 : 1024, 2048, 4096;
- размер выхода MLP_1 : 160, 320, 640;

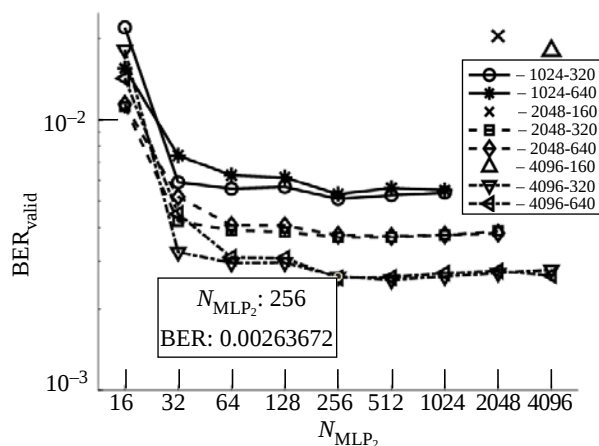


Рис. 6. Зависимость BER от размера скрытого слоя MLP_2 при разных гиперпараметрах MLP_1 , модуляция KAM-16

Fig. 6. BER dependence on the MLP_2 hidden layer size for different neural hyperparameters of MLP_1 , modulation 16QAM

– размер скрытого слоя MLP_2 : степени двойки от 16 до размера скрытого слоя MLP_1 .

На рис. 6 показаны зависимости качества работы сети (BER на валидационном наборе данных – BER_{valid}) от размера скрытого слоя MLP_2 при разных комбинациях размеров, относящихся к MLP_1 (эти комбинации размеров указаны в легенде графика).

При размере выхода MLP_1 , равном 160, для каждого размера скрытого слоя MLP_1 на рис. 6 отображается только одна точка. Эта точка соответствует наибольшему размеру скрытого слоя MLP_2 . Значения BER для этих сетей оказались настолько высоки, что тестировать меньшие размеры скрытого слоя MLP_2 было бесполезно. Эти результаты показывают, что размерность l промежуточных представлений символов данных, равная 2, является недостаточной.

Видно, что значения BER резко падают при увеличении размера скрытого слоя MLP_2 с 16 до 32. После этого значения BER уменьшаются еще немного и перестают меняться для размеров, превышающих 256.

Для размеров выхода MLP_1 , равных 320 ($l = 4$) и 640 ($l = 8$), наименьшие достигнутые значения BER примерно одинаковы. Что касается влияния скрытого слоя MLP_1 , то видно, что показатели BER постепенно улучшаются с увеличением его размера.

Анализ результатов для модуляции KAM-16 позволил выбрать размеры первых двух FC-

слоев, относящихся к персептрону MLP_1 , который должен быть общим для приема всех видов модуляции:

- размер скрытого слоя MLP_1 : 4096;
- размер выхода MLP_1 : 320 ($l = 4$).

Кроме того, в результате анализа этих данных размер скрытого слоя MLP_2 для модуляции KAM-16 был выбран равным 256.

Обучение нейросетей для модуляции KAM-4 и KAM-64 производилось уже при фиксированных размерах слоев MLP_1 , так что изменялись только размеры скрытого слоя MLP_2 в следующих пределах:

- для модуляции KAM-4: степени двойки от 8 до 1024;
- для модуляции KAM-64: степени двойки от 64 до 1024.

Результаты, аналогичные рис. 6, для этих видов модуляции показаны на рис. 7. Точки, соответствующие одному и тому же виду модуляции, соединены линиями.

Из графиков (рис. 7) видно, что для модуляции KAM-4 достаточным размером скрытого слоя MLP_2 является 32, а для KAM-64 – 256.

Итак, в результате анализа полученных зависимостей были выбраны следующие размеры слоев для нейросети, которая будет работать с разными видами модуляции:

- первый MLP : размер скрытого слоя – 4096, размер выходного слоя – 320 (четырёхмерное промежуточное представление для 80 символов данных);

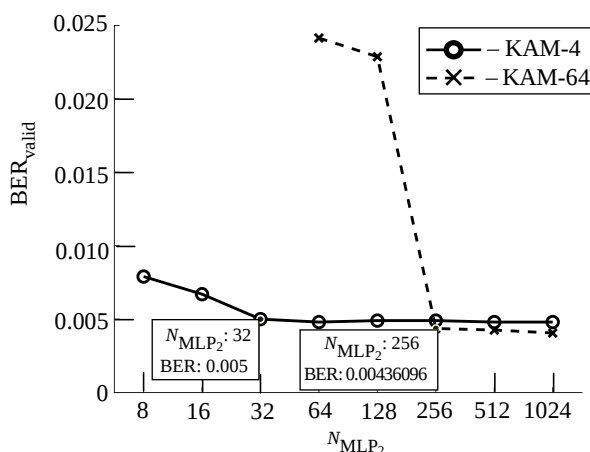


Рис. 7. Зависимость BER от размера скрытого слоя MLP_2 , модуляция KAM-4 и KAM-64

Fig. 7. BER dependence on the MLP_2 hidden layer size, modulation 4QAM and 64QAM

– второй MLP:

- входной размер – 4;
- размер скрытого слоя – 32 для КАМ-4; 256 для КАМ-16 и КАМ-64;
- размер выходного слоя равен числу битов в символе m (2, 4, 6 для КАМ-4; -16 и -64 соответственно).

Персептрон MLP₁ с указанными размерами слоев имеет примерно 2.2 млн обучаемых параметров. Варианты персептрона MLP₂ для модуляции КАМ-4; -16 и -64 имеют, соответственно, 226, 2308 и 2822 обучаемых параметров.

Следует, однако, отметить, что сложность данной нейросети, понимаемая в смысле числа обучаемых параметров, не отражает сложность OFDM-приемника, построенного на ее основе, поскольку в модуле MLP₂ N_d идентичных копий одного и того же персептрона должны работать параллельно. Поэтому при расчете сложности именно приемника (в смысле числа операций N_{op} "умножение-накопление" (Multiply-Accumulate – MAC)) необходимо число обучаемых параметров персептрона MLP₂ умножить на N_d . В результате сложность получившегося приемника для этих видов модуляции составляет приблизительно 2.25, 2.42 и 2.46 млн MAC-операций соответственно.

Обучение универсальной нейросети. Для реализации концепции, показанной на рис. 5, необходимо в результате обучения получить веса MLP₁, обеспечивающие формирование универсальных промежуточных представлений символов данных, пригодных для дальнейшей демодуляции разных видов модуляции. Для достижения этого обучение реализовано в двойном цикле – по порциям эпох и видам модуляции.

Внешний цикл – цикл по порциям обучения, каждая из которых содержала 5 эпох. Внутренний цикл – цикл по видам модуляции. Для каждого вида модуляции генерировался свой набор обучающих данных (его размер здесь был увеличен до 3000 блоков) и создавалась своя нейросеть. Чтобы обучать общий MLP₁ для всех видов модуляции, перед началом очередной порции обучения для очередной нейросети в нее загружались веса MLP₁, достигнутые при обучении предыдущей нейросети. После завершения порции обучения эти веса сохранялись для

дальнейшего использования в качестве начального состояния при обучении других нейросетей. Таким образом достигается оптимизация MLP₁, общего для всех нейросетей, предназначенных для приема разных видов модуляции.

После этого, в качестве финального этапа, для всех видов модуляции проводилось дообучение MLP₂ при "замороженных" весах MLP₁, достигнутых после завершения предыдущего этапа обучения и общих для всех нейросетей.

Зависимость BER от SNR. На рис. 8 показаны зависимости BER от SNR в OFDM-системе без помехоустойчивого кодирования для полученных нейронных сетей (в легенде графиков соответствующие кривые обозначены как "Network") в сравнительно благоприятных условиях канала: профиль задержек TDL-A, номинальный разброс задержек (100 нс), низкий доплеровский разброс (30 Гц). На этих графиках также показаны результаты для нескольких базовых алгоритмов:

– **"Perfect CSI"**: компенсация искажений, внесенных каналом связи, выполняется с использованием истинных значений CSI, извлеченных из модели канала;

– **"Practical CSI"**: компенсация искажений выполняется с помощью "практической оценки", реализованной в пакете расширения MATLAB, предназначенном для моделирования систем мобильной связи пятого поколения (5G Toolbox, функция **nrChannelEstimate** [17]). Здесь эта оценка применяется сразу ко всей полосе сигнала (612 поднесущих);

– **"Practical, blocks"**: та же "практическая" оценка, но примененная к входным блокам из 8 поднесущих (см. рис. 2) по отдельности.

Из графиков (рис. 8) видно, что для модуляции КАМ-4 и КАМ-16 нейросетевой приемник демонстрирует результаты, очень близкие к приемнику с "практической" оценкой CSI, выполненной с использованием всех пилот-символов одновременно (напомним, что рассматриваемая нейросеть для повышения универсальности работает с узкополосными фрагментами сигнала по отдельности). В случае модуляции КАМ-64 достигнутые результаты несколько хуже, но нейросетевой приемник все равно превосходит показатели традиционного приемника, использующего "практическую"

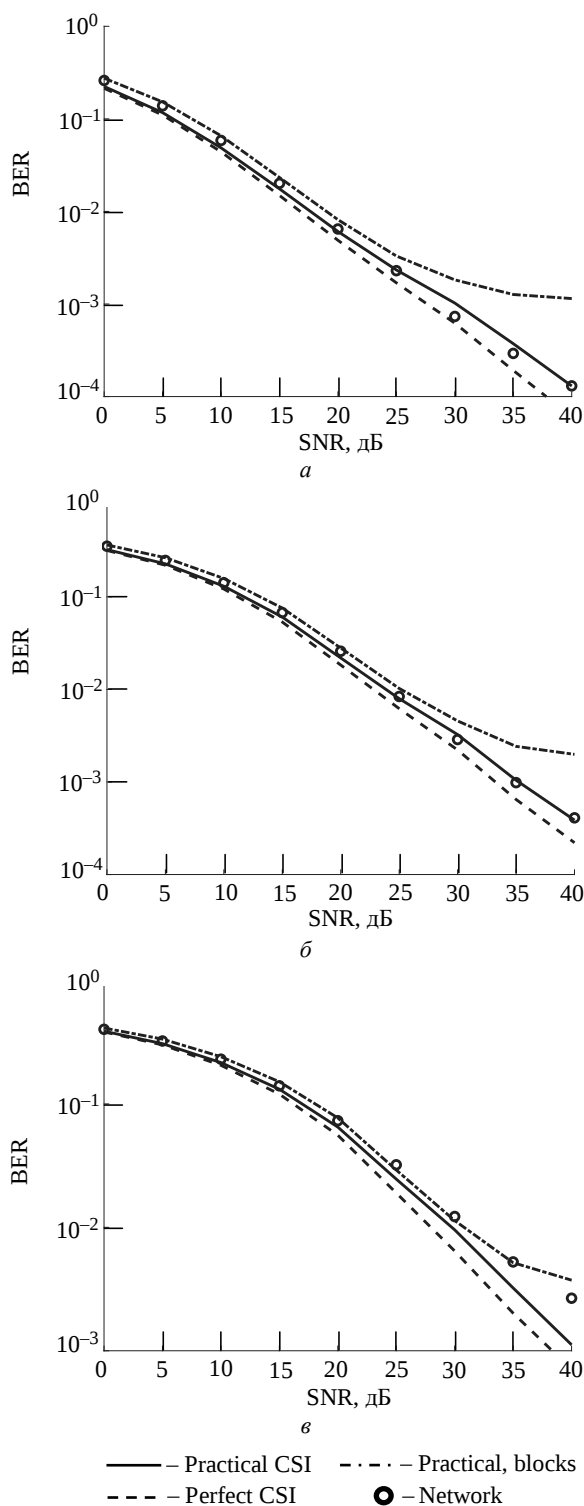


Рис. 8. Зависимость некодированного BER от SNR, канал TDL-A с разбросом задержки 100 нс и доплеровским разбросом 30 Гц при разных видах модуляции: *a* – KAM-4; *б* – KAM-16; *в* – KAM-64

Fig. 8. Uncoded BER vs. SNR, TDL-A channel with 100 ns delay spread and 30 Hz Doppler spread for different modulation: *a* – 4QAM; *б* – 16QAM; *в* – 64QAM

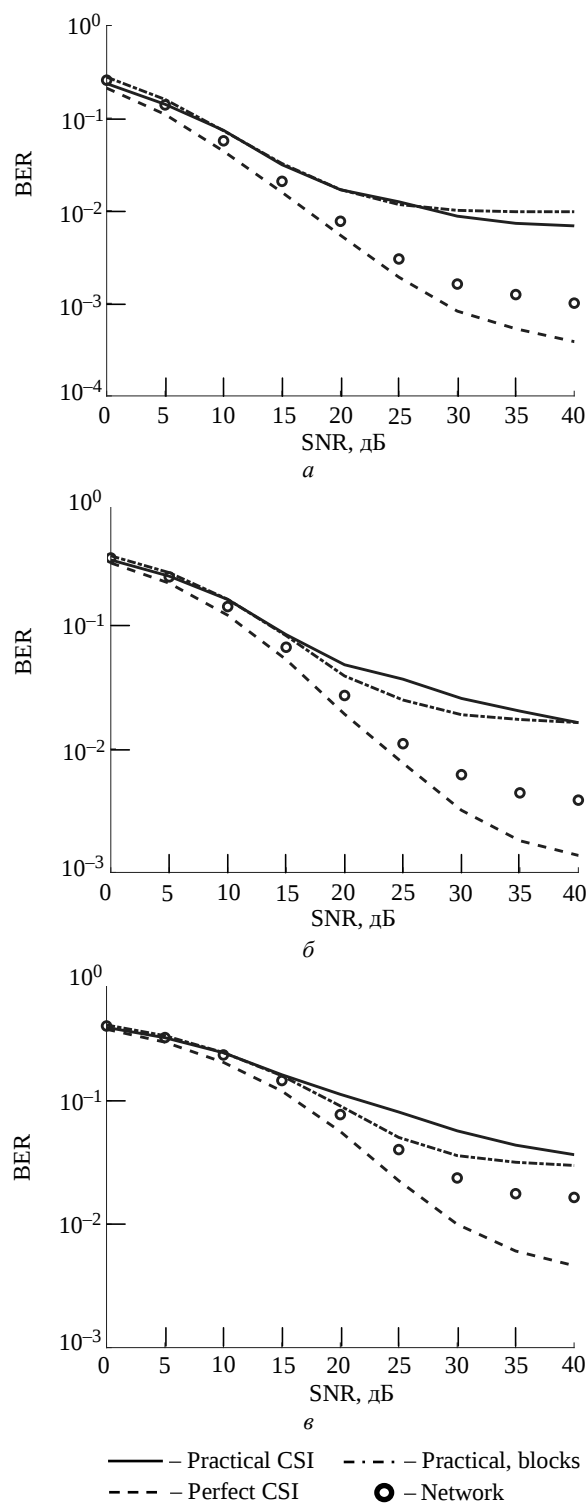


Рис. 9. Зависимость некодированного BER от SNR, канал TDL-C с разбросом задержки 300 нс и доплеровским разбросом 300 Гц при разных видах модуляции: *a* – KAM-4; *б* – KAM-16; *в* – KAM-64

Fig. 9. Uncoded BER vs. SNR, TDL-C channel with 300 ns delay spread and 300 Hz Doppler spread for different modulation: *a* – 4QAM; *б* – 16QAM; *в* – 64QAM

оценку, выполненную по тем же узкополосным блокам, с которыми работает нейросеть.

На рис. 9 показаны аналогичные результаты для более сложных свойств канала связи: про-

филь задержек TDL-C, большой разброс задержек (300 нс), высокий доплеровский разброс (300 Гц). Видно, что в этом случае все методы демонстрируют несократимую ошибку, но приемник на основе нейронной сети превосходит традиционный метод, заметно снижая это несократимое значение BER при использовании всех рассмотренных видов модуляции. Коэффициент снижения уровня несократимой ошибки по сравнению с традиционным приемником, использующим "практическую" оценку, выполняемую по всем пилот-символам блока, составляет:

- 6 для модуляции КАМ-4 (с $6 \cdot 10^{-3}$ до 10^{-3});
- 4 для модуляции КАМ-16 (с $1.6 \cdot 10^{-2}$ до $4 \cdot 10^{-3}$);
- 2.3 для модуляции КАМ-64 (с $3.2 \cdot 10^{-2}$ до $1.4 \cdot 10^{-2}$).

Заключение. В статье была предложена структура нейросетевого приемника OFDM-сигналов, основанного на комбинации двух многослойных перцептронов. Первый из них в неявной форме выполняет оценку CSI и компенсацию искажений, а второй реализует демодуляцию символов данных.

Полученные результаты можно кратко сформулировать следующим образом:

– анализ влияния гиперпараметров на качество работы показал, что для промежуточного внутреннего представления символов данных требуется размерность, превышающая минимально необходимую: использование четырехмерных представлений вместо минимально необходимых двумерных позволило снизить частоту ошибок в 8–15 раз (см. рис. 6);

– оптимизированная сеть для всех рассмотренных видов модуляции продемонстрировала хорошие показатели BER при некодированной передаче, сравнимые с базовыми показателями, при благоприятных условиях канала (умеренный разброс задержек при низком доплеровском разбросе) и превзошла базовые показатели в тяжелых условиях (канал с большим разбросом задержек и высоким доплеровским разбросом). Коэффициент снижения несократимой частоты ошибок в последнем случае составил от 2.3 до 6 раз.

Возможные направления дальнейших исследований:

– применение аналогичного подхода при формировании мягких решений для переданных битов;

– явная реализация внутри обучаемой сети таких конкретных математических операций, как комплекснозначное деление, для облегчения аппроксимации процедур, подобных компенсации канальных искажений.

Список литературы

1. LTE; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical channels and modulation (3GPP TS 36.211 version 18.0.1 Release 18). ETSI, 2024. URL: https://www.etsi.org/deliver/etsi_ts/136200_136299/136211/18.00.01_60/ts_136211v180001p.pdf (дата обращения 09.06.2025).
2. 5G; NR; Physical channels and modulation (3GPP TS 38.211 version 18.2.0 Release 18). ETSI, 2024. URL: https://www.etsi.org/deliver/etsi_ts/138200_138299/138211/18.02.00_60/ts_138211v180200p.pdf (дата обращения 09.06.2025).
3. 6G RAN – key building blocks for new 6G radio access networks. URL: <https://www.ericsson.com/en/blog/2024/5/future-6g-radio-access-network-design-choices> (дата обращения 04.12.2024).
4. Deep learning-based channel estimation / M. Soltani, V. Pourahmadi, A. Mirzaei, H. Sheikhzadeh // IEEE Communications Let. 2019. Vol. 23, № 4. P. 652–655. doi: 10.1109/LCOMM.2019.2898944
5. Luan D., Thompson J. Low complexity channel estimation with neural network solutions // 25th Intern. ITG Workshop on Smart Antennas, French Riviera, France, 10–

12 Nov. 2021. IEEE, 2021. P. 1–6.

6. Zhao S., Fang Y., Qiu L. Deep learning-based channel estimation with SRGAN in OFDM systems // IEEE Wireless Communications and Networking Conf. (WCNC), Nanjing, China, 29 March–01 Apr. 2021. IEEE, 2021. P. 1–6. doi: 10.1109/WCNC49053.2021.9417242

7. Deep learning channel estimation for OFDM 5G systems with different channel models / A. S. M. Mohammed, A. I. A. Taman, A. M. Hassan, A. Zekry // Wireless Personal Communications. 2023. Vol. 128, № 4. P. 2891–2912. doi: 10.1007/s11277-022-10077-6

8. Peng Q., Li J., Shi H. Deep learning based channel estimation for OFDM systems with doubly selective channel // IEEE Communications Let. 2022. Vol. 26, № 9. P. 2067–2071. doi: 10.1109/LCOMM.2022.3187161

9. Neural network-based OFDM receiver for resource constrained IoT devices / N. Soltani, H. Cheng, M. Belgiovine, Y. Li, H. Li, B. Azari, S. D'Oro, T. Imbiriba, T. Melodia, P. Closas, Y. Wang, D. Erdogmus, K. Chowdhury // IEEE Internet of Things Magazine.

2022. Vol. 5, № 3. P. 158–164.

doi: 10.1109/IOTM.001.2200051

10. Ye H., Li G. Y., Juang B.-H. Power of deep learning for channel estimation and signal detection in OFDM systems // IEEE Wireless Communications Let. 2018. Vol. 7, № 1. P. 114–117.

doi: 10.1109/LWC.2017.2757490

11. Adaptive neural network-based OFDM receivers / M. B. Fischer, S. Dörner, S. Cammerer, T. Shimizu, H. Lu, S. T. Brink // IEEE 23rd Intern. Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communication (SPAWC). 2022. P. 1–5.

doi: 10.1109/SPAWC51304.2022.9833970

12. A signal processing method of OFDM communication receiver based on CNN / B. Wang, H. Dai, K. Xu, Y. Sun, Y. Zhang, P. Li // Physical Communication. 2023. Vol. 59. Art. № 102055.

doi: 10.1016/j.phycom.2023.102055

13. Sergienko A. B., Apalina P. V., Lebedinskaya A. D. Reception of OFDM signals in narrow subbands by a neural network-based receiver with batch reshape // IEEE 3rd Intern. Conf. on Problems of Informatics,

Electronics and Radio Engineering (PIERE), Novosibirsk, 15–17 Nov. 2024. IEEE, 2024. P. 70–75.

doi: 10.1109/PIERE62470.2024.10804946

14. 5G; Study on channel model for frequencies from 0.5 to 100 GHz (3GPP TR 38.901 version 16.1.0 Release 16). ETSI, 2020. URL: https://www.etsi.org/deliver/etsi_tr/138900_138999/138901/16.01.00_60/tr_138901v160100p.pdf (дата обращения 09.06.2025).

15. LTE; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); User Equipment (UE) radio transmission and reception (3GPP TS 36.101 version 17.12.0 Release 17). ETSI, 2024. URL: https://www.etsi.org/deliver/etsi_ts/136100_136199/136101/17.12.00_60/ts_136101v171200p.pdf (дата обращения 09.06.2025).

16. Kingma D. P., Ba J. Adam: A method for stochastic optimization // Intern. Conf. on Learning Representations (ICLR). 2015. P. 1–15.

doi: 10.48550/arXiv.1412.6980

17. MATLAB 5G Toolbox, Documentation for nrChannelEstimate function. URL: <https://www.mathworks.com/help/5g/ref/nrchannelestimate.html> (дата обращения 04.12.2024).

Информация об авторах

Сергиенко Александр Борисович – кандидат технических наук (1995), доцент (1998), профессор кафедры теоретических основ радиотехники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 140 научных работ. Сфера научных интересов – обработка сигналов в системах цифровой связи.

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

E-mail: absergienko@etu.ru

<https://orcid.org/0000-0003-0968-9708>

Апалина Полина Владимировна – магистр по направлению "Радиотехника" (2022, Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)), аспирантка кафедры теоретических основ радиотехники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 11 научных работ. Сфера научных интересов – сигнально-кодовые конструкции для некогерентного приема.

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

E-mail: pvapalina@etu.ru

<https://orcid.org/0000-0002-5636-8344>

Лебединская Анастасия Дмитриевна – магистр по направлению "Радиотехника" (2023, Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)), аспирантка кафедры теоретических основ радиотехники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор двух научных публикаций. Сфера научных интересов – рандомизированные алгоритмы декодирования помехоустойчивых кодов.

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

E-mail: lad6575@mail.ru

<https://orcid.org/0009-0004-3644-8306>

References

1. LTE; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical channels and modulation (3GPP TS 36.211 version 18.0.1 Release 18). ETSI, 2024. Available at: https://www.etsi.org/deliver/etsi_ts/136200_136299/136211/18.00.01_60/ts_136211v180001p.pdf (accessed 09.06.2025).

2. 5G; NR; Physical channels and modulation (3GPP TS 38.211 version 18.2.0 Release 18). ETSI, 2024. Available at: https://www.etsi.org/deliver/etsi_ts/138200_138299/138211/18.02.00_60/ts_138211v180200p.pdf (accessed 09.06.2025).

3. 6G RAN – key building blocks for new 6G radio access networks. Available at: <https://www.ericsson.com/en/blog/2024/5/future-6g-radio-access-network-design-choices> (accessed 04.12.2024).
4. Soltani M., Pourahmadi V., Mirzaei A., Sheikhzadeh H. Deep Learning-Based Channel Estimation. *IEEE Communications Let.* 2019, vol. 23, no. 4, pp. 652–655. doi: 10.1109/LCOMM.2019.2898944
5. Luan D., Thompson J. Low Complexity Channel Estimation with Neural Network Solutions. 25th Intern. ITG Workshop on Smart Antennas, French Riviera, France, 10–12 Nov. 2021. *IEEE*, 2021, pp. 1–6.
6. Zhao S., Fang Y., Qiu L. Deep Learning-Based Channel Estimation with SRGAN in OFDM Systems. *IEEE Wireless Communications and Networking Conf. (WCNC)*, Nanjing, China, 29 March–01 Apr. 2021. *IEEE*, 2021, pp. 1–6. doi: 10.1109/WCNC49053.2021.9417242
7. Mohammed A. S. M., Taman A. I. A., Hassan A. M., Zekry A. Deep Learning Channel Estimation for OFDM 5G Systems with Different Channel Models. *Wireless Personal Communications*. 2023, vol. 128, no. 4, pp. 2891–2912. doi: 10.1007/s11277-022-10077-6
8. Peng Q., Li J., Shi H. Deep Learning Based Channel Estimation for OFDM Systems with Doubly Selective Channel. *IEEE Communications Let.* 2022, vol. 26, no. 9, pp. 2067–2071. doi: 10.1109/LCOMM.2022.3187161
9. Soltani N., Cheng H., Belgiovine M., Li Y., Li H., Azari B., D'Oro S., Imbiriba T., Melodia T., Closas P., Wang Y., Erdogmus D., Chowdhury K. Neural Network-Based OFDM Receiver for Resource Constrained IoT Devices. *IEEE Internet of Things Magazine*. 2022, vol. 5, no. 3, pp. 158–164. doi: 10.1109/IOTM.001.2200051
10. Ye H., Li G. Y., Juang B.-H. Power of Deep Learning for Channel Estimation and Signal Detection in OFDM Systems. *IEEE Wireless Communications Let.* 2018, vol. 7, no. 1, pp. 114–117. doi: 10.1109/LWC.2017.2757490
11. Fischer M. B., Dörner S., Cammerer S., Shimizu T., Lu H., Brink S. T. Adaptive Neural Network-Based OFDM Receivers. *IEEE 23rd Intern. Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communication (SPAWC)*. 2022, pp. 1–5. doi: 10.1109/SPAWC51304.2022.9833970
12. Wang B., Dai H., Xu K., Sun Y., Zhang Y., Li P. A Signal Processing Method of OFDM Communication Receiver Based on CNN. *Physical Communication*. 2023, vol. 59, art. no. 102055. doi: 10.1016/j.phycom.2023.102055
13. Sergienko A. B., Apalina P. V., Lebedinskaya A. D. Reception of OFDM Signals in Narrow Subbands by a Neural Network-Based Receiver with Batch Reshape. *IEEE 3rd Intern. Conf. on Problems of Informatics, Electronics and Radio Engineering (PIERE)*, Novosibirsk, 15–17 Nov. 2024. *IEEE*, 2024, pp. 70–75. doi: 10.1109/PIERE62470.2024.10804946
14. 5G; Study on channel model for frequencies from 0.5 to 100 GHz (3GPP TR 38.901 version 16.1.0 Release 16). ETSI, 2020. Available at: https://www.etsi.org/deliver/etsi_tr/138900_138999/138901/16.01.00_60/tr_138901v160100p.pdf (accessed 09.06.2025).
15. LTE; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); User Equipment (UE) radio transmission and reception (3GPP TS 36.101 version 17.12.0 Release 17). ETSI, 2024. Available at: https://www.etsi.org/deliver/etsi_ts/136100_136199/136101/17.12.00_60/ts_136101v171200p.pdf (accessed 09.06.2025).
16. Kingma D. P., Ba J. Adam: A Method for Stochastic Optimization. *Intern. Conf. on Learning Representations (ICLR)*. 2015, pp. 1–15. doi: 10.48550/arXiv.1412.6980
17. MATLAB 5G Toolbox, Documentation for nrChannelEstimate function. Available at: <https://www.mathworks.com/help/5g/ref/nrchannelestimate.html> (accessed 04.12.2024).

Information about the authors

Alexander B. Sergienko, Cand. Sci. (Eng.) (1995), Associate Professor (1998), Professor of the Department of Theoretical Fundamentals of Radio Engineering of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of more than 140 scientific publications. Area of expertise: signal processing in digital communications.

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

E-mail: absrgienko@etu.ru

<https://orcid.org/0000-0003-0968-9708>

Polina V. Apalina, Master's degree in Radio Engineering (2022, Saint Petersburg Electrotechnical University), Postgraduate student of the Department of Theoretical Fundamentals of Radio Engineering of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 11 scientific publications. Area of expertise: coded modulation for noncoherent reception.

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

E-mail: pvapalina@etu.ru

<https://orcid.org/0000-0002-5636-8344>

Anastasia D. Lebedinskaya, Master's degree in Radio Engineering (2023, Saint Petersburg Electrotechnical University), Postgraduate student of the Department of Theoretical Fundamentals of Radio Engineering of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 2 scientific publications. Area of expertise: randomized algorithms for decoding of error-correcting codes.

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

E-mail: lad6575@mail.ru

<https://orcid.org/0009-0004-3644-8306>

Телевидение и обработка изображений

Статья посвящена 80-летию факультета радиотехники и телекоммуникаций

УДК 654.1

Научная статья

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2025-28-3-24-41>

Метод оценки ошибки метамеризма наблюдателя для современных дисплеев

А. А. Мотыко^{1,2✉}, Н. А. Обухова², К. А. Смирнов^{1,2}

¹Санкт-Петербургский государственный университет, Санкт-Петербург, Россия

²Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ"
им. В. И. Ульянова (Ленина), Санкт-Петербург, Россия

✉ motyko.alexandr@yandex.ru

Аннотация

Введение. Появление воспроизводящих устройств с широким цветовым охватом (светодиодные, лазерные или OLED) обострило проблему цветопередачи, связанную с индивидуальными отличиями функций цветового соответствия (ФЦС) различных пользователей и называемую ошибкой метамеризма наблюдателя. В настоящее время к широкому цветовому охвату стремятся разработчики и дисплеев смартфонов, и телевизоров, и других воспроизводящих устройств, при этом методика оценки выраженности ошибки метамеризма наблюдателя для конкретного устройства отсутствует.

Цель работы. Создание методики оценки выраженности ошибки метамеризма наблюдателя, в результате которой для конкретного воспроизводящего устройства будет возможно оценить необходимость специализированной цветокоррекции, позволяющей компенсировать соответствующую ошибку цветопередачи.

Материалы и методы. Используются "категориальные наблюдатели" – результат кластеризации ФЦС отдельных индивидуумов. Описана основанная на решении оптимизационной задачи процедура поиска пар цветов, которые при воспроизведении на дисплее с тремя опорными цветами были бы неразличимы одним категориальным наблюдателем, но выглядели бы различно для другого, т. е. вызывали бы эффект ошибки метамеризма наблюдателя. Исходя из выраженности ошибок на найденных парах цветов для набора категориальных наблюдателей делается вывод о необходимости специализированной коррекции для воспроизводящего устройства.

Результаты. Показано, что ошибка метамеризма наблюдателя проявляется уже на существующих дисплеях. С развитием дисплеев и увеличением цветового охвата за счет сужения спектральных характеристик основных цветов ошибка будет проявляться все более выраженно, что обуславливает необходимость специальной цветокоррекции.

Заключение. Предложена методика оценки выраженности ошибки метамеризма наблюдателя для воспроизводящего устройства, которая позволяет обосновать необходимость специализированной цветокоррекции, обеспечивающей компенсацию соответствующей ошибки цветопередачи.

Ключевые слова: СВЧ, отражательные антенные решетки, полоса рабочих частот, коэффициент усиления, ячейка Флоке

Для цитирования: Мотыко А. А., Обухова Н. А., Смирнов К. А. Метод оценки ошибки метамеризма наблюдателя для современных дисплеев // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2025. Т. 28, № 3. С. 24–41.

doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-3-24-41

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Источник финансирования. Исследование (разделы "Метод" и "Результат исследования") выполнено при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации в рамках реализации научного проекта по соглашению № 075-15-2025-013.

Статья поступила в редакцию 13.12.2024; принята к публикации после рецензирования 19.05.2025; опубликована онлайн 30.06.2025

Estimation of Observer Metameric Failure when Using Modern Displays

Alexander A. Motyko^{1,2✉}, Natalia A. Obukhova², Konstantin A. Smirnov^{1,2}

¹Saint Petersburg State University, St Petersburg, Russia

²Saint Petersburg Electrotechnical University, St Petersburg, Russia

✉ motyko.alexandr@yandex.ru

Abstract

Introduction. The advent of wide-gamut color reproduction devices (LED, laser, or OLED) has exacerbated the problem of color rendering related to individual differences in color perception and referred to as observer metamerism failure. Currently, designers of smartphone and TV displays, as well as other playback devices, are aiming to reach a wider gamut; however, there is a lack of device-specific methodologies for assessing the degree of observer metamerism failure.

Aim. To develop a method for estimating the degree of observer metamerism failure. This method can be used to assess the need for a color correction of a particular device in order to compensate for the color rendering problem.

Materials and methods. Categorical observers, formed by clustering of color matching functions of individual users, were used. The procedure of searching for pairs of colors that would be indistinguishable for one categorical observer, but would look different for another, i.e., would cause an observer metamerism failure, was developed based on the solution of an optimization problem. The decision on the need to implement a color correction for the designed device is made based on the degree of errors on the found pairs of colors for a set of categorical observers.

Results. It was shown that modern displays are already associated with the effect of observer metamerism failure. Further development of display technologies and an extension of color coverage due to narrowing of spectral characteristics of basic colors will make the problem of observer metamerism failure more pronounced, thus requiring special measures of color correction.

Conclusion. A method for estimating the degree of observer metamerism failure for a particular color reproduction device is proposed. This method can be used to assess the need for implementing color correction measures to compensate for the problem of color rendering by individual users.

Keywords: observer metamerism error, colorimetry, color rendering, displays, color perception

For citation: Motyko A. A., Obukhova N. A., Smirnov K. A. Estimation of Observer Metameric Failure when Using Modern Displays. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2025, vol. 28, no. 3, pp. 24–41.

doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-3-24-41

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

Source of funding. The study (presented in sections "Method" and "Research result") was carried out with the financial support of the Ministry of Science and Higher Education of the Russian Federation in the framework of a scientific project under agreement No. 075-15-2025-013.

Submitted 13.12.2024; accepted 19.05.2025; published online 30.06.2025

Введение. Зрительная система человека характеризуется спектральной чувствительностью трех типов рецепторов – колбочек, расположенных на сетчатке глаза. В зависимости от воспринимаемого диапазона длин волн (длинные, средние и короткие соответственно) различают рецепторы L, M и S (рис. 1).

Важным феноменом зрительной системы для формирования цветных изображений на воспроизводящих устройствах является так называемый метамеризм – явление, при кото-

ром цветовые стимулы с различным спектральным составом воспринимаются человеком одинаково как некоторый цвет. Благодаря метамеризму дисплеи способны достаточно точно воспроизводить заданные цвета, генерируя метамеры посредством всего лишь трех сигналов – опорных цветов R, G, B.

В теории цвета для моделирования человеческого цветовосприятия используют модели стандартного колориметрического наблюдателя для различных углов поля зрения – 2 и 10°, обозначае-

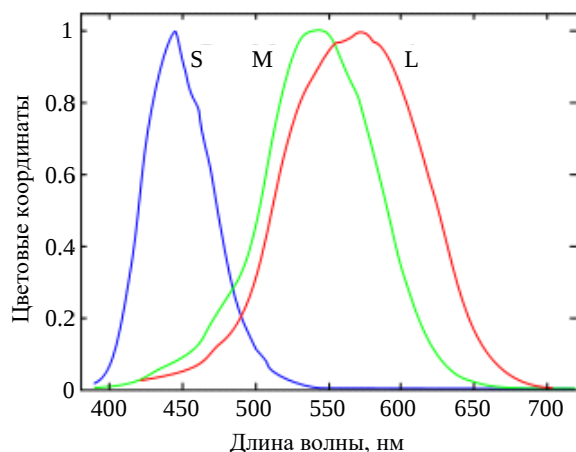


Рис. 1. Спектральная характеристика зрительной системы человека

Fig. 1. Spectral characterization of the human visual system

мые, соответственно, 2-CMF1931 и 10-CMF1964 [1]. В данном случае год соответствует дате принятия стандарта, а аббревиатура CMF означает "функции цветового соответствия" (ФЦС). ФЦС обычно заданы в цветовом пространстве XYZ и являются результатом пересчета измеренных в эксперименте характеристик LMS для группы людей (рис. 2). При этом индивидуальные различия в цветовосприятии не учитываются, оценки ФЦС представляют собой результаты усреднения по группе респондентов, причем небольшой – так в исследовании 31-го года [2] (основание для 2-CMF1931) был всего 21 респондент, а в исследовании 59-го года (основание для 10-CMF1964) – 51 [3].

Очевидно, что существуют индивидуальные различия в ФЦС. Вариативность для 51 человека, принимавшего участие в исследова-

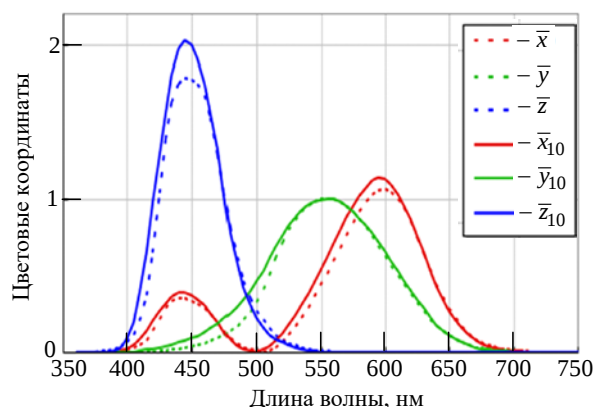


Рис. 2. Модели CIE стандартного колориметрического наблюдателя 1931 г. (пунктирные линии) и 1964 г. (сплошные линии)

Fig. 2. CIE models of the Standard Colorimetric Observer 1931 (dashed lines) and 1964 (solid lines)

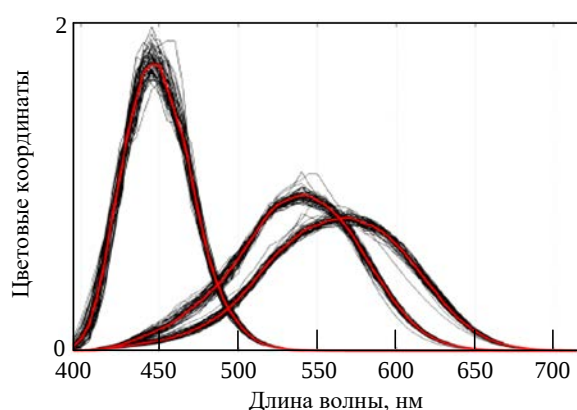


Рис. 3. LMS 51 респондента [3] (черные линии), современные функции цветового соответствия [5]

Fig. 3. LMS 51 respondents [3] (black lines), state of the art color matching functions [5]

нии [3], отражена на рис. 3 [4]. Тем не менее в колориметрии уточняются [5] и по-прежнему используются усредненные оценки.

Причина в том, что до последнего времени индивидуальные отличия характеристик зрительной системы человека на практике не играли никакой роли.

На рис. 4 приведены графики для дисплея SONY CRT BVM32.

Видно, что у относительно старого дисплея спектральные характеристики достаточно широкополосные. В результате, за счет того что цвет, воспроизводимый дисплеем и воспринимаемый человеком (например, в координатах цветового пространства XYZ), определяется интегрированием:

$$X = \int_{\lambda} E(\lambda) \bar{x}(\lambda) d\lambda;$$

$$Y = \int_{\lambda} E(\lambda) \bar{y}(\lambda) d\lambda;$$

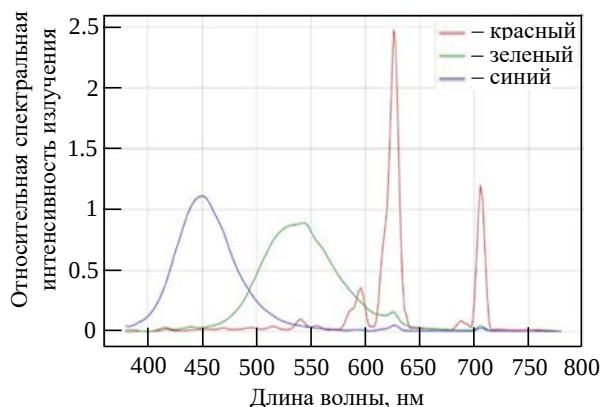


Рис. 4. Спектральные характеристики CRT BVM32

Fig. 4. Spectral characteristics of CRT BVM32

$$Z = \int_{\lambda} E(\lambda) \bar{z}(\lambda) d\lambda;$$

$$E(\lambda) =$$

$$= R SPD_r(\lambda) + G SPD_g(\lambda) + B SPD_b(\lambda),$$

где $E(\lambda)$ – спектр излучения дисплея, представляющий собой сумму спектральных характеристик основных цветов $SPD_{r,g,b}(\lambda)$, умноженных на коэффициенты (координаты в дисплейной системе) воспроизводимого цвета R, G, B ; $x(\lambda), y(\lambda), z(\lambda)$ – ФЦС стандартного наблюдателя, небольшие отличия в ФЦС конкретного пользователя нивелируются. Именно поэтому вплоть до недавнего времени довольно грубые оценки ФЦС стандартного наблюдателя обеспечивали необходимую точность цветопередачи – индивидуальные отличия компенсировались при интегрировании со спектральными характеристиками дисплеев.

Появление на современном этапе технологий воспроизводящих устройств с широким цветовым охватом (светодиодные, лазерные или OLED) выявило проблему цветопередачи, связанную с индивидуальными отличиями ФЦС различных пользователей. Причина заключается в том, что для обеспечения большего цветового охвата необходимо делать спектральные характеристики основных цветов более узкополосными. На рис. 5 изображены характеристики лазерных дисплеев IMAX.

Еще одной иллюстрацией процесса сужения спектральных характеристик основных цветов по мере развития технологий дисплеев служит рис. 6.

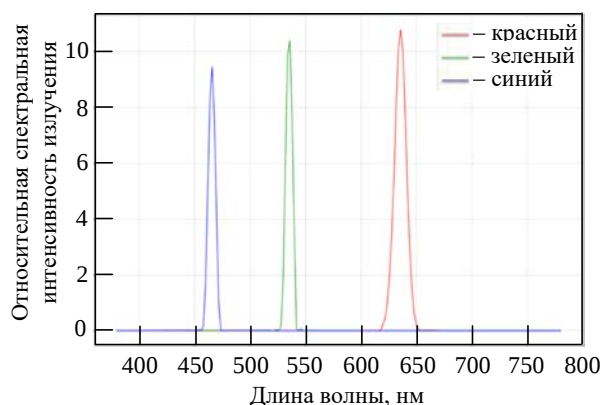


Рис. 5. Спектральные характеристики лазерного дисплея IMAX
Fig. 5. Spectral characteristics of the laser IMAX display

На рисунке видно, что по мере приближения к широкому цветовому охвату BT.2020 спектральные характеристики основных цветов дисплеев становятся все более узкополосными. Чем более узкополосные спектральные характеристики у устройства воспроизведения, тем более будут влиять на точность цветопередачи индивидуальные особенности ФЦС, тем более вероятна ситуация, в которой два стимула с разными спектрами воспринимаются одинаково для одного наблюдателя (как метамеры) и как разные цвета для другого наблюдателя. Данный эффект называется ошибкой метамеризма наблюдателя (ОМН) [6]. Число публикаций, посвященных данной проблеме, начинает увеличиваться с 2014–2016 гг. [4], что неслучайно, так как примерно совпадает с выходом на рынок дисплеев с широким цветовым охватом, в частности с появлением кинотеатров с IMAX laser, т. е. с моментом, когда ОМН уже принципиально могла начать проявляться на практике. В настоящее время к широкому цветовому охвату стремятся разработчики и дисплеев смартфонов, и домашних телевизоров, а следовательно проблема ОМН будет проявляться все острее. Вопросу оценки выраженности ОМН на современных воспроизводящих устройствах посвящена данная статья.

Обзор предметной области. Существуют исследования, посвященные изучению феномена метамеризма наблюдателя и его влияния на технологии, а также оценке выраженности метамеризма наблюдателя в существующих устройствах и различным решениям для преодоления этой проблемы. В [7, 8] предложены подходы для уменьшения ошибки цветопередачи, связанной с метамеризмом наблюдателя для некоторых идеализированных дисплеев с тремя опорными цветами или для дисплеев, обладающих большим цветовым охватом с числом опорных цветов, превышающим три [9]. Также были предложены персонализированные системы репродукции цвета для минимизации ОМН на основе матричных цветокорректоров [10], новых "категориальных" ФЦС [11] или новых уточненных характеристик LMS [12]. Эти решения, вероятно, потенциально успешны для определенных моделей или типов дисплеев, таких как, например, проекционные

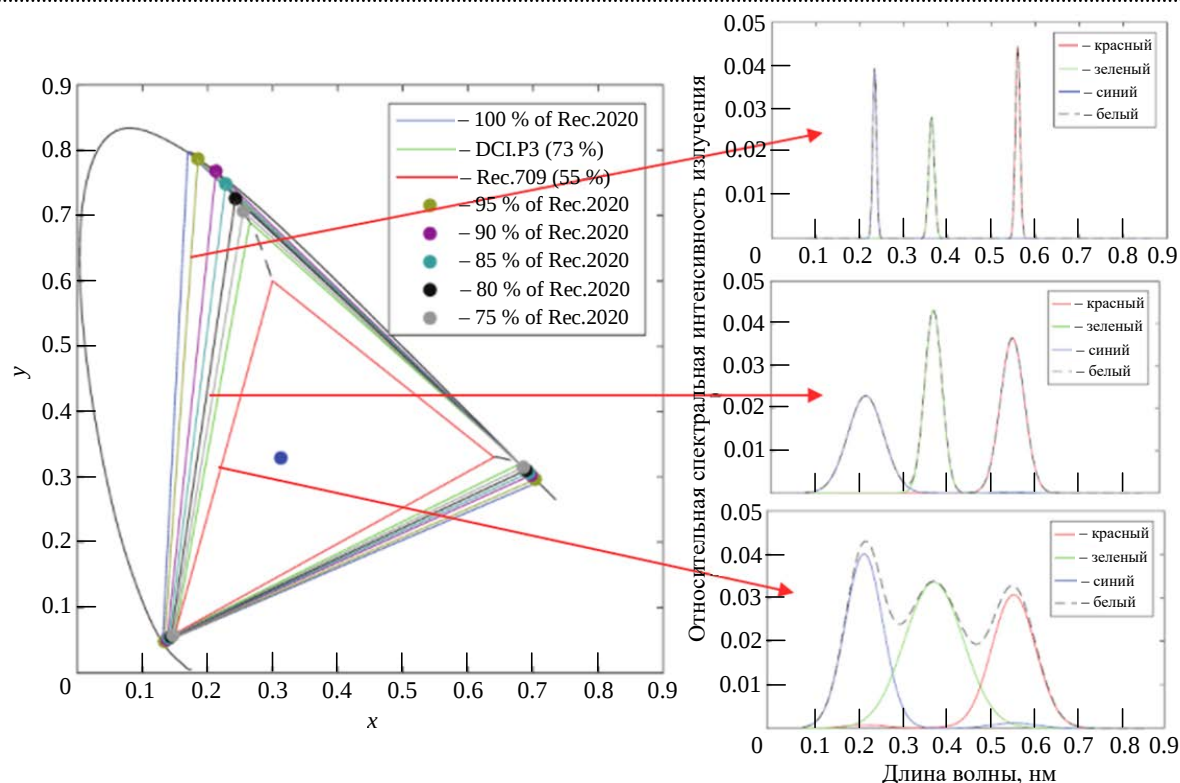


Рис. 6. Примерный вид (результат моделирования) спектральных характеристик дисплеев, обеспечивающих заданный цветовой охват

Fig. 6. Approximate view (the result of the modelling) of spectral characteristics of displays providing a given color gamut

очки или при возможности проведения специальной калибровки. Однако они не подходят, например, для кинотеатров или просто бытовых условий использования дисплеев смартфонов. В данном контексте стоит отметить публикацию, описывающую возможность цветокоррекции для учета индивидуальных особенностей для типовых дисплеев (с тремя основными цветами RGB) в бытовых условиях [13].

Публикации, посвященные количественной оценке выраженности ОМН, известны. Индекс метамеризма наблюдателя был введен Международной комиссией по освещению (CIE) еще в конце 1980-х гг. [14]. Это была попытка идентификации параметров четырех полиномов, характеризующих вариации индивидуальных ФЦС наблюдателей. Позже было отмечено, что реальная вариабельность в экспериментальных данных гораздо больше, чем предсказывает модель CIE [15].

Большинство последних исследований оценивают выраженность ОМН для конкретных дисплеев, используя наборы индивидуальных ФЦС, полученных с помощью математических моделей на основе известных экспериментальных данных [16, 17].

На основе подобных массивов ФЦС и заданного набора цветов были разработаны метрики, характеризующие "потенциал" возникновения ОМН дисплеев [18] и распределений ошибок. Целью данного исследования является создание методики оценки выраженности ОМН, в результате которой для конкретного воспроизводящего устройства можно будет оценить необходимость специализированной цветокоррекции, позволяющей компенсировать ОМН, связанных с ОМН по цветовому охвату [19].

Метод. В исследовании ставилась задача оценки возможности возникновения и выраженности эффекта ОМН на основании анализа результатов для реально существующего дисплея с широким цветовым охватом (IMAX laser) и для двух синтезированных модельных дисплеев с узкими спектральными характеристиками опорных цветов. Для этого была реализована процедура поиска пар цветов, которые при воспроизведении на дисплее с тремя опорными цветами были бы неразличимы одним наблюдателем, но выглядели бы различно для другого, т. е. вызывали бы эффект ОМН. Анализ выраженности ОМН строился исходя из

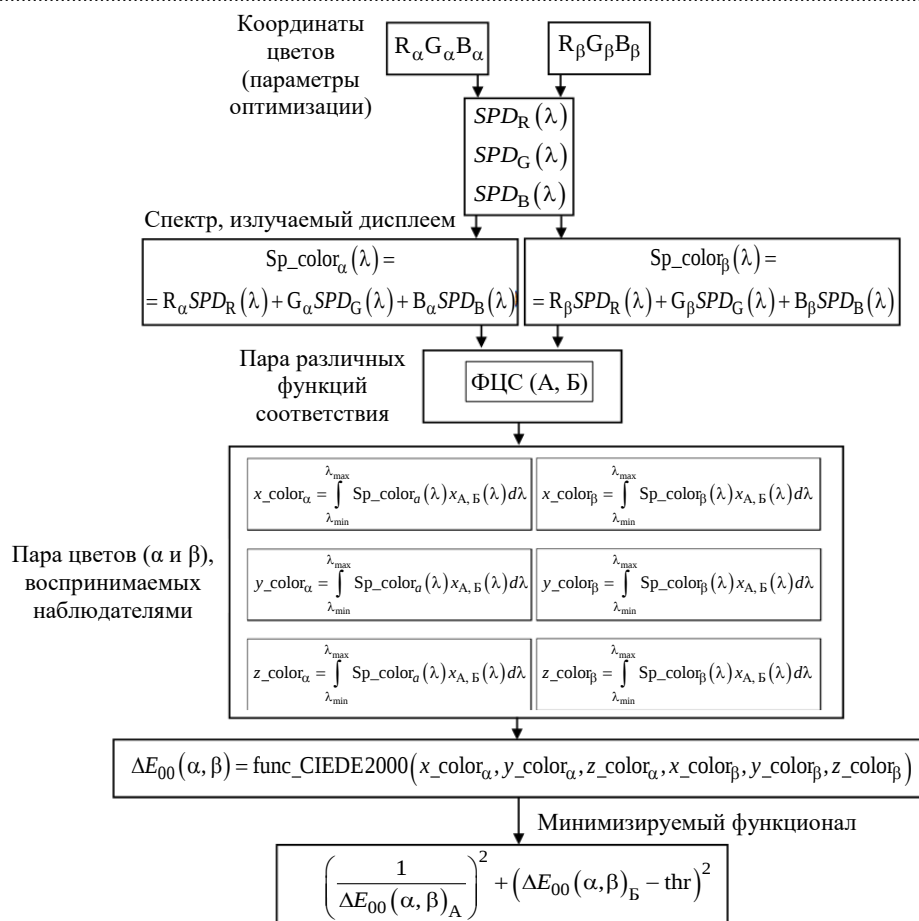


Рис. 7. Процедура определения пар цветов, вызывающих ОМН

Fig. 7. Procedure for determining color pairs that cause the observer metamerism failure

результатов нахождения указанных пар. Структурная схема процедуры приведена на рис. 7, где $SPD_{R,G,B}(\lambda)$ – спектральная характеристика дисплея; ФЦС (A, B) – ФЦС наблюдателей A и B; $(x_color_\alpha, \beta, y_color_\alpha, \beta, z_color_\alpha, \beta)$ – координаты пары цветов в пространстве XYZ, воспринимаемые наблюдателями.

Процедура базируется на численном решении оптимизационной задачи. Минимизируемый функционал L представляет собой выражение

$$L = \left(\frac{1}{\Delta E_{00}(\alpha, \beta)_A} \right)^2 + (\Delta E_{00}(\alpha, \beta)_B - \text{thr})^2,$$

где ΔE_{00} – мера цветового различия CIEDE2000 [20]; α, β – пара цветов с координатами $(R_\alpha, G_\alpha, B_\alpha)$ и $(R_\beta, G_\beta, B_\beta)$ соответственно; thr – порог, выражаемый в единицах CIEDE2000, определяющий допустимое цветовое различие для наблюдателя B.

Суть процедуры выражается в следующем. Подбирается такая пара цветов $(R_\alpha, G_\alpha, B_\alpha)$ и $(R_\beta, G_\beta, B_\beta)$, которая, будучи воспроизведенной на некотором дисплее с характеристиками $SPD_{R,G,B}(\lambda)$, была бы различима одним наблюдателем с характеристиками ФЦС A и практически неразличима для наблюдателя с характеристиками ФЦС B. Практическая неразличимость определяется получаемым значением ΔE_{00} для заданной пары цветов для второго наблюдателя. Принято считать (подтверждено в [21] и применяется на практике), что если для пары цветов ΔE_{00} не превышает значения 1...1.3, то данные цвета неразличимы для среднестатистического пользователя. Если же ΔE_{00} находится в диапазоне от 1.3...2 единиц, то принято говорить о "приемлемом" отличии, т. е. человек видит разницу, но считает ее несущественной. Поэтому значения 1 и 2 выступали в качестве порогов thr в данном исследовании.

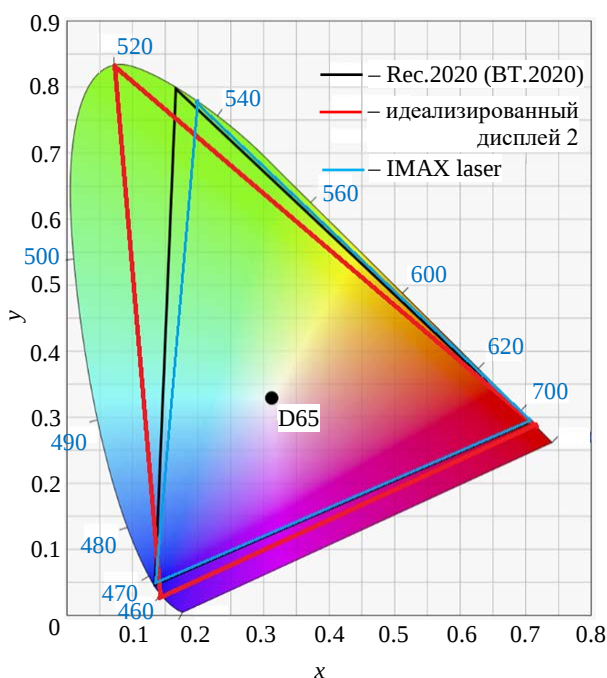


Рис. 8. Проекция цветных охватов на диаграмме цветности

Fig. 8. Projections of color gamut on a chromaticity diagram

Первый модельный дисплей выбран таким, чтобы его цветовой охват полностью соответствовал Rec.2020 – самому широкому из стандартизированных на сегодняшний день. Для второго дисплея были выбраны опорные цвета, которые бы позволяли получить более широкий цветовой охват даже по сравнению с Rec.2020. Проекция цветных охватов трех дисплеев приведены на цветовой диаграмме на рис. 8.

Спектральные характеристики IMAX laser приведены на рис. 5. Характеристики модельных дисплеев были реконструированы следующим образом. Для первого дисплея были выбраны опорные цвета, соответствующие стандартным для Rec.2020: 630 нм для красного, 532 нм для зеленого и 467 нм для синего. Для второго дисплея были выбраны опорные цвета: 660 нм для красного, 520 нм для зеленого и 460 нм для синего. При этом спектральные характеристики цветов моделировались гауссианами (с учетом дискретизации) таким образом, чтобы полуширина каждой характеристики примерно соответствовала 10...12 нм для условной непротиворечивости реально достижимым характеристикам. Затем полученные характеристики корректировались таким образом, чтобы выполнялся баланс белого цвета, т. е. для координат RGB-цветов, расположенных на

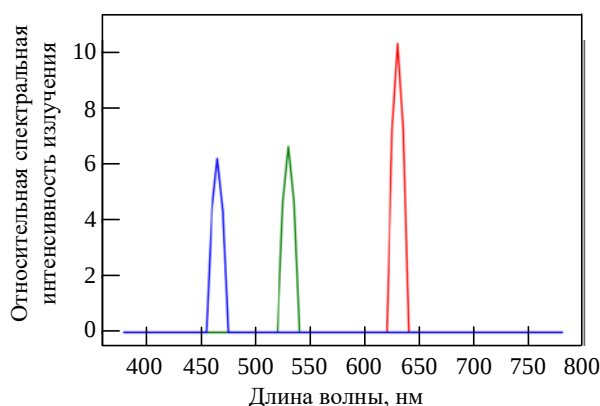


Рис. 9. Спектральные характеристики первого модельного дисплея

Fig. 9. Spectral characteristics of the first model display

ахроматической прямой, результирующие координаты XYZ соответствовали бы этим цветам. Полученный вид спектральных характеристик для первого модельного дисплея представлен на рис. 9, аналогично с учетом соответствующих длин волн опорных цветов выглядят характеристики второго модельного дисплея. При этом спектральные характеристики основных цветов второго модельного дисплея уже на 15 % характеристик первого модельного дисплея.

Из рис. 8 видно, что первый модельный дисплей по своим характеристикам в контексте цветового охвата должен быть достаточно близок к IMAX laser, отличия площадей треугольников менее 5 %. Площадь проекции на хроматическую диаграмму цветового охвата второго модельного дисплея значительно превышает охваты IMAX laser и первого модельного дисплея.

В качестве исходных данных для индивидуальных характеристик зрительной системы были использованы скорректированные данные исследования [3], представляющие собой ФЦС 51 респондента для угла 10° , полученные при использовании в качестве основных цветов монохроматического излучения на длинах волн 645.16, 526.32 и 444.44 нм. В статье использована версия с коррекцией данных, полученных на длинных волнах, предложенной и обоснованной в [18]. Решение использовать в исследовании именно ФЦС для угла 10° было принято по следующим причинам:

- функции, полученные в [3], легли в основу соответствующей модели стандартного колориметрического наблюдателя;

– в отличие от данных 1931 г., послуживших основой для 2-CMF1931, функции в [3] были измерены непосредственно без различных фотометрических допущений;

– в указанном исследовании больше респондентов, чем в данных для 2-CMF1931;

– угол наблюдения 10° выглядит более релевантным для практических задач.

В исследовании были приняты допущения:

– не ставился строго вопрос о физической реализуемости модельного дисплея, его основных цветов, в частности ширина спектров опорных цветов одинаковая;

– не учитывались встроенные в современные дисплеи "психофизиологические" корректоры цвета, призванные так или иначе формировать визуально привлекательное изображение (смещение цветового тона, повышение контраста);

– не учитывалось внешнее освещение, а следовательно, и вопросы хроматической адаптации и психофизиологических моделей восприятия, моделировалась ситуация, когда кроме дисплея нет других источников освещения.

Указанные допущения имели целью облегчить решаемую минимизационную задачу, избавив ее от второстепенных факторов. При этом они, безусловно, влияя на численные оценки, не нивелировали основную идею исследования.

Для оценки ОМН на базе данных об измеренных индивидуальных характеристиках зрительной системы необходимо было провести их кластеризацию. Замена индивидуальных ФЦС на кластерные является оправданной по ряду причин:

– вариативность данных индивидуумов относительно средних значений функций стандартного наблюдателя достаточно существенна, что и приводит к ОМН. Тем не менее ФЦС достаточно близки и для практических задач достаточным является замена функций стандартного наблюдателя на так называемые категориальные ФЦС, являющиеся результатами кластеризации индивидуальных данных и представляющих собой более точное описание характеристик отдельных групп людей;

– кластеризация, как и любое усреднение, позволяет уменьшить погрешности отдельных измерений.

Важным вопросом в данном случае явля-

ется определение необходимого числа кластеров, которое задает количество категориальных наблюдателей, а следовательно, и степень уточнения ФЦС. Чем больше кластеров, тем меньше внутрикластерное усреднение ФЦС и больший учет индивидуальных особенностей, но при этом возрастает сложность классификации ФЦС пользователя – отнесение его к одному из типов категориальных наблюдателей. В этом смысле число категориальных наблюдателей – важнейший параметр цвето-коррекции для компенсации ОМН.

Из литературы известны различные варианты кластеризации ФЦС, из которых наиболее примечательными являются результаты [22] и [17], проведенные для варианта функций при угле обзора 2° . Указанные варианты имеют ряд особенностей, в частности целью [22] было

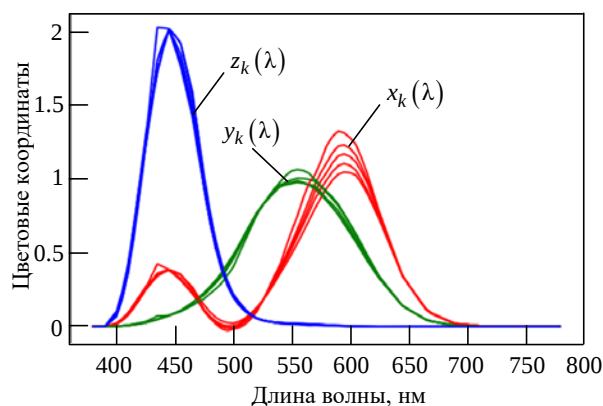


Рис. 10. Категориальные функции цветового соответствия (результат кластеризации на пять кластеров)

Fig. 10. Categorical color matching functions (result of clustering into five clusters)

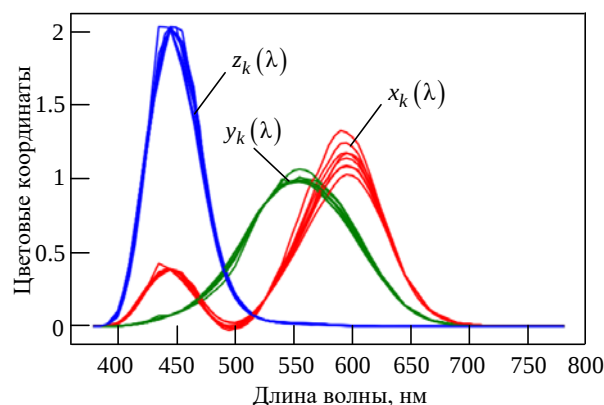


Рис. 11. Категориальные функции цветового соответствия (результат кластеризации на семь кластеров)

Fig. 11. Categorical color matching functions (result of clustering into seven clusters)

получение функций категориальных наблюдателей, максимально отличающихся друг от друга, в [17] исходные данные были синтезированы с помощью специально разработанной модели. Число кластеров в данных работах соответствовало 9 и 10.

В данном исследовании для кластеризации исходных данных был использован метод K -средних, а для определения числа кластеров были проанализированы результаты применения "метода локтя" [23] и сделан вывод, что число кластеров k должно находиться в диапазоне от 5 до 7. Соответственно, была проведена кластеризация на 5 и 7 кластеров и получены наборы "категориальных" ФЦС, описывающие пять и семь групп наблюдателей с близкими характеристиками зрительной системы. Их вид приведен на рис. 10 и 11.

Кроме того, для общности с приведенными в обзоре работами и расширения охвата исследования были получены категориальные функции соответствия при кластеризации на 9 кластеров.

Результат исследования. Решение оптимизационной задачи было выполнено для различных комбинаций спектральных характеристик основных цветов дисплеев, наборов ФЦС категориальных наблюдателей, двух порогов thr – 1 и 2, соответствующих порогам "восприятия" и "приемлемости". Результаты сведены в табл. 1–7.

В таблицах красным цветом отмечены случаи, когда превышение оценки различия цветов

по мере ΔE_{00} для одного наблюдателя превышало оценку для второго (приблизительно равную установленному параметру thr) на величину более 1 ΔE_{00} . Это сделано по следующей причине. Изменение ΔE_{00} на единицу в области малых различий (на которую и нацелена данная мера [24]) характеризует качественное изменение восприятия цветов. Так, если порог для второго наблюдателя был равен 1, что эквивалентно неразличимости цветов, то при $\Delta E_{00} = 2$ первый наблюдатель будет уверенно различать цвета. Если же порог был установлен равным 2, т. е. "приемлемой" разнице, то при ΔE_{00} , равной или превышающей 3, различия уже будут значительными для первого наблюдателя.

Оптимизационная задача решалась с помощью локально-стохастического метода basin hopping (наиболее близкий по смыслу перевод – "прыжки в бассейне"), основная идея которого состоит в том, что локальные минимумы минимизируемой целевой функции (разумеется, вместе с глобальным) группируются в относительно небольших локальных областях – "бассейнах". Варьируя параметры в рамках такого "бассейна", можно отыскать удовлетворительное решение, близкое к глобальному минимуму [25]. Для проведенных экспериментов при $\text{thr} = 1$ полученные значения цветового различия для второго категориального наблюдателя во всех случаях находились в диапазоне [1.00, 1.25], при $\text{thr} = 2$ –

Табл. 1. Результаты для IMAX laser, $k = 5$, $\text{thr} = 1$

Tab. 1. Results for IMAX laser, $k = 5$, $\text{thr} = 1$

№ кат. ФЦС	1	2	3	4	5
1		1.92	1.57	1.66	2.05
2	1.76		1.86	2.12	1.84
3	1.55	1.81		1.67	2
4	1.69	2.17	1.77		2.28
5	1.92	1.82	1.9	2.11	

Табл. 2. Результаты для IMAX laser, $k = 5$, $\text{thr} = 2$

Tab. 2. Results for IMAX laser, $k = 5$, $\text{thr} = 2$

№ кат. ФЦС	1	2	3	4	5
1		3.13	2.26	2.49	3.47
2	2.85		3.06	3.16	3.02
3	2.2	2.89		2.53	3.34
4	2.51	3.77	2.77		4.03
5	3.15	2.91	3.11	3.63	

Табл. 3. Результаты для IMAX laser, $k = 7$, $\text{thr} = 1$

Tab. 3. Results for IMAX laser, $k = 7$, $\text{thr} = 1$

№ кат. ФЦС	1	2	3	4	5	6	7
1		1.85	1.69	1.93	1.82	1.58	2.12
2	1.74		1.65	1.64	1.97	1.83	1.84
3	1.64	1.63		1.77	1.79	1.68	1.99
4	2.02	1.74	1.91		2.2	2.15	1.7
5	1.8	1.89	1.75	2.02		1.86	2.29
6	1.56	1.84	1.7	1.93	1.87		2.12
7	2.32	2.03	2.23	1.76	2.43	2.43	

Табл. 4. Результаты для IMAX laser, $k = 7$, $\text{thr} = 2$

Tab. 4. Results for IMAX laser, $k = 7$, $\text{thr} = 2$

№ кат. ФЦС	1	2	3	4	5	6	7
1		3.01	2.78	3.07	2.82	2.3	3.62
2	2.7		2.47	2.45	3.28	3.12	3.04
3	2.45	2.42		3.12	3.14	2.55	3.33
4	3.41	2.69	3.14		3.83	3.03	2.61
5	2.84	3.09	2.73	3.4		2.91	4.04
6	2.23	3.05	2.38	3.09	3.02		3.63
7	3.11	3.43	3.9	2.74	4.38	3.38	

Табл. 5. Результаты для модельного дисплея № 1, $k = 5$, $\text{thr} = 2$

Tab. 5. Results for model display № 1, $k = 5$, $\text{thr} = 2$

№ кат. ФЦС	1	2	3	4	5
1		3.23	2.26	2.47	3.45
2	2.8		3.05	3.18	3.01
3	2.19	3.08		2.51	3.31
4	2.53	3.81	2.73		3.97
5	3.14	2.88	3.11	3.6	

Табл. 6. Результаты для модельного дисплея № 2, $k = 5$, $\text{thr} = 2$

Tab. 6. Results for model display № 2, $k = 5$, $\text{thr} = 2$

№ кат. ФЦС	1	2	3	4	5
1		3.49	2.36	2.52	3.44
2	3.17		3.1	3.35	3.08
3	2.31	3.34		2.52	3.04
4	2.71	3.9	2.74		3.85
5	3.12	3.01	3.02	3.58	

Табл. 7. Результаты для модельного дисплея № 1, $k = 7$, $\text{thr} = 2$

Tab. 7. Results for model display № 1, $k = 7$, $\text{thr} = 2$

№ кат. ФЦС	1	2	3	4	5	6	7
1		3.01	3.03	3.02	2.65	2.36	3.25
2	2.86		2.98	2.29	3.32	2.78	3.14
3	3.24	2.87		4.14	2.56	3.22	4.17
4	3.08	2.33	3.78		3.37	2.78	2.76
5	3.16	4.05	2.94	4.01		2.86	4.04
6	2.55	3.26	3.56	3.21	3.05		3.27
7	3.1	3.04	4.07	2.82	3.87	3.21	

в диапазоне [2.00, 2.04], что обеспечивает корректность оценок.

Выполнение цели исследования подразумевало решение ряда задач:

- определение числа кластеров (а следовательно, и степени усреднения ФЦС), которое имеет смысл использовать при расчетах для различных thr ;

- оценку выраженности ОМН относительно разных категориальных наблюдателей при увеличении цветового охвата устройств воспроизведения, для различного числа кластеров ФЦС;

- оценку выраженности ОМН относительно стандартного колориметрического наблюдателя при увеличении цветового охвата устройств воспроизведения, для различного числа кластеров ФЦС и порогов thr .

В рамках решения первой задачи в табл. 1–4 приведены результаты для реально существующего дисплея IMAX laser, категориальных ФЦС при числе категорий $k = 5$ и 7 (упорядоченность категориальных ФЦС, сформированная в начале эксперимента, далее не менялась) и порогов $\text{thr} = 1$ и 2 , соответствующих неразличимости и приемлемому отличию цветов.

Анализ табл. 1–4 показывает, что для существующего дисплея IMAX laser при кластеризации ФЦС на 5 кластеров ОМН явно манифестируются. При $\text{thr} = 1$ в 6 случаях из 20 (30 %) полученное значение превышает $\Delta E_{00} = 2$, т. е. порог приемлемости цветового различия. При $\text{thr} = 2$ результат превышает значение $\Delta E_{00} = 3$ для 11 из 20 случаев (55 %).

В случае кластеризации ФЦС на 7 кластеров пары цветов, являющиеся результатом ОМН, закономерно встречаются чаще. При $\text{thr} = 1$ в 14 случаях из 42 (33 %) полученное значение превышает $\Delta E_{00} = 2$. При $\text{thr} = 2$ результат превышает значение $\Delta E_{00} = 3$ для 25 из 42 случаев (60 %).

Таким образом, видно, что для реально существующего дисплея для оценки выраженности ОМН принципиально можно использовать 5 и более категориальных ФЦС, а также $\text{thr} = 1$ и 2 . Тем не менее следует отметить, что IMAX laser обладает очень широким цветовым охватом, которого на сегодня достигают далеко не все современные дисплеи. Поэтому для оценки выра-

женности ОМН для большинства современных устройств можно рекомендовать использование от 7 категориальных наблюдателей и $\text{thr} = 2$.

В рамках второй задачи результаты, приведенные в табл. 1–4, дополнены данными, отраженными в табл. 5–7.

Согласно табл. 2, для IMAX laser при $k = 5$, $\text{thr} = 2$ результат превышает значение $\Delta E_{00} = 3$ для 11 из 20 случаев (55 %). Для первого модельного дисплея (см. табл. 5) при $\text{thr} = 2$ результат превышает значение $\Delta E_{00} = 3$ для 12 из 20 случаев (60 %), для второго модельного дисплея (см. табл. 6) 14 из 20 случаев (70 %). Полученные данные закономерны и отражают тот факт, что при увеличении цветового охвата воспроизводящих устройств за счет сужения спектральных характеристик основных цветов ОМН проявляется сильнее. Это подтверждают и данные табл. 7. Для IMAX laser при $k = 7$, $\text{thr} = 2$ (см. табл. 4) результат превышает значение $\Delta E_{00} = 3$ для 25 из 42 случаев (60 %), в то время как для первого модельного дисплея результат превышает значение $\Delta E_{00} = 3$ для 27 из 42 случаев (65 %).

Для анализа необходимости специальной цветокоррекции для конкретного дисплея требуется оценить выраженность ОМН относительно стандартного наблюдателя. Для этого для трех рассматриваемых дисплеев, трех наборов категориальных CMF ($k = 5, 7, 9$) и двух порогов $\text{thr} = 1$ и 2 были получены соответствующие данные, которые сведены в табл. 8 и 9.

На базе табл. 8 и 9 построен график, представленный на рис. 12, который отражает процент зафиксированных случаев нахождения пары цветов, вызывающей ОМН, от общего числа испытаний.

Анализ результатов позволяет сделать вывод о том, что ОМН проявляется уже на существующих сегодня дисплеях. Следует отметить, что результаты для IMAX laser и модельного дисплея № 1 близки, так как близки и их характеристики. При этом манифестация ОМН для дисплея № 2 с самым широким среди рассмотренных цветовым охватом существенно более выраженная.

На основании анализа полученных результатов в качестве методики оценки выраженности ОМН для конкретного воспроизводящего

Табл. 8. Результаты оценки выраженности ОМН относительно стандартного колориметрического наблюдателя для $\text{thr} = 1$

Tab. 8. Results of evaluation of the expression of the observer metamer failure relative to the Standard Colorimetric Observer for $\text{thr} = 1$

№ кат. ФЦС	1	2	3	4	5	6	7	8	9	%
При $\text{thr} = 1$										
При $k = 5$										
IMAX laser										
1–5 к стандартному	1.64	1.69	1.6	1.83	2.04					20
стандартный к 1–5	1.6	1.77	1.56	1.71	2.01					
Модельный дисплей № 1										
1–5 к стандартному	1.6	1.7	1.6	1.8	2.01					20
стандартный к 1–5	1.58	1.8	1.63	1.71	2.04					
Модельный дисплей № 2										
1–5 к стандартному	1.96	2.25	1.94	2.01	2.08					60
стандартный к 1–5	1.87	2.23	1.86	1.88	1.94					
При $k = 7$										
IMAX laser										
1–7 к стандартному	1.69	1.59	1.67	1.77	2.01	1.7	2.06			21
стандартный к 1–7	1.73	1.62	1.67	1.7	1.94	1.81	2.04			
Модельный дисплей № 1										
1–7 к стандартному	1.68	1.56	1.71	1.69	2.09	1.71	2.02			21
стандартный к 1–7	1.74	1.59	1.72	1.68	1.96	1.85	2.06			
Модельный дисплей № 2										
1–7 к стандартному	2.23	1.93	2.07	1.96	2.08	2.26	1.94			64
стандартный к 1–7	2.2	1.83	2.08	1.85	2.04	2.13	2.09			
При $k = 9$										
IMAX laser										
1–9 к стандартному	1.65	1.83	1.67	1.66	2.05	2.02	2.01	1.74	1.75	28
стандартный к 1–9	1.61	1.72	1.73	1.77	2.36	1.77	2.02	1.81	1.86	
Модельный дисплей № 1										
1–9 к стандартному	1.61	1.81	1.71	1.65	2.04	2.01	2.04	1.74	1.77	28
стандартный к 1–9	1.6	1.72	1.78	1.74	1.91	2.09	2.01	1.81	1.82	
Модельный дисплей № 2										
1–9 к стандартному	2.04	2.01	2.08	1.9	2.71	2.04	2.06	2.25	2.33	72
стандартный к 1–9	2.01	1.83	2.08	1.77	2.65	1.94	2.04	2.23	2.33	

устройства и необходимости для него специализированной цветокоррекции можно предложить следующее:

– сформировать или выбрать из известных наборов категориальных ФЦС;

– для полученного набора ФЦС провести поиск пар цветов, вызывающих ОМН относительно модели стандартного колориметрического наблюдателя. При этом в общем случае рекомендуется использовать $\text{thr} = 2$;

– использование при поиске пар цветов $\text{thr} = 1$ оправданно в случае, если цветовой охват устройства близок или превышает Rec.2020 и обусловлен областью применения (например, дисплеи в системах видеозендоскопии, где точность передачи цвета важна для диагностики);

– полученное в итоге значение доли исходных испытаний, в которых результат превышает $\Delta E_{00} = 3$ для $\text{thr} = 2$ (или $\Delta E_{00} = 2$ для $\text{thr} = 1$)

Табл. 9. Результаты оценки выраженности ОМН относительно стандартного колориметрического наблюдателя для $\text{thr} = 2$
Tab. 9. Results of evaluation of the expression of the observer metamer failure relative to the Standard Colorimetric Observer for $\text{thr} = 2$

№ кат. ФЦС	1	2	3	4	5	6	7	8	9	%
При $\text{thr} = 2$										
При $k = 5$										
IMAX laser										
1–5 к стандартному	2.44	2.67	2.34	3.02	3.19					30
стандартный к 1–5	2.34	2.89	2.45	2.71	3.31					
Модельный дисплей № 1										
1–5 к стандартному	2.44	2.69	2.41	3.02	3.23					40
стандартный к 1–5	2.39	3.01	2.3	2.7	3.28					
Модельный дисплей № 2										
1–5 к стандартному	3.37	4.07	3.35	3.49	3.66					90
стандартный к 1–5	3.14	4.03	2.96	3.17	3.57					
При $k = 7$										
IMAX laser										
1–7 к стандартному	2.67	2.41	2.6	3.03	3.29	2.71	3.59			36
стандартный к 1–7	2.77	2.49	2.63	2.68	3.41	2.96	3.11			
Модельный дисплей № 1										
1–7 к стандартному	2.66	2.33	2.73	3	3.22	2.74	3.57			43
стандартный к 1–7	2.88	2.27	2.75	2.64	3.28	3.07	3.1			
Модельный дисплей № 2										
1–7 к стандартному	4.05	3.3	3.65	3.37	3.66	3.98	3.33			93
стандартный к 1–7	3.95	3.05	3.65	2.87	3.57	4.06	3.03			
При $k = 9$										
IMAX laser										
1–9 к стандартному	2.57	2.88	2.62	2.58	3.56	3.42	3.29	2.78	2.83	39
стандартный к 1–9	2.45	2.76	2.78	2.88	4.32	3.04	3.41	2.09	3.21	
Модельный дисплей № 1										
1–9 к стандартному	2.55	2.78	2.7	2.62	3.55	3.37	3.22	2.8	2.92	39
стандартный к 1–9	2.42	2.73	2.91	2.81	4.38	3.14	3.31	2.85	3.06	
Модельный дисплей № 2										
1–9 к стандартному	3.15	3.41	3.66	3.21	4.98	3.62	3.66	3.97	4.24	94
стандартный к 1–9	3.15	3.05	3.67	2.94	5	3.31	3.57	3.92	4.25	

позволяет сделать вывод о выраженности ОМН для данного дисплея, а его сравнение с референсным – оценить необходимость коррекции;

– в качестве референса может быть взято соответствующее значение для какого-либо стандартного, широко распространенного в отрасли или используемого в данный момент устройства. При его отсутствии референс может быть установлен, исходя из специфики и априорных данных решаемой задачи (в общем случае разумным видится уровень 30–50 % для $\text{thr} = 2$).

Обсуждение и выводы. Нужно отметить, что полученные значения представляют собой локальные минимумы, рассчитанные при решении соответствующей минимизационной задачи. Практически наверняка можно утверждать, что в каждом случае возможно получить и более высокий результат, все ограничивалось лишь затрачиваемым на итерационный поиск временем. Однако в данном случае интересен принципиальный, качественный результат, а не точная оценка найденных минимумов.

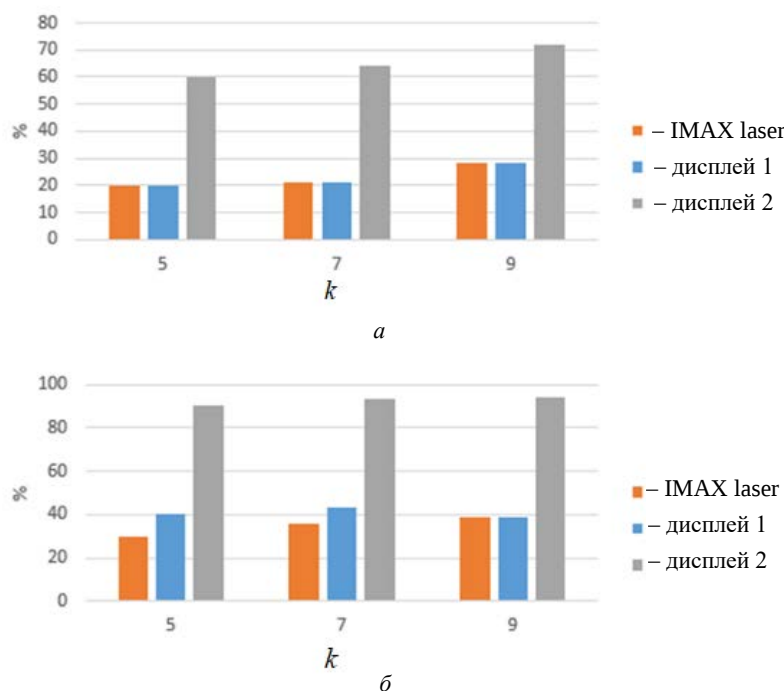


Рис. 12. Результаты оценки выраженности ОМН относительно стандартного колориметрического наблюдателя: a – для $\text{thr} = 1$; b – $\text{thr} = 2$

Fig. 12. Results of evaluation of the expression of the observer metamer failure relative to the Standard Colorimetric Observer for: a – $\text{thr} = 1$; b – $\text{thr} = 2$

На результаты вычислений, описанных в статье, влияет специфика используемых категориальных ФЦС. В данном исследовании для получения набора ФЦС использовалась кластеризация ФЦС для 10° -го угла поля зрения. При использовании других методов получения категориальных ФЦС, нацеленных на максимизацию межкластерных отличий, или вариантов ФЦС для угла поля зрения 2° (что оправданно в ряде задач) получаемые значения выраженности ОМН будут значительно отличаться численно при сохранении общих тенденций. В качестве примера можно привести результаты, полученные для реально существующего устройства – дисплея современного смартфона при использовании пяти категориальных ФЦС для угла поля зрения 2° ($k = 5$) и порога, равного двум единицам CIEDE2000 ($\text{thr} = 2$). Спектральные характеристики дисплея приведены на рис. 13. Данные сведены в табл. 10.

Несмотря на то что цветовой охват дисплея современного смартфона, будучи достаточно широким, все же уступает IMAX и спектральные характеристики дисплея, разумеется, шире, чем у лазерного устройства отображения, для 2° ФЦС (актуальных при расчетах для смартфона) ОМН

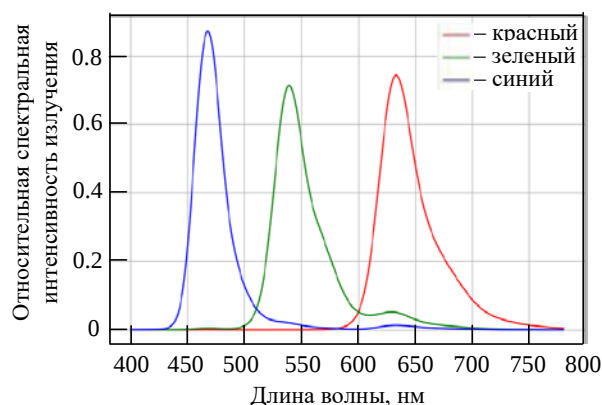


Рис. 13. Спектральные характеристики дисплея смартфона

Fig. 13. Spectral sensitivities of the smartphone display

проявляется достаточно существенно (40 % случаев). Это позволяет уверенно говорить о том, что ОМН манифестируется на существующих современных воспроизводящих устройствах.

В исследовании были получены следующие результаты и выводы:

1. ОМН манифестируется на существующих современных воспроизводящих устройствах с широким цветовым охватом.

2. С развитием дисплеев и увеличением цветового охвата за счет сужения спектральных характеристик основных цветов ОМН будет прояв-

Табл. 10. Результаты для дисплея современного смартфона, 2° ФЦС, $k = 5$, $\text{thr} = 2$

Tab. 10. Results for modern smartphone display, 2° CMF, $k = 5$, $\text{thr} = 2$

№ кат. ФЦС	1	2	3	4	5
1		3.51	2.93	2.81	2.05
2	3.41		4.76	2.85	2.95
3	3.37	4.90		3.80	2.81
4	2.15	2.72	3.38		2.17
5	2.26	2.91	3.65	2.81	

ляться все более выражено, что обуславливает необходимость специальной цветокоррекции.

3. В статье предложена методика оценки выраженности ОМН для конкретного воспро-

изводящего устройства, которая дает возможность обосновать необходимость специализированной цветокоррекции, позволяющей компенсировать ОМН.

Список литературы

1. Stockman A. Cone fundamentals and CIE standards // Current Opinion in Behavioral Sciences. 2019. Vol. 30. P. 87–93.
doi: 10.1016/j.cobeha.2019.06.005
2. Vos J. J. Colorimetric and photometric properties of a 2° fundamental observer // Color Research and Application. 1978. Vol. 3. P. 125–128.
doi: 10.1002/col.5080030309
3. Stiles W. S., Burch J. M. NPL colour-matching investigation: Final report // Optica Acta. 1959. Vol. 6, iss. 1. P. 1–26.
doi: 10.1080/713826267
4. Mapping Quantitative Observer Metamerism of Displays / G. Trumpy, C. F. Andersen, I. Farup, O. Elezabi // J. of Imaging. 2023. Vol. 9, № 10. Art. № 227.
doi: 10.3390/jimaging9100227
5. Stockman A., Sharpe L. T. The spectral sensitivities of the middle- and long-wavelength-sensitive cones derived from measurements in observers of known genotype // Vision Research. 2000. Vol. 40, iss. 13. P. 1711–1737.
doi: 10.1016/S0042-6989(00)00021-3
6. Measuring and modeling display observer metamerism / Ch. Shen, R. Wanat, J. Yoo, J. Jang, M. Fairchild // The Visual Computer. 2022. Vol. 38. P. 3301–3310.
doi: 10.1007/s00371-022-02546-7
7. Ramanath R. Minimizing observer metamerism in display systems // Color Res. Appl. 2009. Vol. 34, iss. 5. P. 391–398.
doi: 10.1002/col.20523
8. Hu Y., Wei M., Luo M. R. Observer metamerism to display white point using different primary sets // Optics Express. 2020. Vol. 28, iss. 14. P. 20305–20323.
doi: 10.1364/OE.395568
9. Long D. L., Fairchild M. D. Observer metamerism models and multiprimary display systems // SMPTE Motion Imaging J. 2016. Vol. 125, iss. 3. P. 18–29.
doi: 10.5594/JMI.2016.2527401

10. 78-1: Correcting Metameric Failure of Wide Color Gamut Displays / B. Bodner, N. Robinson, R. Atkins, S. Daly // SID Symp. Digest of Technical Papers. 2018. Vol. 49, iss. 1. P. 1040–1043.
doi: 10.1002/sdtp.12190
11. Bai C. Y. H., Ou L. C. Observer variability study and method to implement observer categories for novel light source projection system // Color Res. Appl. 2021. Vol. 46, iss. 5. P. 1019–1033.
doi: 10.1002/col.22634
12. Reducing the CIE colorimetric matching failure on wide color gamut displays / M. Ko, Y. Kwak, G. Seo, J. Kim, Y. Moon // Opt. Express. 2023. Vol. 31, iss. 4. P. 5670–5686.
doi: 10.1364/OE.480001
13. A device and method for color contrast enhancement based on human color vision features / N. A. Obukhova, A. A. Motyko, A. A. Pozdeev, E. V. Vorobyev, M. K. Tchobanou // Patent WO, № 2023172154A1, 2023.
14. Special Metamerism Index: Change in Observer. Technical Report 80. Vienna, Austria: CIE Central Bureau, 1989.
15. Sarkar A. CIE Special Metamerism Index: Change in Observer // Encyclopedia of Color Science and Technology / Ed. by R. Luo. Berlin/Heidelberg: Springer, 2015. P. 1–9.
doi: 10.1007/978-3-642-27851-8_322-1
16. Fairchild M. D., Heckaman R. L. Metameric Observers: A Monte Carlo Approach // Proc. of the 21st Color and Imaging Conf. 2013. Vol. 21. P. 185–190.
doi: 10.2352/CIC.2013.21.1.art00033
17. Asano Y. Individual Colorimetric Observers for Personalized Color Imaging. Ph.D. Thesis, Rochester Institute of Technology. NY, USA, Rochester, 2015.
18. Long D. L., Fairchild M. D. Modeling Observer Variability and Metamerism Failure in Electronic Color Displays // J. of Imaging Science and Technology. 2014. Vol. 58. P. 030402-1–030402-14.
doi: 10.2352/J.ImagingSci.Technol.2014.58.3.030402

19. Xie H., Farnand S. P., Murdoch M. J. Observer metamerism in commercial displays // J. of the Optical Society of America A. 2020. Vol. 37, iss. 4. P. 61–69. doi: 10.1364/JOSAA.382228

20. Sharma G., Wu W., Dalal E. N. The CIEDE2000 Color-Difference Formula: Implementation Notes, Formula Specification and Examples // Color Research and Application. 2005. Vol. 30, iss. 1. P. 21–30. doi: 10.1002/col.20070

21. Kim A., Kim H., Park S. Measuring of the Perceptibility and Acceptability in Various Color Quality Measures // J. of the Optical Society of Korea. 2011. Vol. 15, iss. 3. P. 310–317. doi: 10.3807/JOSK.2011.15.3.310

22. Sarkar A. Identification and Assignment of Colorimetric Observer Categories and Their Applications in Color and Vision Sciences. Ph.D. Thesis, Université de Nantes, 2011.

23. Ketchen D. J., Shook C. L. The application of cluster analysis in strategic management research: an analysis and critique // Strategic Management J. 1996. Vol. 17. P. 441–458.

doi: 10.1002/(SICI)1097-0266(199606)17:6<3C441::AID-SMJ819%3E3.0.CO;2-G

24. Mathematical Discontinuities in CIEDE2000 Color Difference Computations / G. Sharma, W. Wu, E. Dalal, U. M. Celik // The 12th Color Imaging Conf. Color Science and Engineering Systems, Technologies, Applications, Scottsdale, Arizona, USA, 9 Nov. 2004. P. 334–339.

25. Basin Hopping as a General and Versatile Optimization Framework for the Characterization of Biological Macromolecules / B. Olson, I. Hashmi, K. Molloy, A. Shehu // Advances in Artificial Intelligence. 2012. Vol. 2012, iss. 1. Art. № 674832. doi: 10.1155/2012/674832

Информация об авторах

Мотыко Александр Александрович – кандидат технических наук (2012), доцент (2019), старший научный сотрудник лаборатории "Вероятностные методы в анализе" факультета математики и компьютерных наук Санкт-Петербургского государственного университета, доцент кафедры телевидения и видеотехники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 80 научных работ. Сфера научных интересов – компьютерное зрение; колориметрия; глубокое обучение.

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

E-mail: motyko.alexandr@yandex.ru

<https://orcid.org/0000-0003-4241-4298>

Обухова Наталия Александровна – доктор технических наук (2009), декан факультета радиотехники и телекоммуникаций, зав. кафедрой телевидения и видеотехники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 130 научных работ. Сфера научных интересов – компьютерное зрение и видеоаналитика; машинное обучение и цифровая обработка изображений; видеосистемы и системы поддержки принятия решений; smart-технологии формирования изображений.

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

E-mail: natalia172419@yandex.ru

<https://orcid.org/0000-0003-1953-2085>

Смирнов Константин Андреевич – магистр по направлению "Радиотехника" (2022, Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)), аспирант кафедры телевидения и видеотехники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Инженер-исследователь лаборатории "Вероятностные методы в анализе" факультета математики и компьютерных наук Санкт-Петербургского государственного университета. Автор пяти научных публикаций. Сфера научных интересов – компьютерное зрение; колориметрия.

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

E-mail: KonstantinAndSmi@yandex.ru

<https://orcid.org/0009-0006-2509-1254>

References

1. Stockman A. Cone Fundamentals and CIE Standards. Current Opinion in Behavioral Sciences. 2019, vol. 30, pp. 87–93.

doi: 10.1016/j.cobeha.2019.06.005

2. Vos J. J. Colorimetric and Photometric Properties of a 2° Fundamental Observer. Color

Research and Application. 1978, vol. 3, pp. 125–128.

doi: 10.1002/col.5080030309

3. Stiles W. S., Burch J. M. NPL Colour-Matching Investigation: Final Report. Optica Acta. 1959, vol. 6, iss. 1, pp. 1–26.

doi: 10.1080/713826267

4. Trumpy G., Andersen C. F., Farup I., Elezabi O. Mapping Quantitative Observer Metamerism of Displays. *J. of Imaging*. 2023, vol. 9, no. 10, art. no. 227. doi: 10.3390/jimaging9100227
5. Stockman A., Sharpe L. T. The Spectral Sensitivities of the Middle- and Long-Wavelength-Sensitive Cones Derived from Measurements in Observers of Known Genotype. *Vision Research*. 2000, vol. 40, iss. 13, pp. 1711–1737. doi: 10.1016/S0042-6989(00)00021-3
6. Shen Ch., Wanat R., Yoo J., Jang J., Fairchild M. Measuring and Modeling Display Observer Metamerism. *The Visual Computer*. 2022, vol. 38, pp. 3301–3310. doi: 10.1007/s00371-022-02546-7
7. Ramanath R. Minimizing Observer Metamerism in Display Systems. *Color Res. Appl.* 2009, vol. 34, iss. 5, pp. 391–398. doi: 10.1002/col.20523
8. Hu Y., Wei M., Luo M. R. Observer Metamerism to Display White Point Using Different Primary Sets. *Optics Express*. 2020, vol. 28, iss. 14, pp. 20305–20323. doi: 10.1364/OE.395568
9. Long D. L., Fairchild M. D. Observer Metamerism Models and Multiprimary Display Systems. *SMPTE Motion Imaging J.* 2016, vol. 125, iss. 3, pp. 18–29. doi: 10.5594/JMI.2016.2527401
10. Bodner B., Robinson N., Atkins R., Daly S. 78-1: Correcting Metameric Failure of Wide Color Gamut Displays. *SID Symp. Digest of Technical Papers*. 2018, vol. 49, iss. 1, pp. 1040–1043. doi: 10.1002/sdtp.12190
11. Bai C. Y. H., Ou L. C. Observer Variability Study and Method to Implement Observer Categories for Novel Light Source Projection System. *Color Res. Appl.* 2021, vol. 46, iss. 5, pp. 1019–1033. doi: 10.1002/col.22634
12. Ko M., Kwak Y., Seo G., Kim J., Moon Y. Reducing the CIE Colorimetric Matching Failure on Wide Color Gamut Displays. *Opt. Express*. 2023, vol. 31, iss. 4, pp. 5670–5686. doi: 10.1364/OE.480001
13. Obukhova N. A., Motyko A. A., Pozdeev A. A., Vorobyev E. V., Tchobanov M. K. A Device and Method for Color Contrast Enhancement Based on Human Color Vision Features. *Patent WO*, № 2023172154A1, 2023.
14. Special Metamerism Index: Change in Observer. *Technical Report 80*. CIE Central Bureau, Vienna, Austria, 1989.
15. Sarkar A. CIE Special Metamerism Index: Change in Observer. *Encyclopedia of Color Science and Technology*. Ed. by R. Luo. Berlin/Heidelberg, Springer, 2015, pp. 1–9. doi: 10.1007/978-3-642-27851-8_322-1
16. Fairchild M. D., Heckaman R. L. Metameric Observers: A Monte Carlo Approach. *Proc. of the 21st Color and Imaging Conf.* 2013, vol. 21, pp. 185–190. doi: 10.2352/CIC.2013.21.1.art00033
17. Asano Y. Individual Colorimetric Observers for Personalized Color Imaging. Ph.D. Thesis, Rochester Institute of Technology, Rochester, NY, USA, 2015.
18. Long D. L., Fairchild M. D. Modeling Observer Variability and Metamerism Failure in Electronic Color Displays. *J. of Imaging Science and Technology*. 2014, vol. 58, pp. 030402-1–030402-14. doi: 10.2352/J.ImagingSci.Technol.2014.58.3.030402
19. Xie H., Farnand S. P., Murdoch M. J. Observer Metamerism in Commercial Displays. *J. of the Optical Society of America A*. 2020, vol. 37, iss. 4, pp. 61–69. doi: 10.1364/JOSAA.382228
20. Sharma G., Wu W., Dalal E. N. The CIEDE2000 Color-Difference Formula: Implementation Notes, Formula Specification, and Examples. *Color Research and Application*. 2005, vol. 30, iss. 1, pp. 21–30. doi: 10.1002/col.20070
21. Kim A., Kim H., Park S. Measuring of the Perceptibility and Acceptability in Various Color Quality Measures. *J. of the Optical Society of Korea*. 2011, vol. 15, iss. 3, pp. 310–317. doi: 10.3807/JOSK.2011.15.3.310
22. Sarkar A. Identification and Assignment of Colorimetric Observer Categories and Their Applications in Color and Vision Sciences. Ph.D. Thesis, Université de Nantes, 2011.
23. Ketchen D. J., Shook C. L. The Application of Cluster Analysis in Strategic Management Research: an Analysis And Critique. *Strategic Management J.* 1996, vol. 17, pp. 441–458. doi: 10.1002/(SICI)1097-0266(199606)17:6%3C441::AID-SMJ819%3E3.0.CO;2-G
24. Sharma G., Wu W., Dalal E., Celik U. M. Mathematical Discontinuities in CIEDE2000 Color Difference Computations. *The 12th Color Imaging Conf. Color Science and Engineering Systems, Technologies, Applications*, Scottsdale, Arizona, USA, 9 Nov. 2004, pp. 334–339.
25. Olson B., Hashmi I., Molloy K., Shehu A. Basin Hopping as a General and Versatile Optimization Framework for the Characterization of Biological Macromolecules. *Advances in Artificial Intelligence*. 2012, vol. 2012, iss. 1, art. no. 674832. doi: 10.1155/2012/674832

Information about the authors

Alexander A. Motyko, Cand. Sci. (Eng.) (2012), Associate Professor (2019), Senior Researcher of the Laboratory "Probabilistic Methods in Analysis" of Faculty of Mathematics and Computer Science of St Petersburg State University, Associate Professor of Television and Video Engineering of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of more than 80 scientific publications. Area of expertise: computer vision; colorimetry; deep learning. Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia E-mail: motyko.alexandr@yandex.ru <https://orcid.org/0000-0003-4241-4298>

Natalia A. Obukhova, Dr Sci. in Engineering (2009), Dean of the Faculty of Radio Engineering and Telecommunications, Head of the Department of Television and Video Engineering of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of more than 130 scientific publications. Area of expertise: computer vision and video analytics; machine learning and digital image processing; video systems and decision support systems; smart imaging technologies. Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia
E-mail: natalia172419@yandex.ru
<https://orcid.org/0000-0003-1953-2085>

Konstantin A. Smirnov – Master's degree in Radio Engineering (2022, Saint Petersburg Electrotechnical University), Postgraduate student of Television and Video Engineering of Saint Petersburg Electrotechnical University. Researcher of the Laboratory of Probabilistic Methods in Analysis of Faculty of Mathematics and Computer Science of St Petersburg State University. The author of 5 scientific publications. Area of expertise: computer vision; colourimetry. Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia
E-mail: KonstantinAndSmi@yandex.ru
<https://orcid.org/0009-0006-2509-1254>

Электродинамика, микроволновая техника, антенны

Статья посвящена 80-летию факультета радиотехники и телекоммуникаций

УДК 621.396.67

Научная статья

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2025-28-3-42-56>

Широкополосные отражательные антенные решетки диапазона СВЧ

Л. М. Любина[✉], С. В. Балландович, Г. А. Костиков, Ю. Г. Антонов

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

[✉] lmlyubina@etu.ru

Аннотация

Введение. Разработка широкополосных отражательных антенных решеток (ОАР) для диапазона СВЧ остается ключевой задачей в контексте растущих требований к телекоммуникационным системам, включая сети 5G/6G и спутниковую связь. Несмотря на значительное количество исследований, посвященных методам расширения полосы рабочих частот, представляет интерес анализ данных экспериментальных исследований разработанных макетов ОАР, подтверждающих эффективность рассмотренных подходов.

Цель работы. Систематизация подходов к проектированию, позволяющих расширить полосу рабочих частот ОАР. Основное внимание уделено экспериментальной проверке рассматриваемых подходов – использованию многослойных структур, пространственного разнесения и геометрической оптимизации элементов – для уточнения их практической применимости.

Материалы и методы. Работа объединяет анализ существующих методик (численное моделирование FI, FEM, электродинамический расчет на основе ячейки Флоке, метод моментов в спектральной области) с экспериментальными исследованиями ОАР на основе различного типа элементов. Измерения проведены для печатных и цельнометаллических ОАР с применением сканера ближнего поля Antest V3-1 и векторного анализатора цепей Agilent N5230A PNA-L. Алгоритмы минимизации фазовых ошибок адаптированы для работы в расширенном частотном диапазоне.

Результаты. Экспериментально подтверждено расширение полосы рабочих частот по уровню снижения коэффициента усиления (КУ) на 3 дБ от максимального значения до 40 % для многослойных печатных ОАР и 19.62 % для угловых конструкций. Оптимизация геометрии элементов на основе гантельных крестообразных структур обеспечивает относительную полосу 28 % при снижении КУ на 0.5 дБ. Цельнометаллические щелевые ОАР демонстрируют устойчивость к экстремальным условиям, но требуют учета на этапе проектирования возможности возбуждения мод плоскопараллельного волновода, существенно влияющих на их характеристики.

Заключение. Представлены рекомендации по выбору геометрии, конструкции и технологии изготовления различных ОАР на основании опыта теоретических и экспериментальных исследований, проводимых на кафедре теоретических основ радиотехники СПбГЭТУ "ЛЭТИ" в 2010–2025 гг. Приведенные данные формируют основу для проектирования антенн, соответствующих требованиям высокоскоростных телекоммуникационных систем, и указывают направления для дальнейших исследований, включая миниатюризацию, повышение прочности и устойчивости конструкций.

Ключевые слова: СВЧ, отражательные антенные решетки, полоса рабочих частот, коэффициент усиления, ячейка Флоке

Для цитирования: Широкополосные отражательные антенные решетки диапазона СВЧ / Л. М. Любина, С. В. Балландович, Г. А. Костиков, Ю. Г. Антонов // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2025. Т. 28, № 3. С. 42–56.
doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-3-42-56

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Благодарности. Авторы статьи выражают благодарность сотрудникам кафедры электронных приборов и устройств СПбГЭТУ "ЛЭТИ" Староверову Николаю Евгеньевичу и Ларионову Ивану Алексеевичу за рентгеновские изображения конструкций, демонстрируемых в данной статье (изображения на рис. 1, б и рис. 3, а).

Статья поступила в редакцию 14.03.2025; принята к публикации после рецензирования 21.04.2025; опубликована онлайн 30.06.2025



Wideband Reflectarray Antennas in the Microwave Range

Liubov M. Liubina✉, Svyatoslav V. Ballandovich,
Grigory A. Kostikov, Yuriy G. Antonov

Saint Petersburg Electrotechnical University, St Petersburg, Russia

✉ lmyubina@etu.ru

Abstract

Introduction. The development of broadband reflectarray antennas for the microwave band remains a key challenge in the context of stricter requirements imposed on telecommunications systems, including 5G/6G networks and satellite communications. Despite a significant number of studies devoted to methods of extending the operating frequency band, it is of interest to analyze data from experimental studies of the developed reflectarrays, confirming the effectiveness of the considered approaches.

Aim. Generalization of the design approaches used to extend the operating frequency band of reflectarrays. The main attention is paid to the experimental verification of the considered approaches, i.e., the use of multilayer structures and spatial diversity and geometric optimization of elements, with the purpose of clarifying their practical applicability.

Materials and methods. An analysis of existing techniques (numerical modeling of FI, FM, electrodynamic calculation based on a Floquet cell) and the results of original experimental research in this field was conducted. Measurements were carried out on printed, all-metal, and conformal reflectarrays using an Antast B3-1 near-field scanner and an Agilent N5230A PNA-L vector circuit analyzer. The phase error minimization algorithms were adapted to work in the extended frequency range.

Results. The study experimentally confirmed the extension of the operating frequency band in terms of the 3 dB criterion from the maximum value of the gain to 40 % for multilayer printed circuit boards and 19.6 % for corner structures. Optimization of the geometry of the elements based on dumbbell cross-shaped structures provides a relative band of 28 % with a decrease in gain by 0.5 dB. All-metal slit tubes demonstrate resistance to extreme conditions, although requiring consideration of the possibility of excitation of plane-parallel waveguide modes at the design stage, which have a significant impact on their characteristics.

Conclusion. Recommendations on the choice of geometry, design, and manufacturing technology of various reflectarrays based on the experience of theoretical and experimental research conducted at the Department of Theoretical Foundations of Radio Engineering of Saint Petersburg Electrotechnical University in 2010–2025 are presented. These data form the basis for designing antenna arrays that meet the requirements of high-speed telecommunications systems and indicate areas for further research, including miniaturization and increased structural stability.

Keywords: microwave, reflectarray antennas, operating frequency band, Gain, Floquet cell

For citation: Liubina L. M., Ballandovich S. V., Kostikov G. A., Antonov Yu. G. Wideband Reflectarray Antennas in the Microwave Range. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2025, vol. 28, no. 3, pp. 42–56. doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-3-42-56

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

Acknowledgements. The authors of the article would like to thank Nikolay E. Staroverov and Ivan A. Larionov, employees of the Department of Electronic Devices and Systems at Saint Petersburg Electrotechnical University, for the X-ray images of the structures shown in this article (Fig. 1, б and Fig. 3, а).

Submitted 14.03.2025; accepted 21.04.2025; published online 30.06.2025

Введение. Современные телекоммуникационные системы, включая спутниковую связь, сети пятого и шестого поколения, предъявляют все более высокие требования и к антенным технологиям. В условиях растущей потребности в высоких скоростях передачи данных (свыше 100 Гбит/с) и работе на частотах выше 60 ГГц (например, Wi-Fi IEEE 802.11ay) созда-

ние эффективных и технологичных антенных решеток становится одной из ключевых задач в процессе разработки радиосистем [1–3]. Отражательные антенные решетки (ОАР), благодаря возможности формирования диаграммы направленности специальной формы, а также своим массогабаритным характеристикам, занимают важное место среди современных ан-

тенных систем [4]. Это привело и к разнообразию технологий изготовления ОАР: печатные платы (PCB/MMIC) для компактных и многодиапазонных решений [5]; фрезеровка и лазерная резка для цельнометаллических щелевых антенн [6, 7]; фото/электронно-лучевая литография для управления фазой и амплитудой [8, 9]; 3D-печать (SLM, DMLS) для сложных форм и снижения массы [10]. Стоит отметить, что в последние годы для задач синтеза ОАР стали использоваться и технологии искусственного интеллекта, такие, как глубокое обучение и генетические алгоритмы. Например, в [11] нейросетевые модели используются для предсказания диаграмм направленности, а в [12] за счет применения нейросети удалось синтезировать отражательную метаповерхность с эффективностью 36 % и относительной полосой рабочих частот 7 %.

Несмотря на активное внедрение численных методов в процесс синтеза ОАР, аналитические модели, основанные на анализе элементов в составе ячейки Флоке с решением интегральных уравнений относительно неизвестных поверхностных токов на элементах в пространственной или спектральной области, а также метод конечно-бесконечных решеток остаются базовыми фундаментальными инструментами для анализа и синтеза ОАР [13]. Эти методы способствуют более глубокому пониманию физических процессов, происходящих в антенных структурах, и позволяют получать первичные оценки характеристик для решения проблемы расширения полосы рабочих частот ОАР, особенно актуальной в условиях современных требований по миниатюризации и интеграции с различными современными радиосистемами.

В данной статье представлены результаты разработки, синтеза и экспериментальных исследований различных типов ОАР. Особое внимание уделено разработке и анализу результатов экспериментального исследования антенн для диапазона СВЧ, расширению полосы рабочих частот и минимизации фазовых ошибок. Исследования представленных макетов (если не указано иное) производились в ЦКП "БЭК" СПбГЭТУ "ЛЭТИ" с использованием сканера ближнего поля Antest V3-1 и ВАЦ Agilent N5230A PNA-L.

Расширение полосы рабочих частот за счет применения многослойных элементов.

Наиболее распространенное направление расширения полосы рабочих частот как антенных решеток с внутренним питанием, так и с квазиоптическим, рассматриваемых в данной статье, – использование многослойных элементов при синтезе ОАР.

За счет увеличения количества электромагнитно-связанных элементов в пределах элементарной ячейки обеспечивается расширенный и монотонный диапазон регулировки фазы коэффициента отражения. Это позволяет компенсировать фазовые ошибки в более широком диапазоне частот, сохраняя требуемое амплитудно-фазовое распределение в раскрыве антенны. Каждый новый слой может увеличивать общий диапазон регулировки фазы (в пределе – до 360° на слой). При этом целесообразно использовать элементы субрезонансной длины ($\leq 0.5\lambda$) для снижения зависимости характеристик от частоты. Такие решения можно считать частным случаем метаматериальных отражательных поверхностей [14, 15]. Для демонстрации предельных характеристик на рис. 1 приводятся зависимости регулировки фазы для дисковых однослойных элементов, полученные авторами как посредством моделирования FIMетодом, так и экспериментально. На лавсановом листе средствами фотолитографии были изготовлены дисковые отражательные элементы, разделенные на несколько групп. Каждая группа состояла из семи элементов определенного радиуса, расположенных в узлах гексагональной сетки (рис. 1, б). В качестве диэлектрической подложки использовался вспененный поливинилхлорид (ПВХ, $\epsilon = 1.33$) толщиной 1 мм. Фаза отраженного поля определялась на основе измерения коэффициента отражения на входе рупора, в раскрыв которого помещался описанный стек (рис. 1, в). Результаты измерений на нескольких частотах и теоретические данные на частоте 13.3 ГГц показаны на рис. 1, а. Графики хорошо совпадают по форме, но наблюдается расхождение по частоте. Последнее объясняется тем, что при моделировании не учитывалось наличие пленки (лавсана).

Расширить диапазон изменения фазы отраженного поля можно за счет наращивания

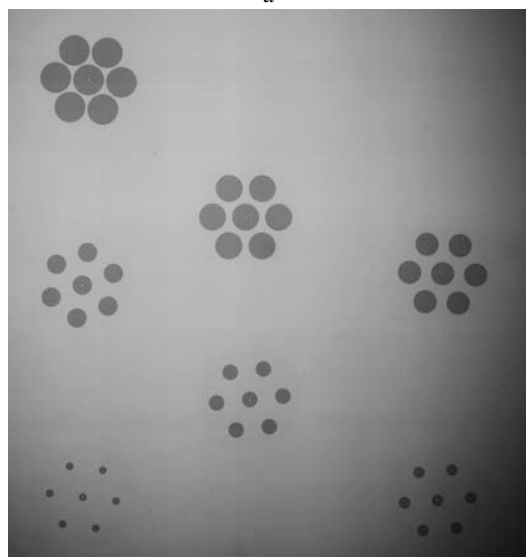
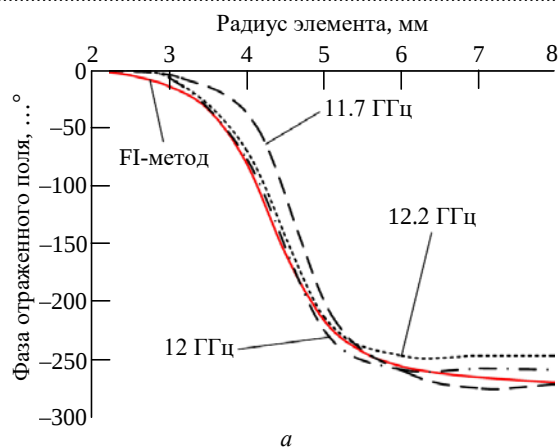


Рис. 1. Измерение фазы коэффициента отражения от дискового элемента: *а* – измеренные зависимости фазы коэффициента отражения от однослойного элемента на различных частотах в сравнении с результатом численного моделирования; *б* – вид исследуемых элементов; *в* – фрагмент экспериментальной установки

Fig. 1. Measurement of the phase of the reflection coefficient from a disk element: *a* – measured dependences of the phase of the reflection coefficient on a single-layer element at different frequencies in comparison with the numerical data; *б* – studied elements; *в* – a fragment of the experimental setup

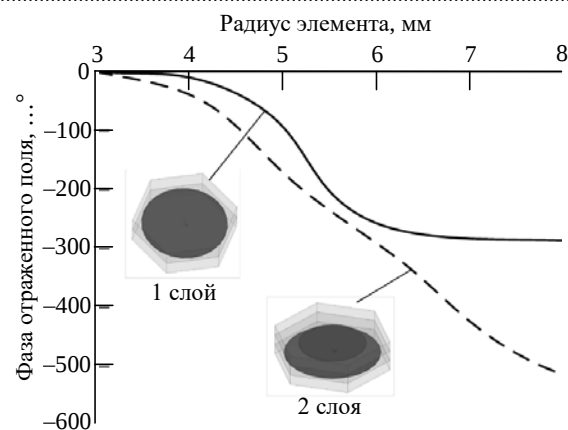


Рис. 2. Зависимость фазы коэффициента отражения от однослойного и двухслойного дисковых элементов в пределах ячейки Флоке

Fig. 2. Reflection coefficient phase dependence on the single-layer and double-layer disk elements radius within the Floquet cell

количества слоев структуры. Так на рис. 2 показаны зависимости фазы коэффициента отражения от радиуса элемента для однослойного и двухслойного дисковых элементов, выполненных на основе подложки из ПВХ толщиной 2 мм, в пределах ячейки Флоке при шаге гексагональной сетки 17 мм. Видно, что за счет введения дополнительного слоя удалось увеличить диапазон с 300 до 500°.

Офсетная печатная ОАР (ПОАР) на основе элементов, изображенных на рис. 2, размером раскрытия $13\lambda \times 13\lambda$ и отношением расстояния до облучателя к его диаметру $F/D = 1$ представлена на рис. 3, *а*. В данном случае угол отклонения главного лепестка диаграммы направленности равен 45°. Взаимное расположение облучателя и рефлектора и характер расположения отражательных элементов для однослойной антенны также показаны на рис. 3, *а*. Коэффициент направленного действия (КНД) однослойной структуры составил 25.2 дБ, коэффициент использования поверхности (КИП) изготовленного образца примерно равен 16 %.

Переход на двухслойную структуру (рис. 2 – штриховая линия) позволяет значительно улучшить характеристики антенны. При тех же геометрических параметрах (размеры раскрытия, отношение F/D) коэффициент усиления (КУ) вырос на 2.5 дБ – до 28 дБ, полоса рабочих частот возросла до 16.5 % по уровню 3 дБ (против 9.7 % у однослойной ОАР). Коэффициент использования поверхности вырос с 16 до

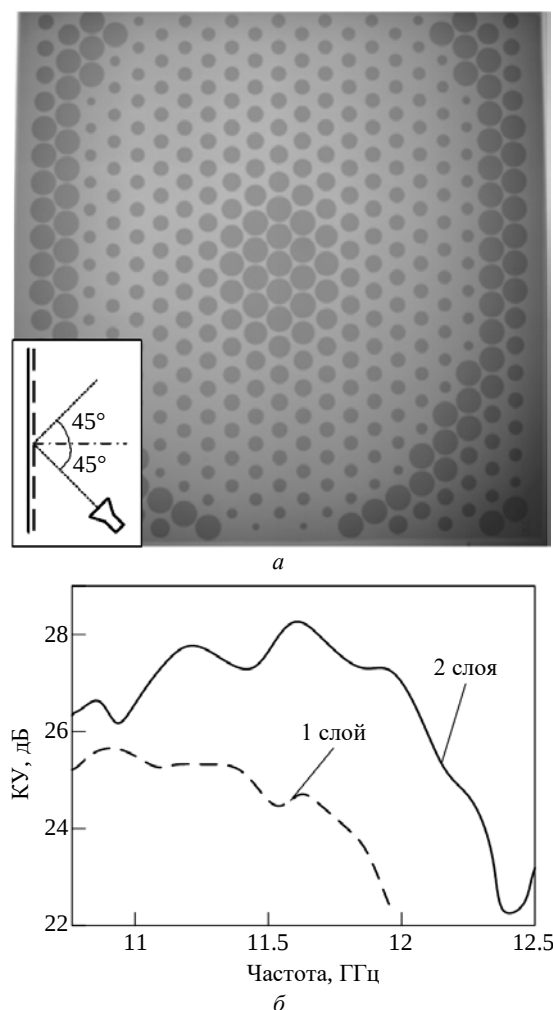


Рис. 3. Измерение ПОАР: а – вид однослойной ПОАР на основе дискового элемента; б – измеренные частотные зависимости КУ однослойной и двуслойной ПОАР

Fig. 3. PCB based reflectarray measurement: а – single-layer reflectarray based on a disk element; б – measured gain frequency dependences for a single-layer and a two-layer reflectarray

40 %. Как правило, КИП печатных ОАР равен или превышает 50 %, т. е. КУ и КИП двуслойной антенны все равно остались ниже данных значений. Это можно объяснить значительным выносом облучателя от осевой линии рефлектора (врезка на рис. 3, а) и большим углом отклонения главного лепестка диаграммы направленности (ДН). Следствием выноса облучателя стало неоптимальное амплитудное распределение поля вдоль раскрытия и значительное переливание. При отклонении главного лепестка от нормали также появляются дополнительные потери в КУ.

В качестве промежуточных выводов можно отметить, что переход на двуслойные структуры позволяет значительно улучшить электри-

ческие характеристики печатных отражательных антенных решеток.

Расширение полосы минимизацией фазовой ошибки в рабочем интервале рабочих частот. Для работы в нескольких узких диапазонах частот подходят многочастотные ОАР [16]. В границах элементарной ячейки таких антенн расположены несколько отражательных элементов, работающих в разных диапазонах.

Тем не менее в ряде случаев требуется сплошная полоса рабочих частот. Следовательно, представляет интерес способ расширения полосы рабочих частот антенной решетки (АР) с пространственным питанием, заключающийся в подборе элемента исходя из реализации требуемого фазового распределения с минимально возможной ошибкой на каждой частоте в рабочем интервале.

При работе на фиксированной частоте для формирования ДН карандашного типа можно получить сколь угодно много распределений фаз вдоль раскрытия, которые будут различаться только начальными значениями опорного поля. При этом, хотя их характеристики будут несколько отличаться друг от друга, увеличение относительной полосы рабочих частот по уровню -3 дБ от максимального значения КУ может составить всего несколько процентов.

Для работы в определенной полосе частот отражательные элементы должны быть способны компенсировать дисперсию фазы поля облучателя. Этого можно добиться, если фазочастотные свойства отражательного элемента подобны (насколько это возможно) линии временной задержки. Чем ближе элемент расположен к центру, тем длиннее эквивалентная линия задержки. Для того чтобы добиться таких свойств, у элемента должно быть несколько степеней свободы регулировки фазы (как минимум, две – одна для регулировки собственно фазы, а другая – для регулировки дисперсии). В таком случае частотные свойства печатного рефлектора будут приближаться к свойствам параболического. Это обстоятельство связывает между собой начальные значения распределений фаз на выбранных частотах. Исходя из этого, алгоритм синтеза геометрии ОАР с расширенной полосой рабочих частот заключается в следующем [17, 18]:

– на нескольких частотах из рабочего диапазона рассчитывается фазовое распределение поля облучателя в раскрыве;

– для каждого элемента ОАР подбираются оптимальные геометрические параметры так, чтобы фаза рассеянного им поля соответствовала минимальной суммарной фазовой ошибке. Фазовая ошибка на конкретной частоте рассчитывается как сумма фазы поля облучателя в месте положения рассматриваемого элемента и значения фазы отраженного поля от элемента в пределах ячейки Флоке, соответствующего выбранным геометрическим параметрам элемента. Суммарная фазовая ошибка вычисляется как сумма модулей фазовых ошибок на каждой из выбранных частот.

В общем виде целевую функцию для такого алгоритма можно записать следующим образом:

$$\varphi_{\Sigma} = \sum_m \sum_n \left(\sum_i \left| \arg \left[S_{11}(x_m, y_n, f_i) \right] \right| + \left| \varphi_{\text{обл}}(x_m, y_n, f_i) - \varphi_0 \right| \right) \rightarrow \min,$$

где S_{11} – коэффициент отражения от элемента в пределах ячейки Флоке; (x_m, y_n) – координаты места положения элемента; $\varphi_{\text{обл}}(x_m, y_n, f_i)$ – значение фазы поля облучателя в точке (x_m, y_n) ; f_i – значение частоты, на которой проводится оптимизация; i – определяется количеством частот, на которых производится оптимизация; φ_0 – постоянная, значение которой подлежит оптимизации наряду с геометрическими параметрами отражательных элементов, соответствующая фазе опорного поля (источника поля). Проанализируем эффективность данного оптимизационного алгоритма на примере двух макетов ОАР. Первый из них построен на основе однослойного щелевого гантельного крестообразного элемента (рис. 4). В данном случае регулировка фазы отраженного поля в пределах элементарной ячейки осуществлялась за счет радиуса наворачия крестообразного элемента R и ширины щели T , период гексагональной решетки составил $a = 0.62\lambda$, расстояние до проводящего экрана $d = 0.7\lambda$, длина щели (расстояние между наворачиями крестообразных элементов) $L_d = 0.4\lambda$ при $\lambda = 14.28$ мм. Оптимизация проводилась в по-

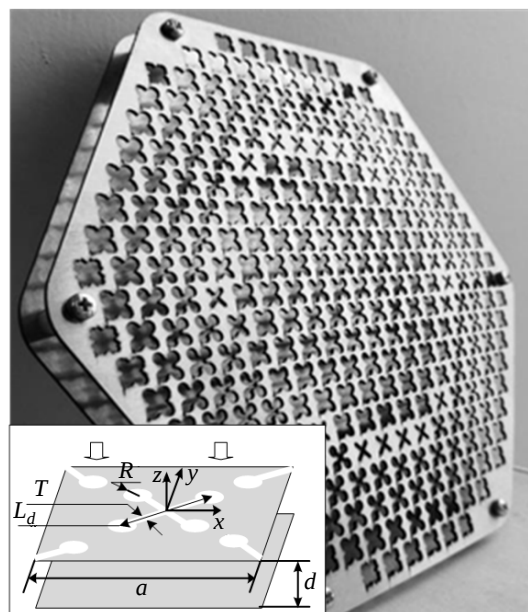


Рис. 4. Щелевая цельнометаллическая ОАР на основе гантельного крестообразного элемента

Fig. 4. Slotted all-metal reflectarray based on a dumbbell cross-shaped element

лосе частот 19...23 ГГц, вид синтезированной и изготовленной структуры показан на рис. 4.

Для анализа эффективности FI-методом также было проведено численное моделирование еще ряда ОАР с центральной рабочей частотой 22 ГГц. При этом регулировка фазы отраженного поля в пределах ячейки осуществлялась только за счет изменения R при фиксированных T . Соответствующие частотные зависимости КУ в сравнении с также численно полученной кривой для оптимизированной ОАР (прочие параметры ячейки Флоке, а также фаза опорного поля от источника приняты одинаковыми) представлены на рис. 5, а. Из данных численного моделирования следует возможность расширения относительной полосы рабочих частот по уровню –3 дБ от максимального значения КУ за счет использования оптимизационной процедуры более чем в 2 раза при некотором (около 0.5 дБ) уменьшении максимального значения КУ и схожем уровне боковых лепестков (УБЛ).

Экспериментальное исследование изготовленного макета ОАР по рис. 4 показало высокую степень совпадения измеренных и численных частотных зависимостей КУ и УБЛ (рис. 5, б). Таким образом, для однослойной щелевой ОАР на основе гантельного крестообразного элемента удалось достичь расширения от-

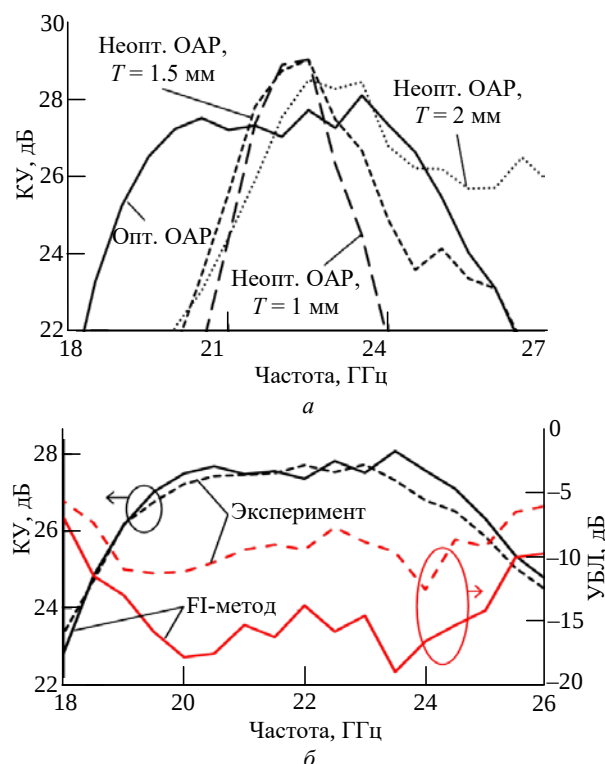


Рис. 5. Для ОАР на основе однослойного щелевого гантелеобразного крестообразного элемента: а – численные частотные зависимости КУ; б – измеренные частотные зависимости КУ и УБЛ

Fig. 5. For a reflectarray based on a single-layer slotted dumbbell cross-shaped element: а – numerical gain frequency dependences; б – measured gain and side lobe level frequency dependences

носительной полосы рабочих частот в 29 % по уровню -3 дБ от максимального значения КУ в 27.6 дБ. Отметим, однако, что в диапазоне рабочих частот измеренный уровень УБЛ оказался выше на ~ 5 дБ, чем для численных данных.

Мультирезонансные элементы для расширения полосы рабочих частот и реализации многодиапазонных ОАР. Использование мультирезонансных элементов позволяет более эффективно применять описанный ранее подход за счет большего количества степеней свободы. Так, например, рассмотрим мультирезонансный элемент, приведенный на рис. 6, а для ОАР диапазона 20...30 ГГц [19]. В качестве базового материала здесь был выбран ламинат Arlon AD 250 с толщиной 0.508 мм. Элемент состоит из трех концентрических колец (врезка на рис. 6, а), где фаза отраженного поля регулируется изменением D (от 2 до 7.2 мм) и w (от 0.15 до 2 мм), причем D определяет фазовый сдвиг элемента, а w – фазовый градиент. Расстояние между печатными кольцами ws при

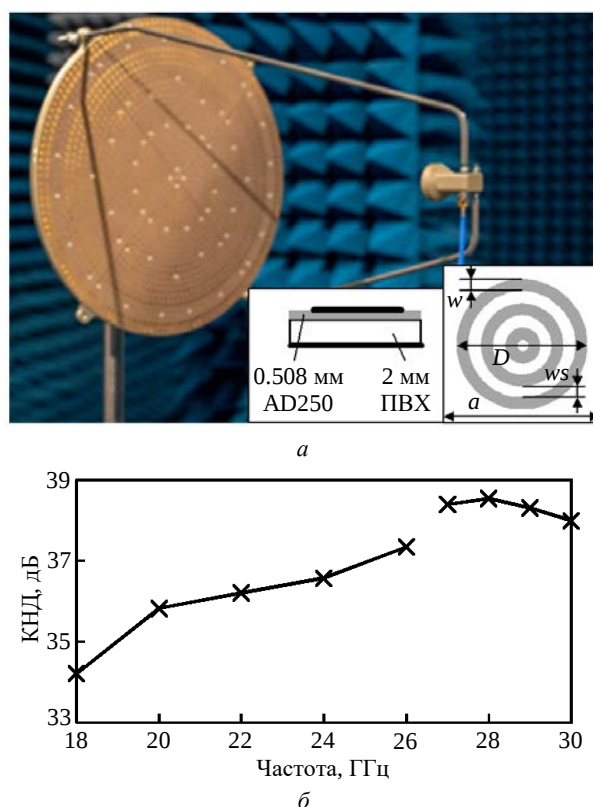


Рис. 6. Для ОАР на основе мультирезонансного элемента: а – вид макета [19]; б – измеренные частотные зависимости КУ [19]

Fig. 6. For a reflectarray based on a multiresonance element: а – prototype [19]; б – measured gain frequency dependences [19]

этом принято равным 0.25 мм, а шаг сетки антенной решетки составляет 7.75 мм.

Макет соответствующей ОАР, выполненный по печатной технологии, приведен на рис. 6, а. В данном случае рефлектор имеет круглую форму, состоит из четырех отдельных сегментов и рассчитан на осевое облучение, $F/D = 1$ ($D = 38\lambda$ на 30 ГГц). Отметим, что при синтезе данной структуры также удалось упростить алгоритм оптимизации, применяя его не ко всему раскрытию, а только лишь к одному сегменту из 24 элементов, расположенных вдоль радиуса рефлектора.

Численные расчеты подтвердили, что даже при аperiodическом распределении элементов по поверхности рефлектора сохраняется возможность использования характеристик элементарной ячейки, найденных по методике локальной периодичности. Это обусловлено тем, что (за исключением специальных случаев [21]) основные электродинамические воздействия на отдельный элемент оказывают только

близлежащие элементы, а краевыми эффектами можно пренебречь. Как следствие, если сохранять плотность заполнения рефлектора отражающими элементами при переходе от регулярной сетки ОАР к нерегулярной структуре, то для синтеза ОАР можно также использовать характеристики фазы отраженного поля, полученные на основе стандартной процедуры [17].

Измеренные частотные зависимости КНД показаны на рис. 6, б. Разрыв в полученной кривой связан с использованием двух измерительных зондов – одного для диапазона 18...26 ГГц, а другого – для диапазона 26...30 ГГц. Таким образом, измеренное максимальное значение КНД в 38.5 дБ наблюдается на частоте 28 ГГц, а полоса рабочих частот составила 20...30 ГГц, причем с ростом частоты увеличивается и КНД, что свидетельствует о соответствии характеристик данной ОАР традиционным зеркальным антеннам в рабочем диапазоне частот.

Пространственное разнесение частей раскрыва как способ расширения полосы рабочих частот ОАР. Эталонными рефлекторами с точки зрения энергетических характеристик и полосы рабочих частот являются зеркальные антенны (ЗА). В них компенсация фазовых ошибок в раскрыве происходит за счет специальной формы проводящего рефлектора – пространственного разнесения проводника. Отсюда следует еще один возможный способ расширения полосы рабочих частот ОАР – пространственное разнесение элементов ее апертуры.

Два простейших варианта реализации такого подхода иллюстрируются рис. 7, а, б. В первом случае (для осевого облучения) центральная область рефлектора вынесена на определенное дополнительное расстояние от поверхности раскрыва и, как следствие, от источника поля. Это создаст эффект пространственной задержки в центральной зоне фазового распределения на апертуре. Во втором случае производится аппроксимация офсетной ЗА сегментами отражающих поверхностей, синтезированных с помощью стандартной процедуры. На рис. 7, б представлен простейший случай, когда конформная ОАР состоит всего из двух соединенных панелей.

Для случая на рис. 7, а был изготовлен и экспериментально исследован макет ОАР (рис. 8, а), синтезированной на основании эле-

мента по рис. 4. На рис. 8, б приведены экспериментальная и численно полученная (FIMетодом) частотные зависимости КУ и УБЛ. Видна высокая степень совпадения результатов.

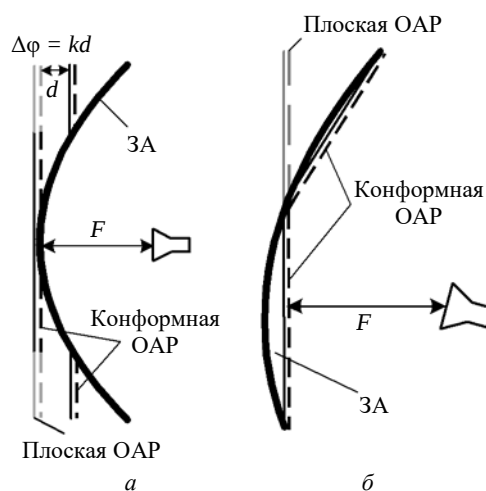


Рис. 7. Схемы построения конформных ОАР:
а – ступенчатой; б – угловой

Fig. 7. Schemes of construction for conformal reflectarrays:
а – stepwise; б – angular

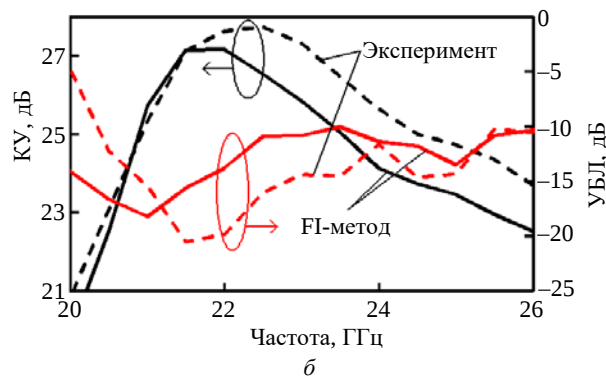


Рис. 8. Для конформной ступенчатой ОАР: а – вид ОАР; б – измеренная и численная частотные зависимости КУ

Fig. 8. For a conformal stepwise reflectarray: а – conformal stepwise reflectarray; б – measured and numerical gain frequency

Это подтверждает эффективность описанного подхода: измеренная относительная полоса рабочих частот по уровню -3 дБ от максимального КУ составила 18 % (что в 2 раза больше численных оценок относительной полосы рабочих частот ОАР на основе аналогичного элемента, но без пространственного разнесения слоев) с максимальным значением КУ в 27.7 дБ (рис. 8, б) при УБЛ не более -10 дБ в пределах полосы рабочих частот.

Вариант реализации конструкции ОАР (см. рис. 7, б) на основе щелевого однослойного квадратного элемента представлен на рис. 9, а. Шаг квадратной сетки решетки принят 0.6λ , расстояние между перфорированным и проводящим слоями – 10 мм, размер апертуры составил $20\lambda \times 20\lambda$. Экспериментальное исследование также проводилось в ЦКП "БЭК"



Рис. 9. Для конформной уголкового ОАР:
а – вид конформной уголкового ОАР; б – измеренная и численная частотные зависимости КУ

Fig. 9. For a conformal stepwise reflectarray:

а – conformal stepwise reflectarray;
б – the measured and numerical gain frequency dependences

СПбГЭТУ "ЛЭТИ" с использованием сканера ближнего поля Antest V3-1 и ВАЦ Agilent N5230A PNA-L, измеренные и численно полученные частотные зависимости КНД приведены на рис. 9, б. Из представленных данных видно, что переход к "уголковой" ОАР даже при простейшей аппроксимации параболической антенны двумя фазокорректирующими плоскими поверхностями позволил достичь относительной полосы рабочих частот по уровню -3 дБ от максимального КУ в 21 % с максимальным значением КУ в 30.5 дБ.

Паразитные моды подложки как причина ограничения полосы рабочих частот ОАР. При синтезе щелевых ОАР, особенно на диэлектрических подложках, следует учитывать возможность проявления эффектов, связанных с возбуждением собственных мод рефлектора. Эти моды не распространяются в свободном пространстве вне рефлектора, но при резонансе существенно меняют структуру поля отражательного щелевого элемента, в результате чего снижается КУ антенны. Обычно для их подавления используются токопроводящие межслойные переходы [20, 21], в результате чего происходит усложнение конструкции и соответствующее увеличение стоимости изготовления антенны. Кроме того, такие конструктивные элементы трудно реализовать при изготовлении ОАР не на основе PCB (printed circuit board)-технологии. Поэтому представляет интерес возможность избежать режима возбуждения собственных мод рефлектора за счет выбора геометрии элемента ОАР еще на этапе проектирования. Подробно данный вопрос рассмотрен в [22].

В цельнометаллических щелевых ОАР может возбуждаться стоячая волна между экраном и слоем со щелями при следующих условиях:

$$k_0 d = p\pi \Rightarrow d = p \frac{\lambda}{2}, \quad p = 1, 2, \dots,$$

где k_0 – волновое число в свободном пространстве; d – расстояние от экрана до слоя со щелями. При выполнении указанных условий экран находится от щели на расстоянии, кратном половине длины волны, т. е. щель закорочена экраном. В этом режиме невозможно добиться достаточной для синтеза ОАР перестройки фазы (фактически, регулировка фазы отсутствует),

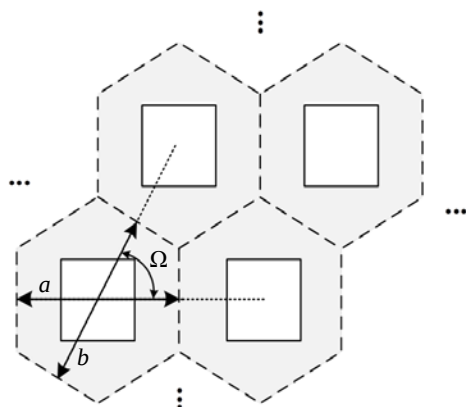


Рис. 10. Вид гексагональной ячейки Флоке
Fig. 10. Hexagonal Floquet cell

что, в свою очередь, приводит к неработоспособности антенны, проявляющейся в провалах на частотной зависимости КУ.

Например, для щелевого прямоугольного элемента при прямоугольной сетке разбиения $a = b = 0.6\lambda$ (рис. 10) и для трех различных расстояний до проводящего экрана $d = 5.5, 6, 6.5$ мм условие выполняется на частотах 27.25, 24.98 и 23.06 ГГц соответственно. Экспериментальные зависимости КНД щелевых ОАР с указанными параметрами представлены на рис. 11. Видно, что спад в частотных зависимостях КНД наблюдается в области указанных частот, являющихся ограничением сверху на полосу рабочих частот рассматриваемых ОАР.

Собственные моды рефлектора могут представлять собой моды плоскопараллельного волновода, образованного экраном и металлическим листом со щелями. Условия возбужде-

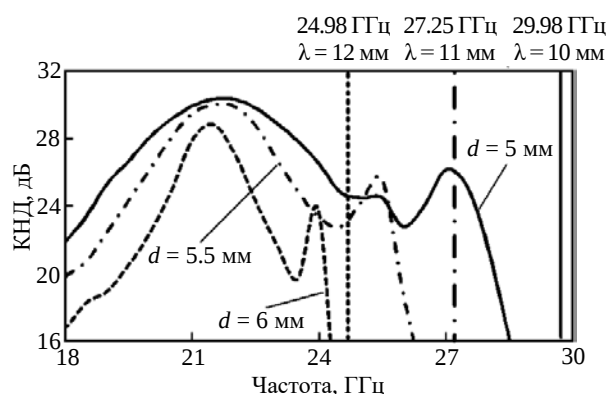


Рис. 11. Численные частотные зависимости КНД для различных расстояний до проводящего экрана

Fig. 11. Directivity numerical frequency dependences for different distances between the layers of the reflectarray

ния таких мод рефлектора можно получить из математической модели, основанной на разложении поля отражательного элемента в ряд по ТЕ- и ТМ-гармоникам. В наибольшей степени обсуждаемый эффект проявляется для плоскофокусных ОАР, когда моды плоскопараллельного волновода возбуждаются при определенном расстоянии между элементами:

$$a = \frac{\lambda}{\sqrt{\epsilon_s} \sin \Omega}, \quad (1)$$

где a – межэлементное расстояние; λ – длина волны в свободном пространстве; Ω – угол между осями сетки, в узлах которой расположены элементы (90° – прямоугольная сетка; 60° – гексагональная сетка); ϵ_s – относительная диэлектрическая проницаемость подложки.

Пример возбуждения моды плоскопараллельного волновода в рефлекторе ОАР на основе композитной панели приводится в [23]. Из (1) видно, что при одинаковом расстоянии a частота резонанса собственной моды рефлектора выше при использовании гексагональной сетки. Таким образом, переходя с прямоугольной сетки на гексагональную можно вынести частоту возбуждения плоскопараллельной моды за пределы рабочего диапазона частот. Такая возможность подтверждается теоретическими и экспериментальными исследованиями щелевых ОАР (рис. 12). Частотные зависимости КУ этих антенн показаны на рис. 13. Хорошо виден провал КУ у ОАР с прямоугольной сеткой. При том же расстоянии между элементами у ОАР с треугольной сеткой провалов в КУ не наблюдается. Дальнейшие исследова-

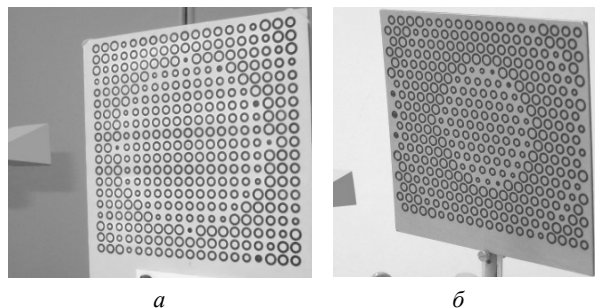


Рис. 12. Щелевые ОАР, изготовленные из композитной панели [23]: а – прямоугольная сетка элементов; б – треугольная сетка элементов

Fig. 12. Slotted reflectarrays made of composite panel [23]: а – rectangular elements grid; б – triangular elements grid

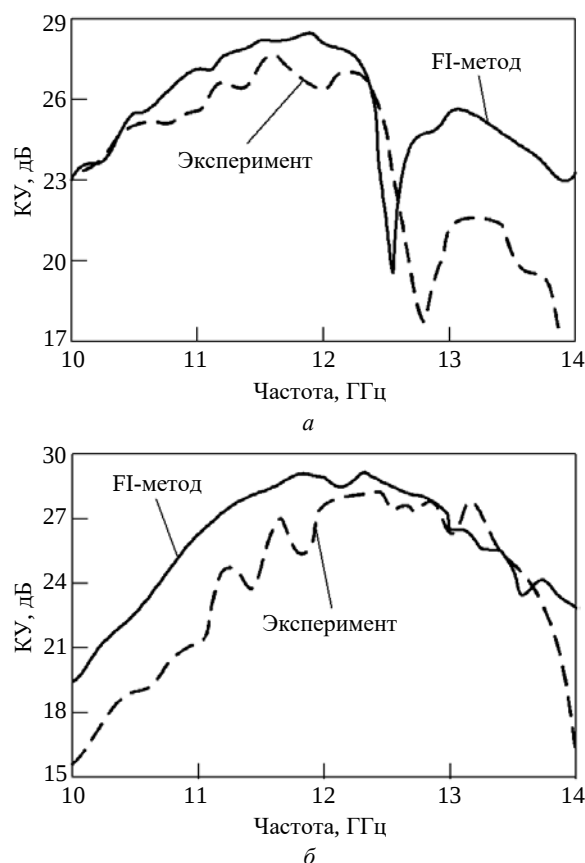


Рис. 13. Измеренные и численные частотные зависимости КУ ОАР [23]: *а* – с прямоугольной сеткой элементов; *б* – с треугольной сеткой элементов

Fig. 13. Measured and numerical gain frequency dependences for reflectarrays [23] with: *a* – rectangular elements grid; *б* – triangular elements grid

ния показали перспективность использования нерегулярной элементной сетки для щелевых ОАР. Образец такой ОАР показан на рис. 14, *а*. Элементы расположены вдоль окружностей, расстояние между окружностями разное и зависит от размера щелей. На рис. 14, *б* приводится экспериментальная зависимость КНД от частоты. Ее форма типична для однослойных ОАР без провалов.

Заключение. В статье рассмотрены некоторые подходы, позволяющие расширить полосу рабочих частот ОАР диапазона СВЧ. Представлен обзор как ранее опубликованных авторами данных экспериментальных исследований, так и ряд новых рабочих материалов, включая последние результаты исследования щелевых ОАР на основе фрезерованных композитных панелей с неэквидистантным расположением элементов. Показано, что использование многослойных структур, оптимизация геометрии элементов

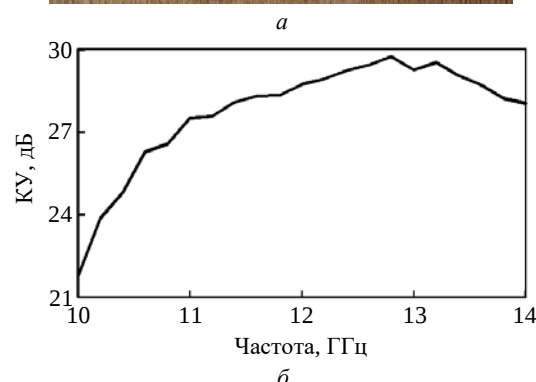
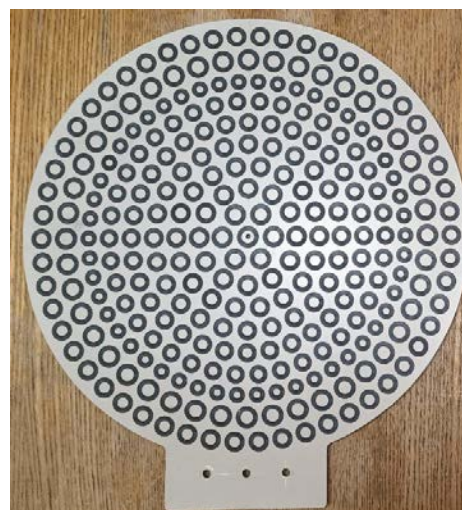


Рис. 14. Для щелевой ОАР, изготовленной из композитной панели с неэквидистантным расположением элементов: *а* – макет; *б* – измеренная частотная зависимость КУ

Fig. 14. For slotted reflectarray made of a composite panel with a non-equidistant arrangement of elements: *a* – prototype; *б* – the measured gain frequency dependence

(например, гантельных крестообразных структур) и пространственное разнесение слоев позволяют значительно увеличить относительную полосу частот – до 40 % для печатных ОАР и 30 % для цельнометаллических конструкций. Алгоритмы минимизации фазовых ошибок, основанные на многочастотном синтезе, показали свою практическую ценность, обеспечивая устойчивость характеристик в широком диапазоне. При этом ключевыми ограничениями остаются сложность проектирования многослойных систем и риск возбуждения паразитных мод, требующих учета на этапе проектирования.

Результаты исследований непосредственно используются в разработке антенн для современных телекоммуникационных систем, включая сети 5G/6G и спутниковую связь, где требуются широкополосные и компактные решения. Развитие аддитивных технологий и внед-

рение автоматизированных методов проектирования открывают новые возможности для создания сложных конформных и гибридных структур. Дальнейшие исследования могут быть направлены на снижение вычислительной сложности алгоритмов, улучшение устойчиво-

сти к экстремальным условиям и миниатюризацию элементов без потери эффективности. Рассмотренные подходы формируют основу для следующего поколения антенных систем, отвечающих растущим требованиям к скорости и надежности передачи данных.

Авторский вклад

Любина Любовь Михайловна – анализ характеристик цельнометаллических ОАР; анализ условий возникновения паразитной моды в цельнометаллических ОАР.

Балландович Святослав Владимирович – анализ характеристик и разработка конструкций печатных ОАР; анализ условий возникновения паразитной моды ОАР с диэлектрическим межслойным заполнением.

Костиков Григорий Александрович – организация и проведение измерений характеристик разработанных макетов ОАР.

Антонов Юрий Геннадьевич – разработка конструкций макетов ОАР; анализ влияния элементов конструкции на характеристики разработанных ОАР.

Author's contribution

Liubov M. Liubina, analysis of the characteristics of full-metal reflectarrays; analysis of the conditions for the occurrence of a parasitic mode of full-metal reflectarrays.

Svyatoslav V. Ballandovich, analysis of the characteristics of PCB reflectarrays; analysis of the conditions for the occurrence of a parasitic mode of PCB reflectarrays.

Grigory A. Kostikov, organization of measurement of the developed UAR reflectarrays.

Yuriy G. Antonov, development of reflectarrays designs; analysis of the influence of structural elements on the characteristics of the developed reflectarrays.

Список литературы

1. Olwal T. O., Chuku P. N., Lysko A. A. Antenna Research Directions for 6G: A brief overview through sampling literature // 7th Intern. Conf. on Advanced Computing and Communication Systems (ICACCS), Coimbatore, India, 19–20 March 2021. IEEE, 2021. P. 1582–1587. doi: 10.1109/ICACCS51430.2021.9441781

2. High Gain Elliptic Lens Antenna at D-Band for 6G Multi Gbps Data Transmission / S. Chakrabarti, V. K. Singh, A. Kumar, K. G. Thomas, P. H. Rao // IEEE Intern. Symp. on Antennas and Propagation and INC/USNC-URSI Radio Science Meeting (AP-S/INC-USNC-URSI), Firenze, Italy, 14–19 July 2024. IEEE, 2024. P. 887–888. doi: 10.1109/AP-S/INC-USNC-URSI52054.2024.10686215

3. A Review of Wideband Reflectarray Antennas for 5G Communication Systems / M. H. Dahri, M. H. Jamaluddin, M. I. Abbasi, M. R. Kamarudin // IEEE Access. 2017. Vol. 5. P. 17803–17815. doi: 10.1109/ACCESS.2017.2747844

4. Опыт разработки антенных решеток с квазиоптическим типом питания / С. В. Поленга, Р. О. Рязанцев, Ю. П. Саломатов, В. С. Панько, М. И. Сугак // Журн. СФУ. Техника и технологии. 2011. Т. 4, № 1. С. 40–50.

5. Balanis C. A. Antenna Theory: Analysis and Design. New Jersey: John Wiley & Sons, 2016. 1104 p.

6. Elliott R. S. Antenna Theory and Design. New Jersey: John Wiley & Sons, 2003. 625 p.

7. Light Propagation with Phase Discontinuities: Generalized Laws of Reflection and Refraction / N. Yu, P. Genevet, M. A. Kats, F. Aieta, J.-P. Tetienne, F. Capasso,

Z. Gaburro // Science. 2011. Vol. 334. P. 333–337. doi: 10.1126/science.1210713

8. Millimeter-wave waveguide reflectarray / S. V. Polenga, A. V. Stankovsky, R. M. Krylov, A. D. Nemshon, Yu. A. Litinskaya, Yu. P. Salomатов // Intern. Siberian Conf. on Control and Communications (SIBCON), Omsk, Russia, 21–23 May 2015. IEEE, 2015. P. 1–4. doi: 10.1109/SIBCON.2015.7147335

9. An integrated 2-bit metasurface array antenna with broadband lowradar cross-section covering large incident angle space / Zh. Zhang, T. Liu, X. Cao, H. Yang, L. Jidi, Ju. Gao // IET Microwaves, Antennas & Propagation. 2022. Vol. 16, № 6. P. 367–377. doi: 10.1049/mia2.12251

10. Emerging Metallic Systems for Additive Manufacturing: In-Situ Alloying and Multi-Metal Processing in Laser Powder Bed Fusion / S. L. Sing, S. Huang, G. D. Goh, G. L. Goh, C. F. Tey, J. H. K. Tan, W. Y. Yeong // Progress in Materials Science. 2021. Vol. 119. Art. № 100795. doi: 10.1016/J.PMATSCI.2021.100795

11. Synthesis of Mask-Constrained Pattern-Reconfigurable Nonuniformly Spaced Linear Arrays Using Artificial Neural Networks / C. Cui, W. T. Li, X. T. Ye, Y. Q. Hei, P. Rocca, X. W. Shi // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2022. Vol. 70, № 6. P. 4355–4368. doi: 10.1109/TAP.2022.3140214

12. A Novel Metasurface Inverse Design Based on Back Propagation Neural Network / T. Qin, S. Wen, X. Q. Lin, Y. Cao, Y. Cai, P. Mei // 18th European Conf.

on Antennas and Propagation (EuCAP), Glasgow, United Kingdom, 17–22 March 2024. IEEE, 2024. P. 1–5.
doi: 10.23919/EuCAP60739.2024.10501758

13. Обуховец В. А., Касьянов А. О. Микрополосковые отражательные антенные решетки. Методы проектирования и численное моделирование. М.: Радиотехника, 2006. 240 с.

14. Advanced Metasurface-Based Antennas: A Review / W. Yang, J. Li, D. Chen, Y. Cao, Q. Xue, W. Che // IEEE Open J. of Antennas and Propagation. 2025. Vol. 6, № 1. P. 6–24.
doi: 10.1109/OJAP.2024.3465513

15. Single-Layer Four-Band, Dual Linear Polarization Reflective Metasurface / X. Kai, F. Li, J. Feng, S. Xu // 6th Intern. Conf. on Information Communication and Signal Processing (ICICSP), Xi'an, China, 23–25 Sept. 2023. IEEE, 2023. P. 805–809.
doi: 10.1109/ICICSP59554.2023.10390627

16. Балландович С. В. Проектирование двухчастотных печатных отражательных антенных решеток с помощью модифицированной ячейки Флоке // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2015. № 1. С. 17–20.

17. Chaharmir M. R., Shaker J., Legay H. Broadband design of a single layer large reflectarray using multi cross loop elements // IEEE Trans. Antennas Propag. 2009. Vol. 57, № 10. P. 3363–3366.
doi: 10.1109/TAP.2009.2029600

18. Increasing bandwidth of full-metal slot reflectarray antennas / M. I. Sugak, S. V. Ballandovich, G. A. Kostikov, L. M. Liubina, Y. G. Antonov // ITM Web Conf. 2019. Vol. 30. Art. № 05023.

doi: 10.1051/itmconf/20193005023

19. MM-Band Reflectarray with Extended Bandwidth / S. V. Ballandovich, L. M. Liubina, G. A. Kostikov, Yu. G. Antonov // Seminar on Fields, Waves, Photonics and Electro-optics: Theory and Practical Applications (FWPE), Saint Petersburg, Russia, 21 Nov. 2023. IEEE, 2023. P. 4–7.
doi: 10.1109/FWPE60445.2023.10368549

20. Design and Analysis of a Reflectarray Using Slot Antenna Elements for Ka-band SatCom / Qi Luo, S. Gao, Ch. Zhang, D. Zhou, T. Chaloun, W. Menzel // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2015. Vol. 63, № 4. P. 1365–1374.
doi: 10.1109/TAP.2015.2401393

21. Bhattacharyya A., Fordham O., Liu Ya. Analysis of stripline-fed slot-coupled patch antennas with vias for parallel-plate mode suppression // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1998. Vol. 46, № 4. P. 538–545.
doi: 10.1109/8.664118

22. Parallel-Plate Modes in Slot Reflectarray Antennas / S. V. Ballandovich, M. I. Sugak, G. A. Kostikov, L. M. Liubina, Yu. G. Antonov // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2021. Vol. 69, № 6. P. 3303–3311.
doi: 10.1109/TAP.2020.3048501.

23. Характеристики плоских отражательных антенных решеток, выполненных на основе фрезерованных композитных панелей / Ю. Г. Антонов, С. В. Балландович, Г. А. Костиков, М. И. Сугак // Антенны. 2010. № 10 (161). С. 5–10.

Информация об авторах

Любина Любовь Михайловна – кандидат технических наук (2020), доцент кафедры теоретических основ радиотехники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 30 научных работ. Сфера научных интересов – электродинамика и антенно-фидерные устройства.

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

E-mail: lmlyubina@etu.ru

<https://orcid.org/0000-0003-1366-3316>

Балландович Святослав Владимирович – кандидат технических наук (2015), доцент (2021), доцент кафедры теоретических основ радиотехники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 30 научных работ. Сфера научных интересов – электродинамика и антенно-фидерные устройства.

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

E-mail: svballandovich@etu.ru

<https://orcid.org/0000-0003-3208-6606>

Костиков Григорий Александрович – кандидат технических наук (2007), доцент (2014), доцент кафедры теоретических основ радиотехники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 40 научных работ. Сфера научных интересов – электродинамика и антенно-фидерные устройства.

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

E-mail: gakostikov@etu.ru

<https://orcid.org/0009-0008-2929-3712>

Антонов Юрий Геннадьевич – кандидат технических наук (2007), доцент (2012), доцент кафедры теоретических основ радиотехники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университе-

та "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 40 научных работ. Сфера научных интересов – электродинамика и антенно-фидерные устройства.

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

E-mail: igantonov@etu.ru

<https://orcid.org/0000-0002-6816-3418>

References

1. Olwal T. O., Chuku P. N., Lysko A. A. Antenna Research Directions for 6G: A Brief Overview through Sampling Literature. 7th Intern. Conf. on Advanced Computing and Communication Systems (ICACCS), Coimbatore, India, 19–20 March 2021. IEEE, 2021, pp. 1582–1587. doi: 10.1109/ICACCS51430.2021.9441781
2. Chakrabarti S., Singh V. K., Kumar A., Thomas K. G., Rao P. H. High Gain Elliptic Lens Antenna at D-Band for 6G Multi Gbps Data Transmission. IEEE Intern. Symp. on Antennas and Propagation and INC/USNC-URSI Radio Science Meeting (AP-S/INC-USNC-URSI), Firenze, Italy, 14–19 July 2024. IEEE, 2024, pp. 887–888. doi: 10.1109/AP-S/INC-USNC-URSI52054.2024.10686215
3. Dahri M. H., Jamaluddin M. H., Abbasi M. I., Kamarudin M. R. A Review of Wideband Reflectarray Antennas for 5G Communication Systems. IEEE Access. 2017, vol. 5, pp. 17803–17815. doi: 10.1109/ACCESS.2017.2747844
4. Polenga S. V., Ryazantsev R. O., Salomatov Yu. P., Panko V. S., Sugak M. I. Reflectarray and Transmitarray Development Experience. J. of Siberian Federal University. Engineering & Technologies. 2011, vol. 4, no. 1, pp. 40–50. (In Russ.)
5. Balanis C. A. Antenna Theory: Analysis and Design. New Jersey, John Wiley & Sons, 2016, 1104 p.
6. Elliott R. S. Antenna Theory and Design. New Jersey, John Wiley & Sons, 2003, 625 p.
7. Yu N., Genevet P., Kats M. A., Aieta F., Tetienne J.-P., Capasso F., Gaburro Z. Light Propagation with Phase Discontinuities: Generalized Laws of Reflection and Refraction. Science. 2011, vol. 334, pp. 333–337. doi: 10.1126/science.1210713
8. Polenga S. V., Stankovsky A. V., Krylov R. M., Nemshon A. D., Litinskaya Yu. A., Salomatov Yu. P. Millimeter-Wave Waveguide Reflectarray. Intern. Siberian Conf. on Control and Communications (SIBCON), Omsk, Russia, 21–23 May 2015. IEEE, 2015, pp. 1–4. doi: 10.1109/SIBCON.2015.7147335
9. Zhang Zh., Liu T., Cao X., Yang H., Jidi L., Gao Ju. An Integrated 2-Bit Metasurface Array Antenna with Broadband Lowradar Cross-Section Covering Large Incident Angle Space. IET Microwaves, Antennas & Propagation. 2022, vol. 16, no. 6, pp. 367–377. doi: 10.1049/mia2.12251
10. Sing S. L., Huang S., Goh G. D., Goh G. L., Tey C. F., Tan J. H. K., Yeong W. Y. Emerging Metallic Systems for Additive Manufacturing: In-Situ Alloying and Multi-Metal Processing in Laser Powder Bed Fusion. Progress in Materials Science. 2021, vol. 119, art. no. 100795. doi: 10.1016/J.PMATSCI.2021.100795
11. Cui C., Li W. T., Ye X. T., Hei Y. Q., Rocca P., Shi X. W. Synthesis of Mask-Constrained Pattern-Reconfigurable Nonuniformly Spaced Linear Arrays Using Artificial Neural Networks. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2022, vol. 70, no. 6, pp. 4355–4368. doi: 10.1109/TAP.2022.3140214
12. Qin T., Wen S., Lin X. Q., Cao Y., Cai Y., Mei P. A Novel Metasurface Inverse Design Based on Back Propagation Neural Network. 18th European Conf. on Antennas and Propagation (EuCAP), Glasgow, United Kingdom, 17–22 March 2024. IEEE, 2024, pp. 1–5. doi: 10.23919/EuCAP60739.2024.10501758
13. Obukhovets V. A., Kasyanov A. O. *Mikropoloskovye otrazhatel'nye antennoye reshetki. Metody proektirovaniya i chislennoe modelirovaniye* [Microstrip Reflective Antenna Arrays. Design Methods and Numerical Modeling]. Moscow, Radiotekhnika, 2006, 240 p. (In Russ.)
14. Yang W., Li J., Chen D., Cao Y., Xue Q., Che W. Advanced Metasurface-Based Antennas: A Review. IEEE Open J. of Antennas and Propagation. 2025, vol. 6, no. 1, pp. 6–24. doi: 10.1109/OJAP.2024.3465513
15. Kai X., Li F., Feng J., Xu S. Single-Layer Four-Band, Dual Linear Polarization Reflective Metasurface. 6th Intern. Conf. on Information Communication and Signal Processing (ICICSP), Xi'an, China, 23–25 Sept. 2023. IEEE, 2023, pp. 805–809. doi: 10.1109/ICICSP59554.2023.10390627
16. Ballandovich S. V. Designing Dual-Frequency Printed Reflective Antenna Arrays Using a Modified Floquet Cell. J. of the Russian Universities. Radioelectronics. 2015, no. 1, pp. 17–20. (In Russ.)
17. Chaharmir M. R., Shaker J., Legay H. Broadband Design of a Single Layer Large Reflectarray Using Multi Cross Loop Elements. IEEE Trans. Antennas Propag. 2009, vol. 57, no. 10, pp. 3363–3366. doi: 10.1109/TAP.2009.2029600
18. Sugak M. I., Ballandovich S. V., Kostikov G. A., Liubina L. M., Antonov Yu. G. Increasing Bandwidth of Full-Metal Slot Reflectarray Antennas. ITM Web Conf. 2019, vol. 30, art. no. 05023. doi: 10.1051/itmconf/20193005023
19. Ballandovich S. V., Liubina L. M., Kostikov G. A., Antonov Yu. G. MM-Band Reflectarray with Extended Bandwidth. Seminar on Fields, Waves, Photonics and Electro-optics: Theory and Practical Applications (FWPE), Saint Petersburg, Russia, 21 Nov. 2023. IEEE, 2023, pp. 4–7. doi: 10.1109/FWPE60445.2023.10368549

20. Luo Qi, Gao S., Zhang Ch., Zhou D., Chaloun T., Menzel W. Design and Analysis of a Reflectarray Using Slot Antenna Elements for Ka-band SatCom. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2015, vol. 63, no. 4, pp. 1365–1374.
doi: 10.1109/TAP.2015.2401393

21. Bhattacharyya A., Fordham O., Liu Ya. Analysis of Stripline-Fed Slot-Coupled Patch Antennas with Vias for Parallel-Plate Mode Suppression. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1998, vol. 46, no. 4, pp. 538–545.

doi: 10.1109/8.664118

22. Ballandovich S. V., Sugak M. I., Kostikov G. A., Liubina L. M., Antonov Yu. G. Parallel-Plate Modes in Slot Reflectarray Antennas. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2021, vol. 69, no. 6, pp. 3303–3311.

23. Antonov Yu. G., Ballandovich S. V., Kostikov G. A., Sugak M. I. Characteristics of Planar Reflectarrays Designed by a Method of Composite Panel Milling. Antennas. 2010, no. 10 (161), pp. 5–10. (In Russ.)

Information about the authors

Liubov M. Liubina, Cand. Sci. (Eng.) (2020), Associate Professor of the Department of Theoretical Fundamentals of Radio Engineering of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of more than 30 scientific publications. Area of expertise: electrodynamics and antenna-feeder devices.

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

E-mail: lmlyubina@etu.ru

<https://orcid.org/0000-0003-1366-3316>

Svyatoslav V. Ballandovich, Cand. Sci. (Eng.) (2015), Associate Professor (2021), Associate of the Department of Theoretical Fundamentals of Radio Engineering of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of more than 30 scientific publications. Area of expertise: electrodynamics and antenna-feeder devices.

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

E-mail: svballandovich@etu.ru

<https://orcid.org/0000-0003-3208-6606>

Grigory A. Kostikov, Cand. Sci. (Eng.) (2007), Associate Professor (2014), Associate Professor of the Department of Theoretical Fundamentals of Radio Engineering of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of more than 40 scientific publications. Area of expertise: electrodynamics and antenna-feeder devices.

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

E-mail: gakostikov@etu.ru

<https://orcid.org/0009-0008-2929-3712>

Yuriy G. Antonov, Cand. Sci. (Eng.) (2007), Associate Professor (2012), Associate Professor of the Department of Theoretical Fundamentals of Radio Engineering of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of more than 40 scientific publications. Area of expertise: electrodynamics and antenna-feeder devices.

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

E-mail: igantonov@etu.ru

<https://orcid.org/0000-0002-6816-3418>

Системы, сети и устройства телекоммуникаций

Статья посвящена 80-летию юбилею факультета радиотехники и телекоммуникаций

УДК 519.872

Научная статья

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2025-28-3-57-72>

Оценка задержек в сетях с согласованной динамикой поступлений

О. А. Маркелов[✉], Н. С. Тымченко, М. И. Богачев

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

[✉] oamarkelov@etu.ru

Аннотация

Введение. Современные сложные системы с сетевой структурой характеризуются пространственно-временной зависимостью потоков. Существующие модели теории массового обслуживания, основанные на предположениях о стационарности и взаимной статистической независимости флуктуаций интенсивности входящих потоков, существенно недооценивают реальные задержки.

Цель работы. Разработка усовершенствованной модели оценки задержек агрегированного трафика в высоконагруженных сетях с учетом статистических характеристик взаимосвязей между флуктуациями активности в узлах и каналах сети.

Материалы и методы. Применен суперстатистический подход для аналитической коррекции формулы Кингмана при оценке времени ожидания на основе вычисления коэффициентов вариации интенсивностей поступления и взаимных корреляций между интенсивностями трафика, сформированного различными узлами. Для оценки характеристик агрегированного трафика использованы аналитически полученные аппроксимации плотностей вероятности распределения задержки q -экспоненциальными распределениями, результаты которых подтверждаются данными имитационного моделирования агрегированного трафика. Дополнительно выполнена валидация предложенных оценок на примере анализа эмпирических данных трафика магистральной академической сети MAWI. Длительность анализируемых временных сегментов трафика была адаптирована для адекватного сравнения результатов для модельных и эмпирических данных, при этом интегральные статистики построены на основе результатов анализа нескольких полносуточных записей.

Результаты. Разработана аналитическая модель для оценки задержек в агрегированном трафике, учитывающая коэффициенты вариации интенсивности поступления и взаимные корреляции интенсивностей трафика, исходящего от различных узлов сети. Показано, что аналитическая оценка распределения задержек дает промежуточный результат между оценками, получаемыми при использовании двух схем моделирования. Это обусловлено преобладанием ошибок дискретности или конечности выборки данных в зависимости от схемы моделирования.

Заключение. Применение суперстатистического подхода для учета статистических взаимосвязей позволяет уточнить оценки времен запаздывания в высоконагруженных сетях на основе подстановки скорректированных характеристик агрегированного трафика в формулу Кингмана, что позволяет уточнить оценки задержек в сложных технических системах с сетевой структурой.

Ключевые слова: нестационарный интернет-трафик, системы массового обслуживания, суперстатистический подход, взаимно коррелированные интенсивности поступления, время запаздывания

Для цитирования: Маркелов О. А., Тымченко Н. С., Богачев М. И. Оценка задержек в сетях с согласованной динамикой поступлений // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2025. Т. 28, № 3. С. 57–72.

doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-3-57-72

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Источник финансирования. Данное исследование было поддержано Министерством науки и высшего образования (задание № FSEE-2025-0006).

Статья поступила в редакцию 02.04.2025; принята к публикации после рецензирования 12.05.2025; опубликована онлайн 30.06.2025



Delay Estimation in Networks with Cooperative Arrival Dynamics

Oleg A. Markelov[✉], Nikita S. Tymchenko, Mikhail I. Bogachev

Saint Petersburg Electrotechnical University, St Petersburg, Russia

✉ oamarkelov@etu.ru

Abstract

Introduction. Modern complex systems with a network structure are characterized by spatial and temporal long-term dependence of flows. The existing models of mass service theory based on the assumptions of stationarity and mutual statistical independence of fluctuations in the intensity of incoming flows significantly underestimate real delays.

Aim. Development of an improved model for estimation of aggregated traffic delays in highly loaded networks taking into account statistical characteristics of interrelations between activity fluctuations in nodes and channels of the network.

Materials and methods. A superstatistical approach is applied to analytically correct the Kingman formula for estimating the waiting time based on the calculation of the coefficients of variation of arrival intensities and mutual correlations between the intensities of the traffic generated by different nodes. Analytically obtained approximations of probability densities of delay distribution by q -exponential distributions are used to estimate the characteristics of aggregated traffic, the results of which are confirmed by the data of simulation modeling of aggregated traffic. In addition, the validation of the proposed estimations is performed on the example of analyzing empirical traffic data of the MAWI academic backbone network. The duration of the analyzed time segments of the traffic was adapted to adequately compare the results for model and empirical data, with integral statistics constructed based on the results of the analysis of several full-day records.

Results. An analytical model for estimating delays in aggregated traffic was developed, taking into account the coefficients of variation of arrival intensities and mutual correlations of traffic intensities originating from different nodes in the network. The analytical estimation of delay distribution was shown to give an intermediate result between the estimations obtained by using two modeling schemes, which is caused by the prevalence of errors of discreteness or finiteness of data sampling depending on the modeling scheme.

Conclusion. The application of the superstatistical approach to account for statistical interrelationships allows the estimates of delay times in highly loaded networks to be clarified on the basis of substituting the adjusted characteristics of aggregated traffic into the Kingman formula, thus providing more detailed estimates of delays in complex engineering systems with a network structure.

Keywords: non-stationary Internet traffic, queuing systems, superstatistical approach, mutually correlated arrival rates, delay time

For citation: Markelov O. A., Tymchenko N. S., Bogachev M. I. Delay Estimation in Networks with Cooperative Arrival Dynamics. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2025, vol. 28, no. 3, pp. 57–72.

doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-3-57-72

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

Source of funding. This research was supported by the Ministry of Science and Higher Education (assignment number FSEE-2025-0006).

Submitted 02.04.2025; accepted 12.05.2025; published online 30.06.2025

Введение. Многопользовательские информационные системы играют ключевую роль в современном мире, при этом одной из главных проблем становится время запаздывания при передаче данных. Задержки пакетов включают

постоянную и переменную составляющие, среди которых особое значение имеет задержка маршрутизации. Для оптимизации работы телекоммуникационных систем применяется теория массового обслуживания, анализирующая эф-

фективность систем массового обслуживания (СМО). Этот подход, основанный на моделировании очередей, применяется в различных областях, подчеркивая его универсальность.

Математические модели СМО успешно применяются уже более века, начиная с работ Эрланга [1]. Дальнейшие исследования Поллачека, Хинчина, Кингмана, Маршала, Крамера и Лангенбаха–Бельца [2–6] развивали модели СМО, опираясь при этом на базовое допущение о статистической независимости поступающих требований. Современные исследования указывают на чрезмерную упрощенность данного предположения, что приводит к ошибкам в оценке характеристик сложных сетей [7–10]. В связи с этим растет потребность в разработке новых аналитических и имитационных методов, которые учитывали бы флуктуации интенсивностей поступлений, в том числе авто- и взаимные корреляционные свойства их интенсивностей на различных узлах – источниках трафика [15–19].

Отход от допущения о независимости проявляется возрастающими флуктуациями агрегированного трафика и временной кластеризацией поступлений в нем, что, в свою очередь, приводит к увеличению задержек, которые не учитываются классическими моделями СМО [20, 21]. Современные методы статистического анализа, компьютерного моделирования и хеширования данных позволяют оценить вклад взаимных корреляций и получить параметры соответствующей статистической модели [22–25].

В статье представлены результаты аналитической оценки характеристик эффективности СМО на основе суперстатистического подхода, учитывающего как краткосрочную динамику на основе классических моделей СМО с пуассоновскими в локальных временных сегментах потоками, так и долговременные флуктуации интенсивности поступлений с использованием недавно предложенных авторами расчетных схем [11–14]. В указанных работах выполнена оценка влияния долговременной динамики флуктуаций и предложены поправки к оценкам длин очередей и времен ожидания на основе анализа интервальных распределений [26]. В свою очередь, в описываемой работе основное внимание уделяется расширению вышеупомянутого подхода для случая учета взаимных корреляций между мо-

делями активности в различных узлах – источниках трафика. Показано, как флуктуации интенсивностей поступлений в отдельных узлах трансформируются в параметры времен ожидания в агрегированных распределениях трафика.

Теоретическое обоснование. Простейшая классическая модель СМО характеризуется детерминированным временем между поступлениями τ и постоянной продолжительностью обслуживания $T_{обс}$. В рамках этой схемы при известном τ достаточно поддерживать $T_{обс}$ несколько меньшим ($T_{обс} \lesssim \tau$ для одноканальной СМО или $T_{обс} \lesssim k\tau$ для многоканальной СМО с k каналами), чтобы избежать ожидания обслуживания. Этот сценарий D/D/k по Кендаллу [28] применим только к простым процессам, например таким, как производство идентичных деталей или передача по каналу связи стандартных сообщений фиксированной длины.

Если в многопользовательских сетях динамика поступлений определяется не заданным производственным регламентом или алгоритмом распределения вычислительных задач, а совместным поведением большого количества людей, время между прибытиями τ в общем случае оказывается случайной величиной. Это приводит к возникновению очередей при малых интервалах между поступлениями даже при достаточной в среднем пропускной способности системы. Таким образом, времена ожидания $T_{оч}$ и обслуживания $T_{обс}$ в этих случаях также оказываются случайными величинами. В рамках допущений, сформулированных Эрлангом [1], процессы поступления и обслуживания описываются стационарными пуассоновскими потоками с экспоненциальными распределениями, каждое из которых имеет единственный свободный параметр – интенсивности поступления и обслуживания соответственно. Тогда в k -канальной СМО, каналы которой для равномерности загрузки работают поочередно, время между поступлениями для каждого отдельного канала описывается распределением Эрланга порядка k . Его обобщением является гамма-распределение (Γ -распределение), которое при больших k асимптотически стремится к гауссовскому.

Дальнейшие теоретические обобщения в основном рассматривали случаи неэкспоненциальных распределений времен между поступлениями и длительностей обслуживания. Это соответствует обобщенной модели $G/G/k$ [2–4], в рамках которой τ и $T_{\text{обс}}$ характеризуются помимо средних значений их дисперсиями. При фиксированной пропускной способности узла с время обслуживания $T_{\text{обс}} = v/c$ линейно зависит от объема передаваемых данных v . В связи с этим флуктуации $T_{\text{обс}}$ прямо пропорциональны флуктуациям v , которые для обеспечения масштабируемости модели обычно нормируются к их средним значениям, и в рамках формализованного описания используют коэффициенты вариации ρ_τ и ρ_v . Хотя были предложены расширенные модели распределений времени поступления и обслуживания [5, 6], они либо игнорировали временные и пространственные модели памяти, либо упрощали их до схем, учитывающих только кратковременную динамику поступлений [15–19].

В современных информационных сетях, особенно на базе 5G и промышленного IoT, важна реализация концепции эффективной общей пропускной способности. Эти сети часто являются программно-определяемыми (SDN) [29], где активность узлов и маршруты передачи определяются адаптивно к текущим услови-

ям в сети на прикладном уровне TCP/IP. Таким образом, при моделировании SDN целесообразно анализировать агрегированный поток трафика как с переменной интенсивностью поступления требований, так и с переменной пропускной способностью канала обслуживания. Обе характеристики описываются случайными процессами. В некотором приближении модели можно упростить, полагая источники вариации интенсивности входного потока и пропускной способности канала обслуживания независимыми. Поскольку задержки в системе определяются суммарной дисперсией (в нормированном выражении – суммарным коэффициентом вариации), для рассмотренных ранее допущений они будут определяться суммой коэффициентов вариации, характеризующих неравномерность потока входящего трафика и неравномерность потока обслуживания в агрегированном канале с переменной эффективной пропускной способностью [27].

Рассмотрим простую сеть с N узлами, подключенными к агрегированному каналу с ограниченной пропускной способностью с (например, LAN с подключением к ISP), показанную на рис. 1.

После агрегирования трафика модель сводится к СМО типа $G/G/1$ со случайными интервалами времени между поступлениями, каждый из которых характеризуется временем

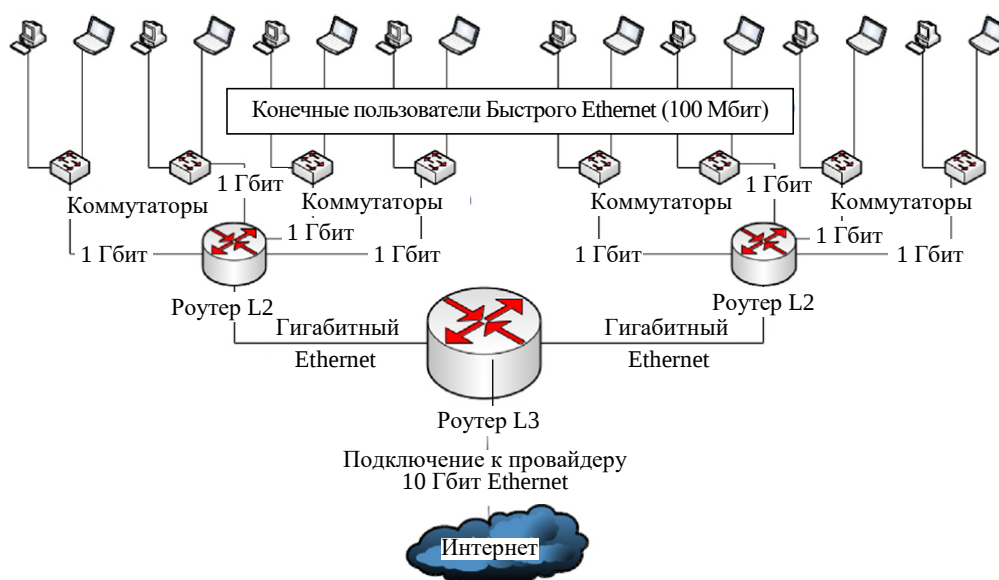


Рис. 1. Типичный пример топологии локальной вычислительной сети "звезда"

Fig. 1. A typical example of a star local area network topology

прибытия t_i и размером v_i . Последний пропорционален времени обслуживания: $T_{обс_i} = v_i/c$ (рис. 2, а). На рис. 2, б показаны временные диаграммы нахождения в СМО первых 10 поступлений, где время ожидания $T_{ож}$ в общем случае состоит из времени ожидания в очереди $T_{оч}$ и времени обслуживания $T_{обс}$ соответственно. В вырожденном случае, когда канал связи оказывается свободен в момент поступления (пример – первое и пятое поступления на рис. 2), $T_{оч} = 0$ и, следовательно, $T_{ож} = T_{обс}$.

Для k -го поступления время ожидания в очереди до момента начала обслуживания можно оценить как

$$T_{оч_k} = T_{ост} + \sum_{l=1}^L T_{обс_{k-l}},$$

где $T_{ост}$ – оставшееся время, необходимое для

завершения текущего обслуживания, выполняемого в момент поступления; L – длина очереди на момент поступления. Аналогично, время ожидания от поступления до завершения обслуживания:

$$T_{ож_k} = T_{оч_k} + T_{обс_k} = T_{ост} + \sum_{l=0}^L T_{обс_{k-l}}.$$

Согласно закону Литтла [30] среднее время ожидания $\langle T_{оч} \rangle$ пропорционально средней длине очереди $\langle L \rangle$, и, таким образом, в среднем

$$\langle T_{оч} \rangle = \langle T_{ост} \rangle + \langle T_{обс} \rangle \langle L \rangle = \langle T_{ост} \rangle + \langle T_{оч} \rangle U.$$

Тогда среднее время ожидания

$$\langle T_{оч} \rangle = \frac{\langle T_{ост} \rangle}{1 - U},$$

где $U = c/c_0$ – коэффициент использования канала в предположении, что $c_0 = \sum_i v_i / T_{\Sigma}$ –

минимальная пропускная способность, необхо-

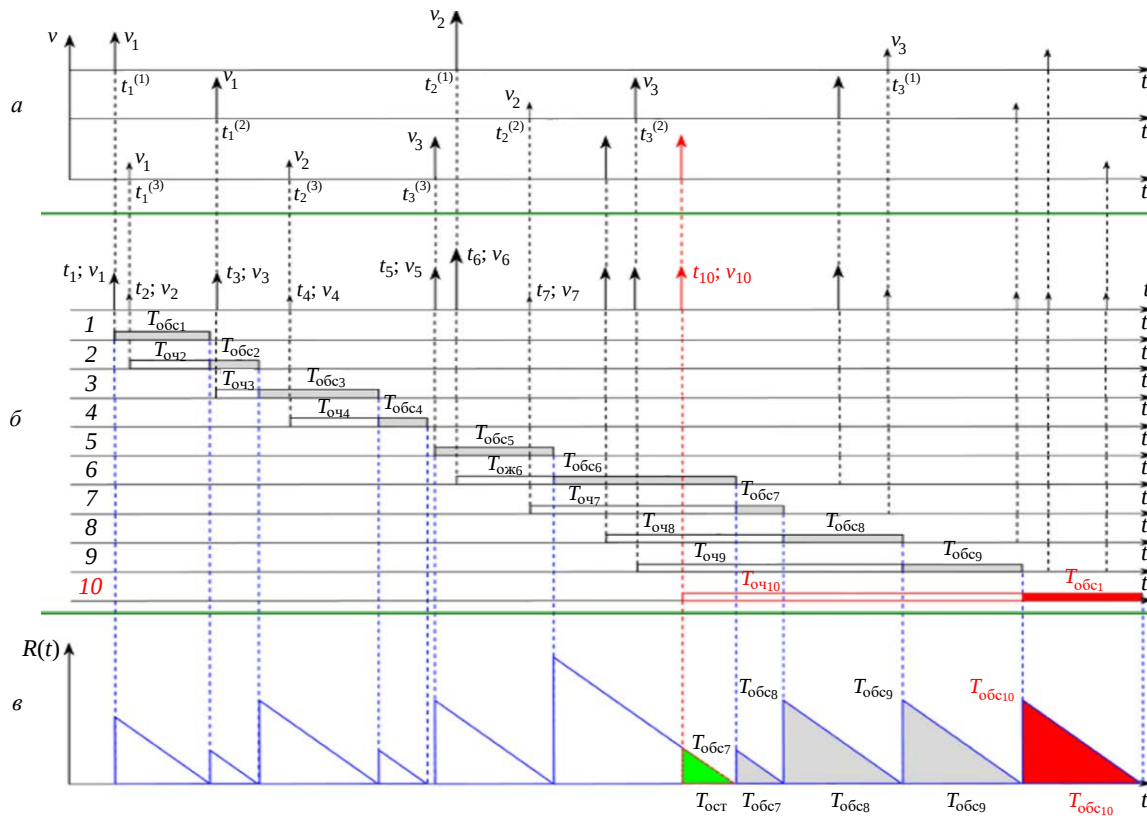


Рис. 2. Схема агрегирования трафика: а – поступления из трех различных узлов; б – в агрегированном канале поступления обслуживаются либо сразу (например, первое и пятое), либо ожидают в очереди до начала обслуживания; в – иллюстрация процедуры оценки времени ожидания при условии прибытия в случайное время

Fig. 2. Traffic aggregation scheme: а – arrivals from three different nodes; б – aggregated incoming requests are either served immediately (example one and five) or queued for service; в – an illustration of the waiting time estimation procedure assuming arrival at a random time

димая для передачи всего объем трафика $\sum_i v_i$
за все время анализа T_Σ .

В свою очередь, полагая поступления происходящими в случайные моменты времени, $T_{\text{ост}}$ можно определить, вычислив математическое ожидание остаточного времени $R(t)$, которое следует за процессом обновления, представленным последовательностью функций, линейно убывающих от $T_{\text{обс}_i}$ в начале обслуживания i -го поступления до нуля в момент его завершения (рис. 2, в), следующим образом:

$$\langle T_{\text{ост}} \rangle = \frac{1}{t} \int_0^t R(t') dt' = \frac{1}{t} \sum_{i=1}^{L(t)} \frac{T_{\text{обс}_i}^2}{2} = \frac{L(t)}{2t} \sum_{i=1}^{L(t)} \frac{T_{\text{обс}_i}^2}{L(t)}.$$

Поскольку при $t \rightarrow \infty \frac{L(t)}{t} \rightarrow Y$, где Y – средняя интенсивность поступлений,

$$\frac{L(t)}{t} \sum_{i=1}^{L(t)} \frac{T_{\text{обс}_i}^2}{L(t)} = E(T_{\text{обс}}^2).$$

Здесь $E(\dots)$ – математическое ожидание. Тогда окончательно имеем

$$\langle T_{\text{ост}} \rangle = Y \frac{E(T_{\text{обс}}^2)}{2}$$

и, таким образом, [31]

$$T_{\text{оч}} = \frac{YE(T_{\text{обс}}^2)}{2(1-U)}. \quad (1)$$

Выражение (1), широко известное как формула Поллачека–Хинчина для времени ожидания, предполагает стационарные случайные поступления, но переменное время обслуживания $M/G/1$ [2, 3]. Его также можно переписать в виде

$$\langle T_{\text{оч}} \rangle = \frac{1}{\langle T_{\text{обс}} \rangle} \frac{U}{1-U} \frac{E(T_{\text{обс}}^2)}{2}.$$

Наконец, можно избежать прямого вычисления второго момента $E(T_{\text{обс}}^2)$, заменив его на квадрат коэффициента вариации $\rho_v^2 = \frac{E(T_{\text{обс}}^2)}{E^2(T_{\text{обс}})} = \frac{E(v^2)}{E^2(v)}$, приведя выражение к виду

$$\langle T_{\text{оч}} \rangle = \langle T_{\text{обс}} \rangle \frac{U}{1-U} \frac{\rho_v}{2} = \frac{\langle v \rangle}{c} \left[\frac{U}{1-U} \right] \left[\frac{\rho_v^2}{2} \right].$$

Рассмотрим случай непуассоновских поступлений, время между которыми описывается некоторым обобщенным распределением с двумя свободными параметрами. Считая, что флуктуации временных интервалов между поступлениями и времен обслуживания статистически независимы, т. е. суммарная дисперсия равна сумме дисперсий, и то же самое верно для квадратов коэффициентов вариации, приходим к известной формуле Кингмана [4]

$$\begin{aligned} \langle T_{\text{оч}} \rangle &\approx \frac{\langle v \rangle}{c} \left[\frac{U}{1-U} \right] \left[\frac{\rho_\tau^2 + \rho_v^2}{2} \right] = \\ &= \frac{\langle v \rangle}{c_0} \left[\frac{U^2}{1-U} \right] \left[\frac{\rho_\tau^2 + \rho_v^2}{2} \right], \end{aligned} \quad (2)$$

где ρ_τ и ρ_v – коэффициенты вариации временных интервалов между поступлениями и длительностей обслуживания соответственно.

Формула (2) показывает, что время ожидания определяется тремя факторами: фиксированным множителем, зависящим от среднего времени обслуживания $\langle T_{\text{обс}} \rangle = \langle v \rangle / c$; множителем, связанным с коэффициентом использования канала $U/(1-U)$, и множителем, характеризующим интенсивность флуктуаций характеристик трафика $(\rho_\tau^2 + \rho_v^2)/2$. При этом задержки определяются исключительно суммарной дисперсией, в которую входят как характеристики входного потока, связанные с нерегулярным обращением пользователей к сетевым ресурсам, так и обусловленные возможной нестабильностью со стороны системы обслуживания.

Аналитический подход. Теперь предположим, что трафик, генерируемый узлами, подключенными к одному агрегированному каналу с ограниченной пропускной способностью c , имеет взаимные корреляции, характеризующиеся корреляционной матрицей $R = [R_{ij}]$. Суммарная интенсивность трафика $Y = Y_0 + Y_{\text{фл}}$, где $Y_0 = C$ – стационарный пуассоновский поток с фиксированной интенсивностью, а $Y_{\text{фл}}$ характе-

ризует случайные флуктуации вокруг Y_0 с коэффициентом вариации σ/C .

Положим интенсивность трафика Γ -распределенной:

$$P(Y) = \frac{\lambda^\alpha}{\Gamma(\alpha)} Y^{\alpha-1} \exp(-\lambda Y),$$

где λ – параметр интенсивности; α – параметр формы; $\Gamma(\alpha)$ – гамма-функция. Тогда средняя интенсивность поступления $\langle Y \rangle = \alpha/\lambda$; ее дисперсия $\sigma_Y^2 = \alpha/\lambda^2$. Соответственно, параметр формы $\alpha = 1/(\sigma_Y/\langle Y \rangle)^2 = 1/\rho^2$, определяющий асимптотический спад распределения, зависит только от коэффициента вариации $\rho = \sigma_Y/\langle Y \rangle$, а параметр интенсивности $\lambda = \alpha/\langle Y \rangle$ отвечает за изменение масштаба распределения к заданной средней интенсивности поступления $\langle Y \rangle$.

Согласно формуле полной вероятности

$$P(\tau) = \int_0^\infty P(Y) P(\tau|Y) dY = \int_0^\infty P(Y) Y e^{-Y\tau} dY,$$

где $Y = 1/\langle \tau \rangle$ – локальная интенсивность для каждого временного фрагмента, достаточно короткого, чтобы полагать трафик в его пределах стационарным; $\langle \tau \rangle$ – локальное среднее время между поступлениями для каждого такого фрагмента. Здесь $P(\tau \vee Y) = Y e^{-Y\tau}$ обозначает условную вероятность наблюдения времени между поступлениями τ в пределах фрагмента с локальной интенсивностью Y .

Тогда предельное распределение времени поступления [12]

$$P(\tau) = C_0 [1 + b(q-1)\tau]^{-1/(q-1)}, \quad (3)$$

где $b = \frac{Y}{3-2q} = \frac{\alpha+2}{\lambda}$; $q = 1 + \frac{1}{\alpha+2} = \frac{\alpha+3}{\alpha+2}$;

$$C_0 = \frac{\alpha(\alpha+1)}{\lambda^2}.$$

Выражение (3) известно как q -экспоненциальное распределение и представляет собой подкласс обобщенных распределений Парето. Для $q=1$ q -экспоненциальное распределение

сводится к простому экспоненциальному распределению.

Математическое ожидание и дисперсия определены для $q < 3/2$ и $q < 4/3$ соответственно:

$$E(\tau) = \frac{1}{b(3-2q)};$$

$$D(\tau) = \frac{q-2}{(2q-3)^2(3q-4)b^2}.$$

С учетом того, что $\alpha = 1/\rho^2$, квадрат коэффициента вариации

$$\begin{aligned} \rho_\tau^2 &= \frac{D(\tau)}{E^2(\tau)} = \frac{(q-2)b^2(3-2q)^2}{(2q-3)^2(3q-4)b^2} = \\ &= \frac{q-2}{3q-4} = \frac{-\rho^2-1}{\rho^2+1}. \end{aligned} \quad (4)$$

Это справедливо для $q = \frac{1+3\rho^2}{1+2\rho^2} < \frac{4}{3} \rightarrow \rho^2 < 1$.

Пусть интенсивность агрегированного трафика Y получается сложением вкладов трафика от N узлов. Для упрощения допустим, что вклад всех узлов в общую интенсивность трафика одинаков, а флуктуации трафика от отдельных узлов эквикоррелированы. Тогда, согласно [32], можно выразить математическое ожидание и дисперсию через функцию генерации момента, которая для произвольного $f(N)$ определяется как

$$E_N(f(N)) = \sum_{n=0}^{\infty} f(n) P(N=n).$$

Получаем:

$$\varphi''(0) = E(N^2);$$

$$D(N) = E(N^2) - E^2(N) = \varphi''(0) - (\varphi'(0))^2.$$

Полагая, что

$$E(X_i|N) = e^{g+hN};$$

$$D(X_i|N) = e^{a+tN},$$

имеем

$$E(Y) = e^g \varphi'(h);$$

$$D(Y) = e^a \left\{ \varphi'(t) + E_N \left(R(N^2 - N) e^{tN} \right) \right\} + \\ + e^{2g} \varphi''(2h) - e^{2g} (\varphi'(2h))^2,$$

где φ, g, h, a, t – вспомогательные функции для моментогенерирующего разложения.

Для эвкоррелированного сценария $R = [r_{ij}] = R_0, i \neq j$ получим [32]

$$D(S) = e^a \left\{ (1 - R_0) \varphi'(t) + R_0 \varphi(t) \right\} + \\ + e^{2g} \varphi(2h) - e^{2g} (\varphi'(h))^2,$$

и тогда

$$\rho^2 = \frac{D(S)}{E^2(S)} = \\ = e^{a-2g} \frac{(1 - R_0) \varphi'(t) + R_0 \varphi''(t)}{(\varphi'(h))^2} + \frac{\varphi''(2h)}{(\varphi'(h))^2} - 1.$$

Наконец, подставив

$$E(S) = E(Y_k) E_N(N); \\ D(S) = D(Y_k)(1 - R_0) E_N(N) + \\ + D(Y_k) R_0 E_N(N^2) + (E(Y_k))^2 D_N(N),$$

с учетом того, что количество узлов не изменяется, т. е. $E_N(N) = N$ и $D_N(N) = 0$, получим

$$\rho^2 = \frac{D(S)}{E^2(S)} = \frac{D(Y_k)(1 - R_0)}{E^2(Y_k) E_N(N)} + \\ + \frac{D(Y_k) R_0 E_N(N^2)}{E^2(Y_k) (E_N(N))^2} + \frac{D_N(N)}{(E_N(N))^2} = \\ = \frac{ND(Y_k)(1 - R_0)}{N^2 E^2(Y_k)} + \frac{D(Y_k) R_0 N^2}{N^2 E^2(Y_k)} = \\ = \frac{D(Y_k)(NR_0 + 1 - R_0)}{NE^2(Y_k)}. \quad (5)$$

Приведенное выше выражение справедливо для

$$\rho^2 < 1 = \frac{D(X_1)(NR_0 + 1 - R_0)}{NE^2(X_1)} < 1 = \\ = \rho_1^2 = \frac{D(X_1)}{E^2(X_1)} < \frac{N}{NR_0 + 1 - R_0}.$$

Чтобы применить полученный выше результат на практике, необходимо вначале рас-

считать ρ^2 из (5) и подставить его в (4), чтобы получить ρ_τ^2 . Наконец, значение ρ_τ^2 , полученное из (4), можно использовать для оценки времени ожидания в соответствии с (2) – формулой Кингмана.

Имитационное моделирование. Для проверки точности описанной аналитической модели в различных ситуациях была разработана математическая модель, генерирующая потоки интенсивностей трафика с заданными корреляционными свойствами (рис. 3). Было реализовано 2 варианта процедуры моделирования взаимно коррелированных интенсивностей: 1) отдельные пуассоновские потоки с переменной интенсивностью имитируются для каждого из N узлов независимо, а затем агрегируются и располагаются в соответствии с временами прибытия по возрастанию; 2) интенсивности трафика от всех узлов складываются для получения ряда агрегированной интенсивности, после чего моделируется единый агрегированный пуассоновский поток. В дальнейшем каждый из вариантов агрегированного потока подается на вход модели СМО (см. рис. 2) для получения показателей $T_{\text{общ}}, T_{\text{оч}}, T_{\text{ож}}$, которые в дальнейшем сопоставляются с полученными ранее аналитическими оценками.

Вначале формируется ряд интенсивностей $Y = Y_0 + Y_{\text{фл}}$, где $Y_0 = C$ – постоянная составляющая, а $Y_{\text{фл}}$ – флуктуационная составляющая с нулевым средним.

Для разных комбинаций параметров модели, таких, как N – количество узлов; C – средняя интенсивность; ρ – коэффициент вариации; R_0 – взаимные корреляции, были сформированы V случайных реализаций ряда интенсивностей для различных длительностей сегментов L . Чтобы сопоставление данных имитационного моделирования с результатами анализа эмпирических данных было более адекватным, длительность сегментов выбиралась таким образом, чтобы общая статистика оставалась такой же, как и для полной суточной записи трафика из сети с таким же количеством активных узлов, т. е. $LV \approx 86\,400$.

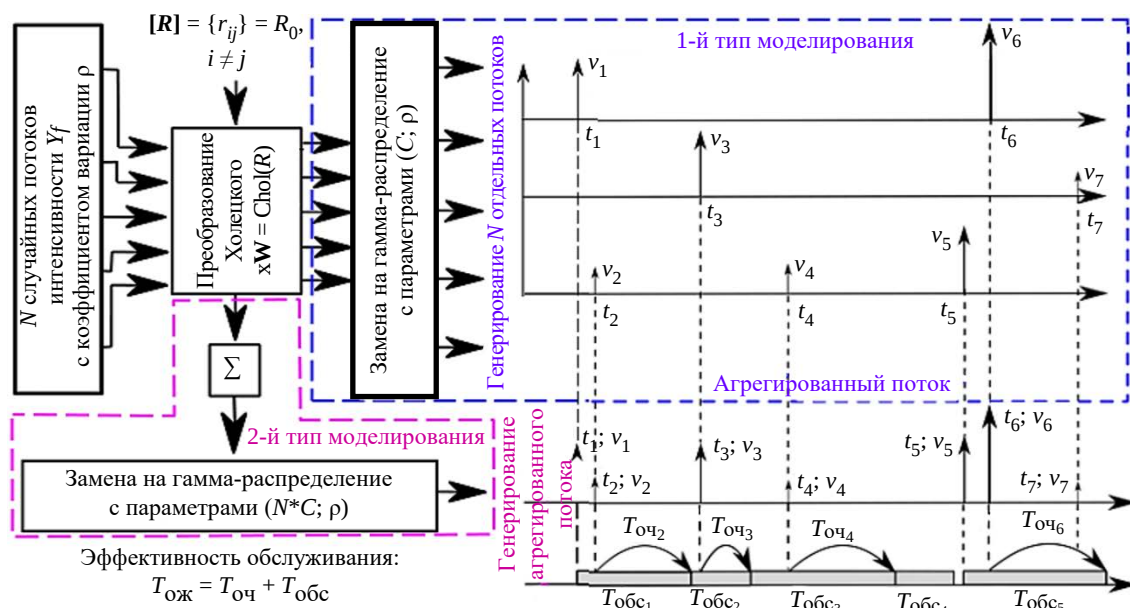


Рис. 3. Схема процедуры моделирования взаимно коррелированных интенсивностей

Fig. 3. Procedure for modeling the correlated traffic flow

Имитационное моделирование потока требований предполагало формирование в каждом из временных сегментов локальных пуассоновских потоков, состоящих из Y_k элементов со средним интервалом $1/Y_k$ и состыкованных последовательно для всех сегментов $k=1...L$. Сформированный таким образом ряд поступлений был использован в качестве входных данных для стандартной процедуры моделирования СМО, описанной, например, в [12, 26]. Были рассмотрены 2 варианта моделирования: (имит. 1) с пуассоновскими потоками, формируемыми для каждого из узлов независимо, с последующим их объединением и расположением в соответствии со временем прибытия, а также (имит. 2) с объединением локальных интенсивностей трафика из узлов с последующим моделированием единого агрегированного пуассоновского потока (детальная иллюстрация обоих сценариев моделирования представлена на рис. 3). Моделирование выполнялось в среде MATLAB для параметров $N=4, 16, 64$; $C=10, 100, 1000$; $V=100, 1000, 5760$; $L=15, 86, 860$; $\rho=0.1, 0.5, 0.9$; $R_0=0.1, 0.5, 0.9$. Показательные примеры результатов моделирования приведены на рис. 4–6, где соответствующие наборы параметров моделирования отражены в заголовках панелей рисунков.

В ходе математического моделирования строились графики плотности вероятности оценки времени запаздывания $P(\tau)$, учитывая физическое ограничение на время запаздывания от $45 \cdot 10^{-6}$ до 2.7 с.

На рис. 4 показаны распределения $P(\tau)$ времени между поступлениями τ в сети с $N=16$ активными узлами со средней интенсивностью $C=100$ требований в единицу времени, длительностью $L=86$ временных сегментов, со статистикой, собранной для $V=1000$ случайных реализаций интенсивности. Боксовыми диаграммами представлены результаты моделирования, тогда как красными штрихпунктирными линиями показаны результаты аналитических расчетов по вышеописанной методике. Черной штриховой линией выделен вырожденный вариант, соответствующий приближенному описанию рассматриваемого сценария в терминах классических моделей СМО.

Из рисунка видно, что все варианты имитационного моделирования подвержены влиянию эффектов дискретности и конечности объема выборки, причем вариант имит. 1 представляет собой верхнюю, а вариант имит. 2 – нижнюю границы соответственно. При этом аналитическая кривая типично лежит между ними, с более выраженным отклонением от единичной

экспоненты с увеличением ρ и R_0 , которое в большей степени зависит от ρ .

Для моделирования требовалось подобрать набор оптимальных параметров, которые бы минимизировали влияние артефактов. В ходе исследования было установлено, что математическая модель демонстрирует инерционность в пределах одного интервала и уменьшение длины интервала L приводит к более прямому графику. При этом значение τ также уменьшается, так как тяжесть хвоста гамма-распределения зависит от L .

Это устраняет провал в графике $P_{\text{имит.1}}(\tau)$.

Увеличение числа пользователей приводит к смещению графиков вправо по оси τ и лучшему описанию с помощью q -экспоненты вместо обычной экспоненты, что соответствует теории, так как модель разрабатывается для многопользовательской высоконагруженной сети.

В [27] показано, что с ростом N экспонента недооценивает время на порядок. Графики $P_{\text{имит.2}}(\tau)$, напротив, смещаются влево при увеличении N и почти совпадают с экспонентой. При малых N оба метода агрегирования дают схожие результаты.

Далее было построено семейство графиков оценки времени запаздывания по уточненной формуле Кингмана при тех же параметрах моделирования (рис. 5).

Контурные и заполненные боксовые диаграммы представляют результаты компьютерного моделирования по вариантам имит. 1 и имит. 2 соответственно. Штриховыми линиями показана аппроксимация по формуле Кингмана (2) с учетом аналитических поправок к коэффициенту вариации интервалов времен ρ_t^2 в зависимости от взаимных коррелирующих интенсивностей из разных узлов, определяемых согласно предложенной ранее аналитической коррекции.

Видно, что формула Кингмана хорошо работает для малых ρ , а при высоких значительно недооценивает задержки уже при $U = 0.4$, а при меньших U переоценивает.

Второй метод агрегирования (имит. 2) хорошо согласуется с теорией при больших значениях ρ и высоких значениях N вплоть до больших нагрузок.

Первый метод начинает расходиться при высоких значениях N и малых значениях U из-за конечности выборки и дискретности. При $L \rightarrow 1$ оба

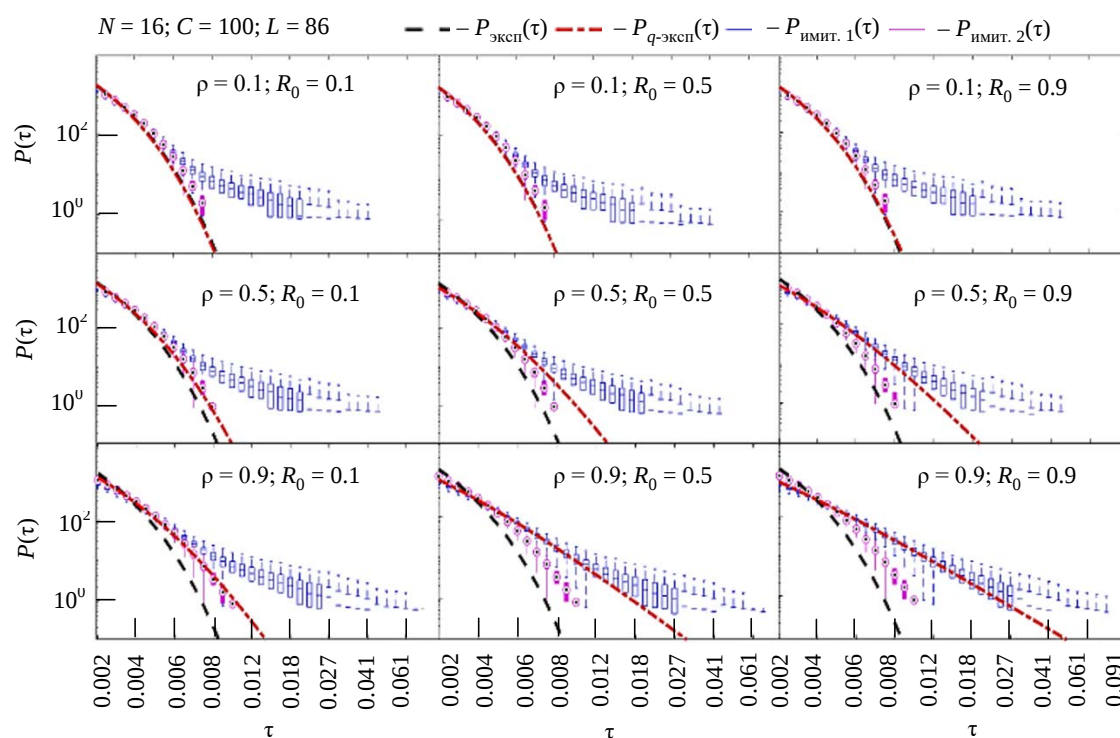


Рис. 4. Семейство графиков зависимости плотности вероятности оценки времени запаздывания от ρ и R_0

Fig. 4. Family of plots of dependence of probability density function of lag time estimation on ρ and R_0

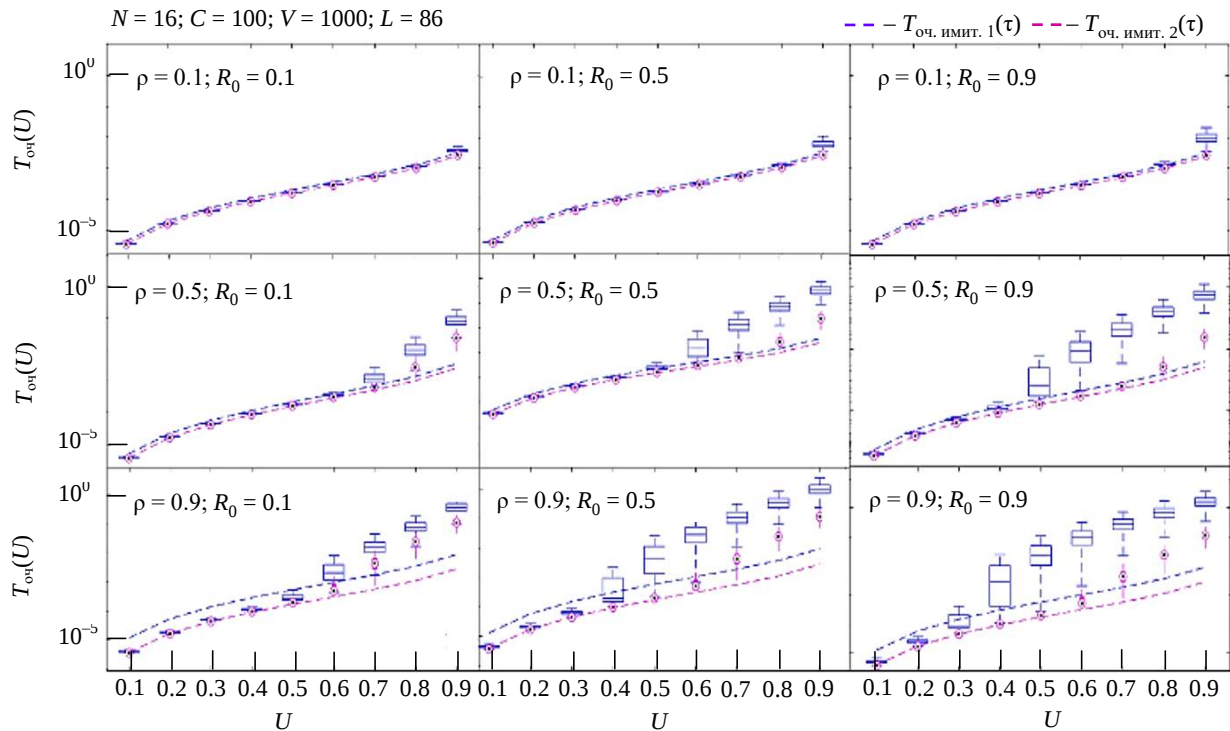


Рис. 5. Семейство графиков зависимости оценки времени запаздывания по уточненной формуле Кингмана от ρ и R_0
Fig. 5. Family of plots of dependence of lag time estimation by the refined Kingman formula on ρ and R_0

метода хорошо согласуются с теорией, но разница в оценке времени ожидания составляет порядок.

Результаты моделирования для экикоррелированных потоков трафика с постоянными интенсивностями и унифицированными моделями его флуктуаций могут показаться нереалистичными, так как в больших сетях распределения интенсивностей в узлах типично описываются распределениями с тяжелыми хвостами [13]; кроме того, наблюдается инерционность флуктуаций трафика, что выражается в автокорреляциях его интенсивностей [26].

Оценка времени запаздывания в сети MAWI. Для оценки применимости полученных аналитических поправок к анализу трафика в реальных сетях авторы проанализировали эмпирические данные трафика из сети MAWI, соединяющей университеты и исследовательские центры в Японии. Использовались суточные записи интенсивности трафика. Для имитационного моделирования они были разделены на временные сегменты разной продолжительности. Влияние инерционных свойств интенсивности трафика было исключено за счет случайной перестановки интенсивностей во времени синхронно для всех узлов – источников трафика. Это позволило со-

хранить их взаимные корреляции [27]. Для этого были синтезированы случайные ряды длины L , далее отсортированные для получения V независимых индексных векторов. Затем соответствующие векторы использовались в процедуре перестановки для сохранения взаимных корреляций между рядами интенсивностей трафика. При этом для каждой серии моделирования один и тот же вектор применялся ко всем рядам интенсивностей для всех узлов – источников трафика.

На рис. 6 контурные и заполненные боксовые диаграммы соответствуют двум вариантам схемы моделирования, в которых интенсивности либо моделируются (имит.), либо получены из эмпирических записей трафика сети MAWI (эмп.). На рис. 6, а, б красные штрихпунктирные кривые соответствуют аналитическим приближениям для ρ_τ согласно уравнению (2). Штриховые линии на рис. 6, в, г иллюстрируют аппроксимацию по формуле Кингмана (2) с соответствующими аналитическими поправками к коэффициенту вариации интервалов времени между запросами.

Рис. 6 демонстрирует, что для рассматриваемой ранее комбинации параметров модели

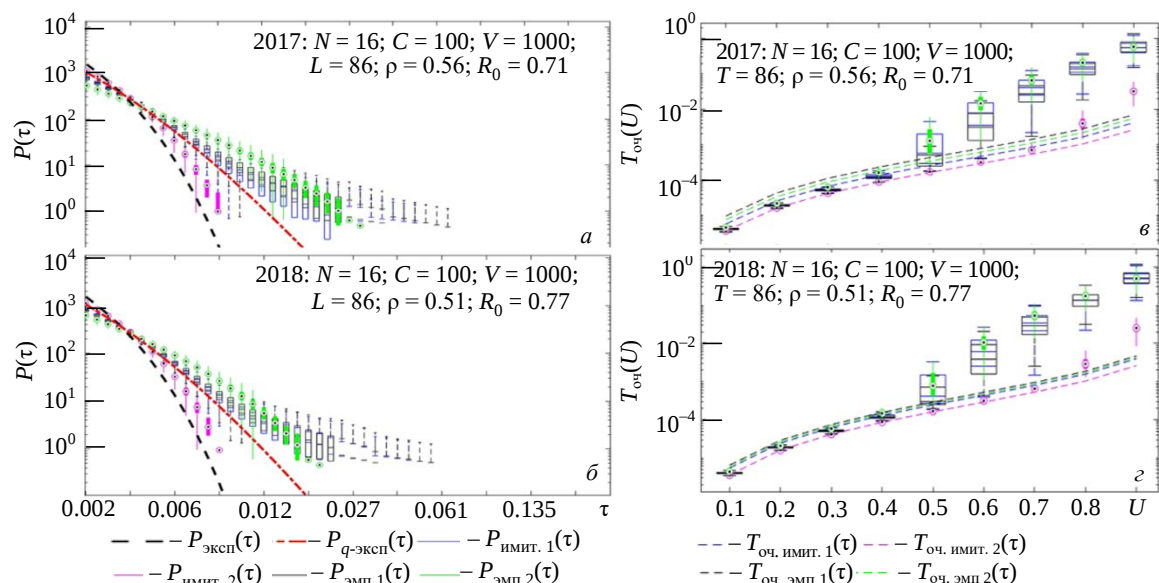


Рис. 6. Семейство графиков зависимости плотности вероятности оценки времени запаздывания (а, б); семейство графиков зависимости оценки времени запаздывания по уточненной формуле Кингмана (в, г)

Fig. 6. Family of plots of dependence of probability density function of lag time estimation (a, б); family of plots of dependence of lag time estimation by the refined Kingman formula (в, г)

предложенные аналитические приближения с коэффициентами вариации времен поступлений, введенными в формулу Кингмана (2), обеспечивают разумные приближения, хотя коэффициенты их вариации ρ и взаимные корреляции R_0 в эмпирических моделях соответствуют параметрам аналитической и математической модели только в среднестатистическом смысле.

Обсуждение. Современные сложные сети, включая информационно-телекоммуникационные, транспортно-логистические и иные сложные технические системы с сетевой структурой, характеризуются многоуровневой иерархией и взаимосвязями. Традиционные пуассоновские модели оказываются неадекватными для описания таких сетей, в частности, из-за нерегулярного характера обращения пользователей к сетевым ресурсам, а также возрастающего влияния динамики автономных агентов, например IoT-устройств.

При этом выбор подходов к аналитическому описанию и имитационному моделированию трафика во многом определяется спецификой поставленных задач. Так, суперстатистические модели обеспечивают уточненные оценки задержек, уменьшая их недооценку по сравнению с классическими моделями с 3–4 порядков до менее чем одного порядка. Однако они

предоставляют только интегральные оценки для агрегированного трафика, опосредованные от специфики внутренней организации сети. Для перспективных сетей необходимо разработать методы оценки задержек на основе ограниченного набора параметров: количества активных узлов, коэффициентов вариации скорости передачи данных (ρ), показателя Херста (H) и матриц взаимных корреляций ($R = [r_{ij}]$).

В больших сетях узкие места возникают на определенных уровнях агрегации при одновременной активности множества узлов. Модель может быть параметризована с использованием средних значений: среднего коэффициента вариации ρ , среднего показателя Херста H и среднего коэффициента взаимной корреляции r_{ij} . Для сетей с низкой интенсивностью потоков трафика отдельных узлов часто целесообразно использовать On/Off-модели трафика.

Описанная в статье аналитическая аппроксимация показывает удовлетворительную согласованность с результатами имитационного моделирования с учетом известных ограничений самих методов имитационного моделирования. При этом замена оценок корреляций между конкретными парами узлов их средними значениями по укрупненной сети в целом сохраняет адекватность статистической модели,

что подтверждается данными имитационного моделирования и анализа эмпирического трафика. Предложенные модели дают промежуточные приближения между двумя вариантами моделирования, учитывая эффекты дискретности и конечного размера выборки.

Телекоммуникационные сети обладают дискретной природой, где информация передается пакетами и часто привязана к временной сетке. На транспортном уровне дискретность наиболее заметна, хотя она может распространяться и на более высокие уровни, за исключением потоковых сервисов. В моделировании учитывается дискретность на транспортном уровне за счет ограничения времени прибытия фиксированным порогом. Однако существует дополнительный источник дискретности из-за односекундного временного разрешения при анализе интенсивности трафика. При этом фрагменты длительностью 1 с считаются стационарными, что адекватно для источников, интенсивность поступлений от которых определяется действиями пользователей, но может быть не достаточной для адекватного учета характеристик трафика, в котором доминируют поступления от IoT-устройств или онлайн-роботов. Уменьшение временного интервала стационарного трафика создает дополнительные эффекты дискретности на менее загруженных узлах из-за целочисленности количества пакетов. На другом конце распределения доминируют эффекты конечного размера выборки. При этом для реальных сетей распределения на практике часто оказываются усеченными ввиду того, что чрезмерные задержки приводят к отказам пользователей

от ожидания и самостоятельному отказу от обслуживания (так называемые уходы).

Заключение. Проанализированы характеристики СМО для агрегированного трафика многопользовательских сетей с переменной интенсивностью и взаимно коррелированной динамикой поступлений. Разработана аналитическая поправка к формуле Кингмана, позволяющая оценивать показатели эффективности СМО на основе коэффициентов вариации трафика в узлах сети и коэффициента корреляции между ними. Подход может быть особенно полезен для проектирования и оптимизации инфокоммуникационных сетей, включая SDN-системы, для выбора оптимальных топологий и алгоритмов маршрутизации на основе аналитических оценок без масштабных компьютерных симуляций.

Практическая валидация показала хорошее соответствие аналитической аппроксимации времени ожидания результатам компьютерного моделирования и эмпирическим данным трафика опорной академической сети. При этом подход демонстрирует приемлемую точность даже при использовании усредненных параметров модели.

Предложенный подход, вероятно, может быть также применим и к иным сложным системам с сетевой архитектурой: информационно-телекоммуникационным, транспортно-логистическим и иным системам, где флуктуации интенсивности определяются взаимодействием неоднородных источников – обусловленных активностью пользователей и различных автономных агентов (IoT-устройств, онлайн-сенсоров или роботов).

Список литературы

1. Erlang A. K. Solution of some problems in the theory of probabilities of significance in automatic telephone exchanges // *Elektroteknikeren*. 1917. Vol. 13. P. 138–155.
2. Pollaczek F. Über Eine Aufgabe der Wahrscheinlichkeitstheorie I // *Mathematische Zeitschrift*. 1930. Vol. 32, № 1. P. 64–100.
doi: 10.1007/BF01194620
3. Хинчин А. Я. Математическая теория стационарной очереди // *Мат. сб.* 1932. Т. 39, № 4. С. 73–84.
4. Kingman J. F. C. The single server queue in heavy traffic // *Mathematical Proc. of the Cambridge Philosophical Society*. 1961. Vol. 57, № 04. P. 902–904.
doi: 10.1017/S0305004100036094
5. Marchal W. G. An approximate formula for waiting time in single server queues // *AIIE Trans.* 1976. Vol. 8, № 4. P. 473–474.

doi: 10.1080/05695557608975111

6. Krämer W., Langenbach-Belz M. Approximate formulae for the delay in the queueing system GI/G/1 // *Proc. 8th Intern. Teletraffic Congr.* 1976. Vol. 235, № 1. P. 1–8.

7. On the self-similar nature of ethernet traffic (extended version) / W. E. Leland, M. S. Taqqu, W. Willinger, D. V. Wilson // *IEEE/ACM Transactions on Networking*. 1994. Vol. 2, iss. 1. P. 1–15.
doi: 10.1109/90.282603

8. Paxson V., Floyd S. Wide area traffic: the failure of Poisson modeling // *IEEE/ACM Transactions on Networking*. 1995. Vol. 3, iss. 3. P. 226–244.
doi: 10.1109/90.392383

9. The changing nature of network traffic: Scaling phenomena / A. Feldmann, A. C. Gilbert, W. Willinger,

T. G. Kurtz // ACM SIGCOMM Comput. Commun. Rev. 1998. Vol. 28, iss. 2. P. 5–29.
doi: 10.1145/279345.279346

10. Park K., Willinger W. Self-Similar Network Traffic and Performance Evaluation. John Wiley & Sons, 2000. 558 p.
doi: 10.1002/047120644X

11. Universal model for collective access patterns in the Internet traffic dynamics: A superstatistical approach / A. Tamazian, V. Nguyen, O. Markelov, M. Bogachev // EPL. 2016. Vol. 115, № 1. Art. № 10008.
doi: 10.1209/0295-5075/115/10008

12. Markelov O., Duc V. N., Bogachev M. Statistical modeling of the Internet traffic dynamics: To which extent do we need long-term correlations? // Physica A: Statistical Mechanics and its Applications. 2017. Vol. 485. P. 48–60.
doi: 10.1016/j.physa.2017.05.023

13. Universal rank-size statistics in network traffic: Modeling collective access patterns by Zipf's law with long-term correlations / V. Nguyen, O. Markelov, A. Serdyuk, A. Vasenev, M. Bogachev // EPL. 2018. Vol. 123, № 5. Art. № 50001.
doi: 10.1209/0295-5075/123/50001

14. Service delays in strongly linked network communities / M. Bogachev, N. Pyko, S. Pyko, A. Vasenev // J. of Physics: Conf. Ser. 2019. Vol. 1352, iss. 1. Art. № 012006.
doi: 10.1088/1742-6596/1352/1/012006

15. Liu Y., Whitt W. Stabilizing performance in networks of queues with time-varying arrival rates // Probability in the Engineering and Informational Sciences. 2014. Vol. 28, № 4. P. 419–449.
doi: 10.1017/S0269964814000084

16. Pender J., Rand R. H., Wesson E. An analysis of queues with delayed information and time-varying arrival rates // Nonlinear Dyn. 2018. Vol. 91, № 4. P. 2411–2427.
doi: 10.1007/s11071-017-4021-0

17. Whitt W. Time-varying queues. Queueing Models Serv. Manag. 2018. Vol. 1, № 2. P. 79–164.

18. Dudin A., Klimenok V. I., Vishnevsky V. M. The Theory of Queueing Systems with Correlated Flows. Cham: Springer, 2020. 410 p.
doi: 10.1007/978-3-030-32072-0

19. An approximate mean queue length formula for queueing systems with varying service rate / J. Zhang, T. T. Lee, T. Ye, L. Huang // J. of Industrial and Management Optimization. 2021. Vol. 17, iss. 1. P. 185–204.
doi: 10.3934/jimo.2019106

20. Bogachev M., Eichner J., Bunde A. The effects of multifractality on the statistics of return intervals // The European Physical J. Special Topics. 2008. Vol. 161, № 1. P. 181–193.
doi: 10.1140/epjst/e2008-00760-5

21. Bogachev M. I., Eichner J. F., Bunde A. On the occurrence of extreme events in long-term correlated and multifractal data sets // Pure and Applied Geophysics. 2008. Vol. 165. P. 1195–1207.
doi: 10.1007/s00024-008-0353-5

22. Podobnik B., Stanley H. E. Detrended cross-correlation analysis: A new method for analyzing two nonstationary time series // Phys. Rev. Lett. 2008. Vol. 100, № 8. Art. № 084102.
doi: 10.1103/PhysRevLett.100.084102

23. Detrended partial cross-correlation analysis of two nonstationary time series influenced by common external forces / X.-Y. Qian, Y.-M. Liu, Z.-Q. Jiang, B. Podobnik, W.-X. Zhou, H. E. Stanley // Phys. Rev. E. 2015. Vol. 91, № 6. Art. № 062816.
doi: 10.1103/PhysRevE.91.062816

24. Detrended partial-cross-correlation analysis: A new method for analyzing correlations in complex system / N. Yuan, Z. Fu, H. Zhang, L. Piao, E. Xoplaki, J. Luterbacher // Scientific Reports. 2015. Vol. 5, № 1. P. 1–7. Art. № 8143.
doi: 10.1038/srep08143

25. Bogachev M., Bunde A. On the occurrence and predictability of overloads in telecommunication networks // EPL. 2009. Vol. 86, № 6. Art. № 66002.
doi: 10.1209/0295-5075/86/66002

26. Approximate waiting times for queueing systems with variable long-term correlated arrival rates / M. I. Bogachev, A. V. Kuzmenko, O. A. Markelov, N. S. Pyko, S. A. Pyko // Physica A: Statistical Mechanics and its Applications. 2023. Vol. 614. Art. № 128513.
doi: 10.1016/j.physa.2023.128513

27. Approximate waiting times for queueing systems with variable cross-correlated arrival rates / M. I. Bogachev, N. S. Pyko, N. S. Tymchenko, S. A. Pyko, O. A. Markelov // Physica A: Statistical Mechanics and its Applications. 2024. Vol. 654. Art. № 130152.
doi: 10.1016/j.physa.2024.130152

28. Kendall D. G. Stochastic processes occurring in the theory of queues and their analysis by the method of the imbedded Markov chain // The Annals of Mathematical Statistics. 1953. Vol. 24, iss. 3. P. 338–354.
doi: 10.1214/aoms/1177728975

29. IoT network model with multimodal node distribution and data-collecting mechanism using mobile clustering nodes / D. Vorobyova, A. Muthanna, A. Paramonov, O. A. Markelov, A. Koucheryavy, G. Ali, E. L. M. Affendi, A. A. Abd El-Latif // Electronics. 2023. Vol. 12, № 6. Art. № 1410.
doi: 10.3390/electronics12061410

30. Little J. D. A proof for the queueing formula: $L = \lambda W$ // Operations Research. 1961. Vol. 9, № 3. P. 383–387.
doi: 10.1287/opre.9.3.383

31. Oliver R. M. An alternate derivation of the Pollaczek-Khintchine formula // Oper. Res. 1964. Vol. 12, № 1. P. 158–159.
doi: 10.1287/opre.12.1.158

32. Cohen J. E. Sum of a random number of correlated random variables that depend on the number of summands // The American Statistician. 2019. Vol. 73, iss. 1. P. 56–60.
doi: 10.1080/00031305.2017.1311283

Информация об авторах

Маркелов Олег Александрович – кандидат технических наук (2014), и. о. заведующего кафедрой радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета

"ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 130 научных работ. Сфера научных интересов – статистический анализ временных рядов; теория телетрафика.

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

E-mail: oamarkelov@etu.ru

<https://orcid.org/0000-0002-6099-8867>

Тымченко Никита Сергеевич – магистр по специальности "Радиотехника" (2025, Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)), инженер кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор восьми научных публикаций. Сфера научных интересов – системы массового обслуживания; интернет-трафик; математическое моделирование.

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

E-mail: ntymchenko@etu.ru

<https://orcid.org/0009-0005-1489-8725>

Богачев Михаил Игоревич – доктор технических наук (2018), доцент (2011), профессор кафедры радиотехнических систем, главный научный сотрудник кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 260 научных работ. Сфера научных интересов – статистический анализ данных; математическое моделирование.

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

E-mail: rogex@yandex.com

<http://orcid.org/0000-0002-0356-5651>

References

1. Erlang A. K. Solution of Some Problems in the Theory of Probabilities of Significance in Automatic Telephone Exchanges. *Elektroteknikeren*. 1917, vol. 13, pp. 138–155.

2. Pollaczek F. Über Eine Aufgabe der Wahrscheinlichkeitstheorie I. *Mathematische Zeitschrift*. 1930, vol. 32, no. 1, pp. 64–100.

doi: 10.1007/BF01194620

3. Khintchine A. Ya. *Matematicheskaya teoriya statsionarnoi ocheredi* [Mathematical Theory of Stationary Queues]. *Matem. Sbornik*. 1932, vol. 39, no. 4, pp. 73–84. (In Russ.)

4. Kingman J. F. C. The Single Server Queue in Heavy Traffic. *Mathematical Proc. of the Cambridge Philosophical Society*. 1961, vol. 57, no. 04, pp. 902–904.

doi: 10.1017/S0305004100036094

5. Marchal W. G. An Approximate Formula for Waiting Time in Single Server Queues. *AIIE Trans.* 1976, vol. 8, no. 4, pp. 473–474.

doi: 10.1080/05695557608975111

6. Krämer W., Langenbach-Belz M. Approximate Formulae for the Delay in the Queueing System GI/G/1. *Proc. 8th Intern. Teletraffic Congr.* 1976, vol. 235, no. 1, pp. 1–8.

7. Leland W. E., Taqqu M. S., Willinger W., Wilson D. V. On the Self-Similar Nature of Ethernet Traffic (Extended Version). *IEEE/ACM Transactions on Networking*. 1994, vol. 2, iss. 1, pp. 1–15.

doi: 10.1109/90.282603

8. Paxson V., Floyd S. Wide Area Traffic: The Failure of Poisson Modelling. *IEEE/ACM Transactions on Networking*. 1995, vol. 3, iss. 3, pp. 226–244.

doi: 10.1109/90.392383

9. Feldmann A., Gilbert A. C., Willinger W., Kurtz T. G. The Changing Nature of Network Traffic: Scaling Phenomena. *ACM SIGCOMM Comput. Commun. Rev.* 1998, vol. 28, iss. 2, pp. 5–29.

doi: 10.1145/279345.279346

10. Park K., Willinger W. Self-Similar Network Traffic and Performance Evaluation. John Wiley & Sons, 2000, 558 p.

doi: 10.1002/047120644X

11. Tamazian A., Nguyen V., Markelov O., Bogachev M. Universal Model For Collective Access Patterns in the Internet Traffic Dynamics: A Superstatistical Approach. *EPL*. 2016, vol. 115, no. 1, art. no. 10008.

doi: 10.1209/0295-5075/115/10008

12. Markelov O., Duc V. N., Bogachev M. Statistical Modeling of the Internet Traffic Dynamics: to Which Extent do We Need Long-Term Correlations? *Physica A: Statistical Mechanics and its Applications*. 2017, vol. 485, pp. 48–60.

doi: 10.1016/j.physa.2017.05.023

13. Nguyen V., Markelov O., Serdyuk A., Vasenev A., Bogachev M. Universal Rank-Size Statistics in Network Traffic: Modeling Collective Access Patterns by Zipf's Law with Long-Term Correlations. *EPL*. 2018, vol. 123, no. 5, art. no. 50001.

doi: 10.1209/0295-5075/123/50001

14. Bogachev M., Pyko N., Pyko S., Vasenev A. Service Delays in Strongly Linked Network Communities. *J. of Physics: Conf. Ser.* 2019, vol. 1352, iss. 1, art. no. 012006.

doi: 10.1088/1742-6596/1352/1/012006

15. Liu Y., Whitt W. Stabilizing Performance in Networks of Queues with Time-Varying Arrival Rates. *Probability in the Engineering and Informational Sciences*. 2014, vol. 28, no. 4, pp. 419–449.

doi: 10.1017/S0269964814000084

16. Pender J., Rand R. H., Wesson E. An Analysis of Queues with Delayed Information and Time-Varying

Arrival Rates. *Nonlinear Dyn.* 2018, vol. 91, no. 4, pp. 2411–2427.

doi: 10.1007/s11071-017-4021-0

17. Whitt W. Time-Varying Queues. *Queueing Models Serv. Manag.* 2018, vol. 1, no. 2, pp. 79–164.

18. Dudin A., Klimenok V. I., Vishnevsky V. M. *The Theory of Queueing Systems with Correlated Flows.* Cham, Springer, 2020, 410 p.

doi: 10.1007/978-3-030-32072-0

19. Zhang J., Lee T. T., Ye T., Huang L. An Approximate Mean Queue Length Formula for Queueing Systems with Varying Service Rate. *J. of Industrial and Management Optimization.* 2021, vol. 17, iss. 1, pp. 185–204.

doi: 10.3934/jimo.2019106

20. Bogachev M., Eichner J., Bunde A. The Effects of Multifractality on the Statistics of Return Intervals. *The European Physical J. Special Topics.* 2008, vol. 161, no. 1, pp. 181–193.

doi: 10.1140/epjst/e2008-00760-5

21. Bogachev M. I., Eichner J. F., Bunde A. On the Occurrence of Extreme Events in Long-Term Correlated and Multifractal Data Sets. *Pure and Applied Geophysics.* 2008, vol. 165, pp. 1195–1207.

doi: 10.1007/s00024-008-0353-5

22. Podobnik B., Stanley H. E. Detrended Cross-Correlation Analysis: a New Method for Analyzing Two Nonstationary Time Series. *Phys. Rev. Lett.* 2008, vol. 100, no. 8, art. no. 084102.

doi: 10.1103/PhysRevLett.100.084102

23. Qian X.-Y., Liu Y.-M., Jiang Z.-Q., Podobnik B., Zhou W.-X., Stanley H. E. Detrended Partial Cross-Correlation Analysis of Two Nonstationary Time Series Influenced by Common External Forces. *Phys. Rev. E.* 2015, vol. 91, no. 6, art. no. 062816.

doi: 10.1103/PhysRevE.91.062816

24. Yuan N., Fu Z., Zhang H., Piao L., Xoplaki E., Luterbacher J. Detrended Partial-Cross-Correlation Analysis: a New Method for Analyzing Correlations in Complex System. *Scientific Reports.* 2015, vol. 5, no. 1, pp. 1–7, art. no. 8143.

doi: 10.1038/srep08143

25. Bogachev M., Bunde A. On the Occurrence and Predictability of Overloads in Telecommunication Networks. *EPL.* 2009, vol. 86, no. 6, art. no. 66002.

doi: 10.1209/0295-5075/86/66002

26. Bogachev M. I., Kuzmenko A. V., Markelov O. A., Pyko N. S., Pyko S. A. Approximate Waiting Times for Queueing Systems with Variable Long-Term Correlated Arrival Rates. *Physica A: Statistical Mechanics and its Applications.* 2023, vol. 614, art. no. 128513.

doi: 10.1016/j.physa.2023.128513

27. Bogachev M. I., Pyko N. S., Tymchenko N. S., Pyko S. A., Markelov O. A. Approximate Waiting Times for Queueing Systems with Variable Cross-Correlated Arrival Rates. *Physica A: Statistical Mechanics and its Applications.* 2024, vol. 654, art. no. 130152.

doi: 10.1016/j.physa.2024.130152

28. Kendall D. G. Stochastic Processes Occurring in the Theory of Queues and Their Analysis by the Method of the Imbedded Markov Chain. *The Annals of Mathematical Statistics.* 1953, vol. 24, iss. 3, pp. 338–354.

doi: 10.1214/aoms/1177728975

29. Vorobyova D., Muthanna A., Paramonov A., Markelov O. A., Koucheryavy A., Ali G., Affendi E. L. M., Abd El-Latif A. A. IoT Network Model with Multimodal Node Distribution and Data-Collecting Mechanism Using Mobile Clustering Nodes. *Electronics.* 2023, vol. 12, no. 6, art. no. 1410.

doi: 10.3390/electronics12061410

30. Little J. D. A Proof for the Queueing Formula: $L = \lambda W$. *Operations Research.* 1961, vol. 9, no. 3, pp. 383–387.

doi: 10.1287/opre.9.3.383

31. Oliver R. M. An Alternate Derivation of the Pollaczek-Khintchine Formula. *Oper. Res.* 1964, vol. 12, no. 1, pp. 158–159.

doi: 10.1287/opre.12.1.158

32. Cohen J. E. Sum of a Random Number of Correlated Random Variables That Depend on the Number of Summands. *The American Statistician.* 2019, vol. 73, iss. 1, pp. 56–60.

doi: 10.1080/00031305.2017.1311283

Information about the authors

Oleg A. Markelov, Cand. Sci. (Eng.) (2014), Associate Professor of the Department of Radio Engineering Systems of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 140 scientific publications. Area of expertise: statistical analysis of time series; Internet traffic.

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

E-mail: oamarkelov@etu.ru

<https://orcid.org/0000-0002-6099-8867>

Nikita S. Tymchenko, Master's degree in Radio Engineering (2025, Saint Petersburg Electrotechnical University), Engineer of the Department of Radio Engineering Systems of Saint Petersburg Electrotechnical University. Author of 8 scientific publications. Area of expertise: mass service systems; Internet traffic; mathematical modeling.

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

E-mail: ntymchenko@etu.ru

<https://orcid.org/0009-0005-1489-8725>

Mikhail I. Bogachev, Dr Sci. (Eng.) (2018), Associate Professor (2011), Professor of the Department of Radio Engineering Systems, Chief Researcher of the Scientific and Department of Radio Engineering Systems of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 260 scientific publications. Area of expertise: statistical data analysis; mathematical modeling.

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

E-mail: rogey@yandex.com

<http://orcid.org/0000-0002-0356-5651>

Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов

УДК 621.391

Научная статья

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2025-28-3-73-84>

Обнаружение, оценка параметров и пеленгование периодических импульсных сигналов

В. Б. Манелис¹, И. С. Фаустов^{1,2✉}, В. А. Козьмин¹

¹АО "ИРКОС", Воронеж, Россия

²ФГБОУ ВО "Воронежский государственный технический университет",
Воронеж, Россия

✉ faustov.97@bk.ru

Аннотация

Введение. Периодические импульсные сигналы (ПИС) находят широкое применение в различных областях, включая радиолокацию. Параметры ПИС, такие, как период, длительность и форма импульсов, радиочастотное наполнение, могут значительно варьироваться и, как правило, априори неизвестны. В условиях априорной неопределенности и при низких отношениях сигнал/шум актуальная задача обнаружения ПИС, оценки его параметров и пеленгования источника является нетривиальной.

Цель работы. Разработка алгоритмов обнаружения, оценки параметров и пеленгования периодических импульсных сигналов в условиях низких значений отношения сигнал/шум и отсутствия априорной информации о параметрах ПИС.

Материалы и методы. При решении поставленной задачи использовались методы статистической радиотехники, математической статистики, оценивания параметров сигналов на фоне помех, имитационного компьютерного моделирования.

Результаты. Разработаны простые в реализации алгоритмы обнаружения периодических импульсных сигналов, оценки их параметров и пеленгования источника. Методом компьютерного моделирования получены характеристики помехоустойчивости алгоритмов. Выполнено их успешное тестирование посредством приема реальных сигналов. Показано, что помехоустойчивость алгоритмов растет с уменьшением скважности ПИС. Разработанные алгоритмы позволяют отличать ПИС от сигналов беспроводных систем связи, таких, как GSM, UMTS, LTE, Wi-Fi, 5G, имеющих периодическую компоненту, но не являющихся импульсными.

Заключение. Полученные алгоритмы успешно функционируют при отсутствии априорной информации о параметрах периодического импульсного сигнала и при низких отношениях сигнал/шум (до –15 дБ). Показан существенный выигрыш в помехоустойчивости пеленгования по сравнению со стандартным фазоразностным алгоритмом. Оценка параметров периодического импульсного сигнала может быть использована для идентификации источника.

Ключевые слова: периодический импульсный сигнал, антенная решетка, обнаружение сигналов, оценка параметров, пеленгование

Для цитирования: Манелис В. Б., Фаустов И. С., Козьмин В. А. Обнаружение, оценка параметров и пеленгование периодических импульсных сигналов // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2025. Т. 28, № 3. С. 73–84.

doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-3-73-84

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 22.10.2024; принята к публикации после рецензирования 21.01.2025; опубликована онлайн 30.06.2025



Detection, Parameter Estimation and Direction Finding of Periodic Pulse Signals

Vladimir B. Manelis¹, Ivan S. Faustov^{1,2✉}, Vladimir A. Kozmin¹

¹JSC "IRCOS", Voronezh, Russia

²Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

✉ faustov.97@bk.ru

Abstract

Introduction. Periodic pulse signals are used in various fields, including radar systems. The parameters of periodic pulse signals, such as period, pulse duration and shape, and radio frequency content, can vary significantly and, as a rule, are unknown a priori. Under the conditions of a priori uncertainty and low signal-to-noise ratios, the detection of periodic pulse signals, estimation of their parameters, and direction finding of the source is a non-trivial task.

Aim. To develop algorithms for detecting, estimating parameters, and direction finding of periodic pulse signals in the presence of low signal-to-noise ratios and the absence of a priori information about the parameters of a periodic pulse signal.

Materials and methods. The methods of statistical radio engineering, mathematical statistics, estimation of signal parameters against interference, and computer simulation were used.

Results. Simple-to-implement algorithms for detecting periodic pulse signals, evaluating their parameters, and direction finding of the source have been developed. The noise immunity characteristics of the algorithms obtained by computer simulation were successfully tested when receiving actual signals. The noise immunity of the algorithms was shown to increase with a decrease in the duty ratio of the signal. The developed algorithms allow periodic pulse signals to be distinguished from signals of wireless communication systems, such as GSM, UMTS, LTE, Wi-Fi, 5G. The latter signals, although having a periodic component, are not pulsed signals.

Conclusion. The developed algorithms function successfully in the absence of a priori information about the parameters of a periodic pulse signal and at low signal-to-noise ratios (up to –15 dB). A significant gain in the noise immunity of direction finding was achieved in comparison with the standard phase difference algorithm. The parameters of a periodic pulse signal evaluated using the developed algorithms can be used for source identification.

Keywords: periodic pulse signal, antenna array, signal detection, parameter estimation, direction finding

For citation: Manelis V. B., Faustov I. S., Kozmin V. A. Detection, Parameter Estimation and Direction Finding of Periodic Pulse Signals. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2025, vol. 28, no. 3, pp. 73–84. doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-3-73-84

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

Submitted 22.10.2024; accepted 21.01.2025; published online 30.06.2025

Введение. Периодические импульсные сигналы (ПИС) получили широкое распространение в различных приложениях, в частности, в радиолокации. Обнаружение и оценка параметров ПИС, локализация их источника – актуальная задача радиомониторинга и радиотехнической разведки. Параметры ПИС (период, длительность, форма импульсов, радиочастотное наполнение) могут варьироваться в широких пределах в зависимости от источника и, как правило, априори неизвестны. В условиях априорной неопределенности и значительной удаленности источника, когда уровень сигнала становится существенно меньше уровня шумов и помех в полосе

анализа, задача обнаружения ПИС и оценки его параметров является нетривиальной.

В подавляющем большинстве систем ПИС имеют высокую скважность, а их общая энергия может быть существенно ниже энергии шумов и помех в анализируемом частотном диапазоне. В этом случае стандартные фазоразностные методы (ФРМ) пеленгования, использующие для расчета пеленга непрерывную выборку сигнала, приводят к грубым ошибкам пеленгования. Действительно, в этом случае пеленговаться будут не источники ПИС, а источники мощных помех. Для преодоления этой проблемы в описываемой работе определяются

интервалы выборки, в которых присутствуют импульсы сигнала, и при расчете пеленга сигнал анализируется только в этих интервалах.

Известны публикации, посвященные анализу ПИС и оценке их периода. В [1] рассмотрена классификация импульсных сигналов при одновременной работе нескольких источников радиоизлучения. В основе решения этой задачи лежит статистическая обработка гистограмм разностей средних амплитуд сигнала на коротких интервалах. Подобный подход рассмотрен также в [2–5] при определении периода следования сигналов РЛС.

Задача обнаружения ПИС, наблюдаемого на фоне аддитивных шумов, и оценка его периода рассмотрена в [6, 7]. Обнаружение основано на формировании усредненного спектра мощности входного сигнала. Оценку периода ПИС определяют по частоте гармоники сформированного спектра мощности с наибольшей амплитудой. Эта частота соответствует частоте следования импульсов. В [8, 9] применена более сложная процедура анализа усредненного спектра, которая позволяет выделять ПИС разных источников.

В соответствии с характеристиками помехоустойчивости [1–9] перечисленные методы работают лишь при отношениях сигнал/шум не менее 2...4 дБ. При очень низких отношениях сигнал/шум ПИС визуально не наблюдаются ни во временной, ни в частотной областях. Поэтому в неблагоприятных помехо-шумовых условиях эти методы неработоспособны.

В [10] для оценки периода следования ПИС предложено формировать функцию автокорреляции входного сигнала с последующей ее обработкой.

Сигналы многих систем (GSM, UMTS, LTE, 5G, Wi-Fi и др.) в своей структуре имеют некоторую периодическую компоненту. Алгоритмы из [1–10] не позволяют отличить такие сигналы от ПИС.

Работы [11–15] посвящены обнаружению ПИС и возможности их идентификации и отличия от сигналов LTE, Wi-Fi с использованием нейронных сетей. Однако в указанных работах исходными данными служат комплексные отсчеты сигнала в частотной области, что определяет низкую помехоустойчивость этих методов.

Общим недостатком большинства известных подходов является отсутствие оценки дли-

тельности и формы импульсов ПИС. Кроме того, не рассматриваются особенности пеленгования источников таких сигналов.

Цель описываемой работы – создание алгоритмов обнаружения, оценка параметров и пеленгования ПИС в условиях низких отношений сигнал/шум и отсутствия априорной информации о параметрах ПИС.

Предложенный подход основан на том, что функция автокорреляции ПИС имеет локальные максимумы, интервал между которыми равен периоду сигнала. Знание периода позволяет выполнить поперiodное усреднение для подавления шумов. В рамках данного подхода представлены эвристические процедуры обнаружения и оценки параметров ПИС, зависящие от ряда параметров, значения которых оптимизировались посредством анализа большого количества смоделированных и реальных ПИС с различными значениями отношения сигнал/шум, периода, скважности, радиочастотного наполнения.

Общая процедура обработки. Решение поставленной задачи реализуется на базе двухканальной приемной аппаратуры, использующей многоэлементную антенную решетку (АР) [16]. Один канал приема (некоммутируемый) постоянно подключен к нулевому элементу АР, другой (коммутируемый) – последовательно подключается к элементам АР с номерами $m = \overline{0, M-1}$, где M – количество элементов АР.

По сигналу некоммутируемого канала производится обнаружение и идентификация ПИС, оценка его параметров, а вместе с коммутируемым каналом – пеленгование источника.

На рис. 1 представлена общая схема обработки. По входному комплексному видеосигналу некоммутируемого канала формируется автокорреляционная функция (АКФ). При наличии периодических локальных максимумов в сформированной функции принимается решение о присутствии периодической компоненты во входном сигнале. Интервал между соседними локальными максимумами соответствует значению периода. Полученная оценка периода используется далее при поперiodном накоплении сигнала во временной области. Результат поперiodного накопления позволяет идентифицировать импульсный характер сигнала и оценить длину и форму импульсов. По

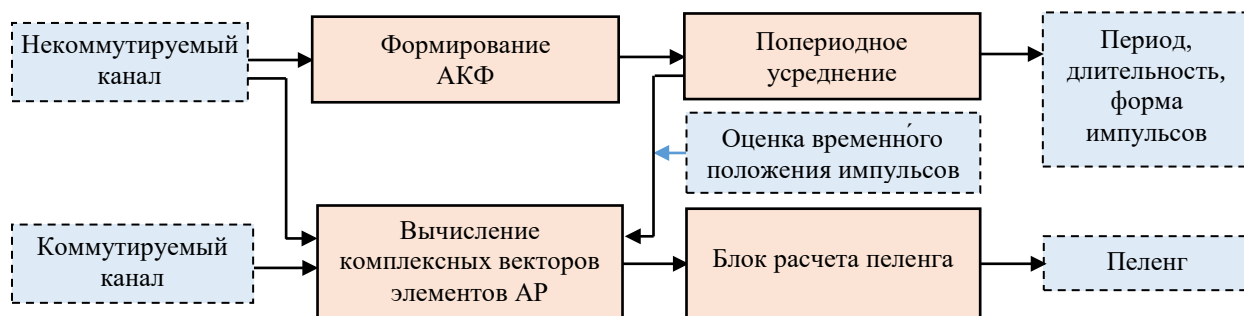


Рис. 1. Общая схема анализа и пеленгования ПИС

Fig. 1. General scheme of analysis and direction finding of periodic pulse signals

полученным оценкам периода и длины импульсов рассчитываются временные области наличия импульсов на всем анализируемом интервале. Именно эти временные интервалы используются при вычислении комплексных векторов (включающих разность фаз) элементов АР и расчете пеленга источника ПИС.

Рассмотрим описанные процедуры подробно.

Обнаружение периодической компоненты сигнала и оценка ее периода. Формируется функция автокорреляции

$$K(n) = \frac{1}{N-n} \left| \sum_{i=1}^{N-n} x_i x_{i+n}^* \right|, \quad n = \overline{0, L_a - 1},$$

где x_i ($i = \overline{1, N}$) – комплексные отсчеты входного сигнала некоммутируемого канала; $N = \lfloor Tf \rfloor$ – количество отсчетов входной реализации (T – ее длительность; f – частота дискретизации, $\lfloor \cdot \rfloor$ – оператор округления до значения, не превосходящего значения аргумента); $L_a = \lfloor T_a f \rfloor$ – количество отсчетов формируемой АКФ.

Отдельно взятый локальный максимум может быть обусловлен шумами и помехами и не может надежно свидетельствовать о наличии периодической компоненты. Для повышения надежности ее обнаружения предусмотрено обнаружение трех максимумов и сравнение интервалов времени между ними. Близость этих интервалов считается условием наличия периодической компоненты АКФ. В связи с указанным условием значение T_a выбиралось равным утроенному значению максимально возможного периода импульсного сигнала.

На рис. 2, а–в представлены примеры амплитуд реализаций эфирного ПИС, наблюдае-

мого на фоне шумов и помех существенного уровня. Рис. 2, а представляет случай, когда импульсы ПИС существенно превосходят шумовые выбросы, на рис. 2, б помеховые выбросы превосходят импульсы ПИС, а на рис. 2, в помеха полностью поглощает ПИС.

АКФ указанных сигналов представлены на рис. 2, г–е в зависимости от временных позиций $t_n = n/f$. Очевидно, что АКФ имеет абсолютный максимум при $n = 0$. Поиск локальных максимумов выполняется следующим образом.

Первый локальный максимум ищется на интервале $[N_1, N_2]$, $N_1 = \lfloor T_1 f \rfloor$, $N_2 = \lfloor T_2 f \rfloor$. Значения t_1 и t_2 являются минимально и максимально возможными значениями периода анализируемых импульсных сигналов и определяются классами подлежащих обнаружению источников ПИС. Тем самым диапазон возможных значений периода априори известен.

Положение первого локального максимума определяется наименьшим значением отсчета n_1 , удовлетворяющим условиям

$$K(n_1) > h;$$

$$n_1 = \arg \max K(n); \quad n \in [n_1 - \Delta n/2, n_1 + \Delta n/2],$$

где h – порог; Δn – длина области локального максимума, определяемая частотой дискретизации и максимальной длительностью импульса.

Порог h находится как полусумма среднего и максимального значений АКФ на интервале $[N_1, N]$:

$$h = (K_{\max} + \bar{K})/2,$$

где

$$K_{\max} = \max K(n), \quad n = \overline{N_1, N};$$

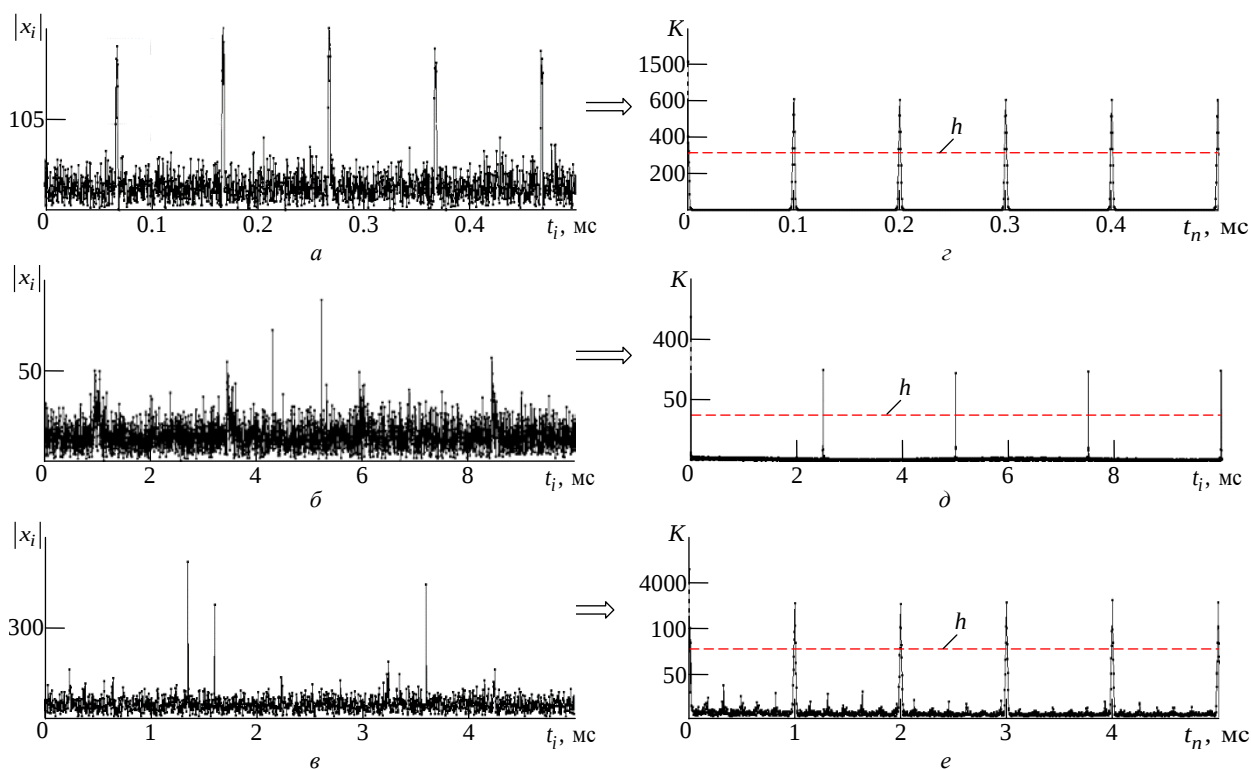


Рис. 2. Примеры ПИС (а–в) и их АКФ (z–e)

Fig. 2. Examples of a periodic pulse signal (a–e) and its autocorrelation functions (z–e)

$$\bar{K} = \frac{1}{N - N_1} \sum_{n=n_1+1}^N K(n).$$

Значение n_1 считается предварительной оценкой периода сигнала. Положение второго локального максимума определяется наименьшим значением n_2 , удовлетворяющим условиям

$$K(n_2) > h; \quad n_2 = \arg \max K(n); \quad n \in [n_1 + N_1, n_2 + n_1/4]. \quad (1)$$

В случае $|n_2 - 2n_1| \geq \delta$ принимается решение об отсутствии периодической компоненты в анализируемом сигнале и его обработка прекращается.

Из-за дискретного представления АКФ при низком отношении сигнал/шум возможно незначительное отличие периода ПИС от расстояния между локальными максимумами. Значение параметра δ представляет допустимую ошибку и подобрано эмпирически.

Если $|n_2 - 2n_1| < \delta$, т. е. в случае приблизительно одинаковых расстояний между нулевым и первым, первым и вторым максимумами, можно вынести решение о наличии периодической ком-

поненты в наблюдаемой реализации. Для повышения достоверности обнаружения ПИС ищется третий локальный максимум. Его положение определяется по аналогии с (1) наименьшим значением n_3 , удовлетворяющим условиям

$$K(n_3) > h; \quad n_3 = \arg \max K(n); \quad n \in [n_2 + N_1, n_3 + n_1/4].$$

В случае $|n_3 - n_2 - n_1| \geq \delta$ принимается решение об отсутствии периодической компоненты в анализируемом сигнале и его обработка прекращается. Если $|n_3 - n_2 - n_1| < \delta$, считаем, что периодическая компонента в анализируемом сигнале присутствует.

Далее, если $n_2 - 2n_1 = n_3 - n_2 - n_1 = 0$, принимаем окончательное решение, что период равен $\tilde{n} = n_1$, и переходим к поперiodному усреднению. В противном случае сначала получаем оценку периода $\tilde{n}$ как положение максимума функции

$$\tilde{n} = \arg \max_n \sum_{k=1}^{\lfloor L_a/n \rfloor} K(kn); \quad n \in (n_1 - \delta, n_1 + \delta),$$

после чего переходим к поперечному усреднению.

Оценка формы и длительности импульса. Попериодное усреднение заключается в формировании функции

$$\Omega_i = \frac{1}{Q} \sum_{k=1}^Q |x_{i+k\tilde{n}}|; i = \overline{0, \tilde{n}-1}, \quad (2)$$

где $Q = \lfloor N/\tilde{n} \rfloor$ – количество периодов на интервале анализа.

При суммировании импульсный сигнал будет складываться в фазе, в то время как шумовые и помеховые компоненты будут складываться случайным образом. Это приведет к увеличению отношения сигнал/шум в результирующей сумме. На рис. 3 временные зависимости $|x_i|$ представляют амплитуды реализаций входных сигналов, приведенных на рис. 2, линиями $\Omega_i(t_i)$ показаны

результаты их усреднения. На рис. 3, а и в хорошо видны импульс $\Omega_{pi}(t)$ и его форма, а на рис. 3, б – двухимпульсный периодический кластер, характерный для некоторых источников.

Как указано ранее, наличие периодической компоненты во входном сигнале не эквивалентно наличию периодического импульсного сигнала. Сигналы многих систем (например, GSM, UMTS, LTE, 5G, Wi-Fi) в соответствии со своей временной структурой также содержат периодическую компоненту. Необходимо отделить такие сигналы от импульсных сигналов. Для решения данной задачи формируется порог H как взвешенная сумма максимального $\Omega_{\max}$ и среднего $\bar{\Omega}$ значений усредненной функции (2) (рис. 3).

Решение о наличии ПИС в наблюдаемом сигнале принимается, если число пересечений этого порога функцией (2) не превышает за-

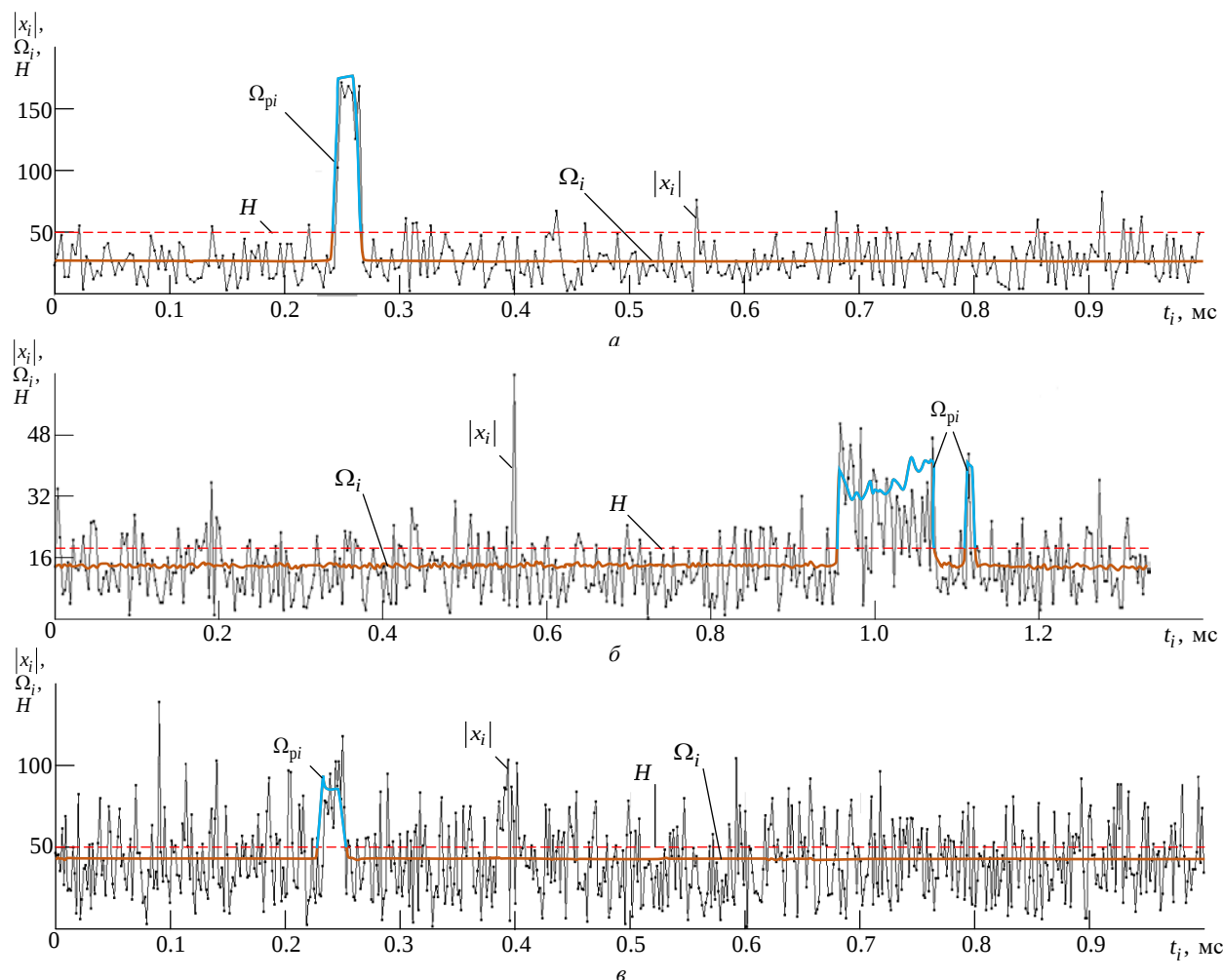


Рис. 3. Примеры поперечного усреднения различных ПИС

Fig. 3. Examples of period-by-period averaging of various periodic pulse signals

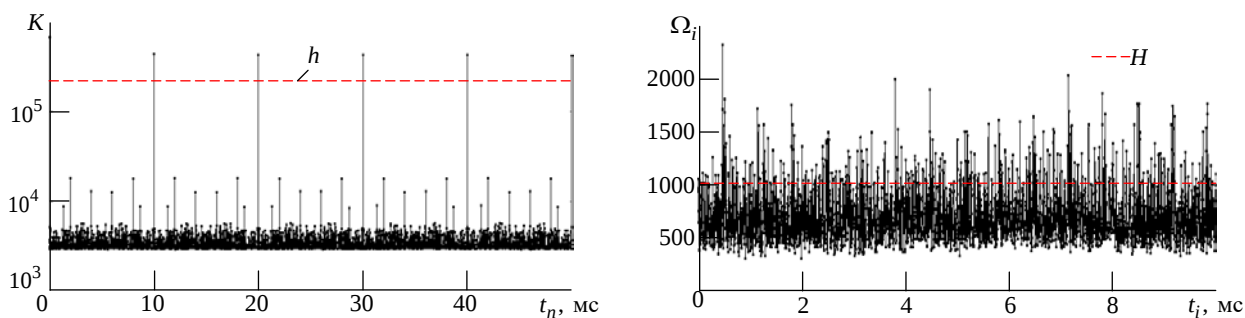


Рис. 4. Пример АКФ и результат поперiodного усреднения для сигнала UMTS

Fig. 4. An example of ACF and the result of period-by-period averaging for the UMTS signal

данного значения $L = 50$. В противном случае считаем, что ПИС отсутствует, и прекращаем обработку анализируемого сигнала. Значение параметра L выбрано на основании анализа большого количества сигналов ПИС и других систем с периодической компонентой. Указанное значение позволяет достаточно достоверно отличить ПИС от других сигналов, в том числе при низких отношениях сигнал/шум.

На рис. 4 показан пример АКФ и усредненного периода для сигнала UMTS. Видно, что несмотря на четкие пики АКФ, наблюдается большое число пересечений порога (существенно больше значения L).

Оценка длительности импульса или кластера импульсов выполняется с использованием порога H . На интервале периода $\tilde{t}$ определяются области, где функция (2) превышает этот порог. Обозначим J – число выделенных областей, $\Omega_{\max}^{(k)}$ – максимальное значение в k -й области, $k = 1, J$.

При малых значениях отношения сигнал/шум даже после поперiodного усреднения фиксируется множество шумовых выбросов. Эвристическое правило их отбраковки состоит в выполнении условия

$$\Omega_{\max}^{(k)} - H < \beta(\Omega_{\max} - H); \beta = 0.2.$$

Значение параметра β установлено на основе анализа большого количества реализаций ПИС.

Оставшиеся после отбраковки области считаются интервалами расположения импульсов Ω_{pi} , а длина этих интервалов – оценкой их длительности. Форма импульсов определяется результатом поперiodного усреднения (2) в этих интервалах.

Пеленгование ПИС. Интервал записи включает множество циклов пеленгования, в каждом из которых выносится оценка направления прихода ПИС. Для расчета пеленга формируются величины

$$U_m = \sum_{i \in G} x_{li}^{(m)} x_{0i}^*; m = \overline{0, M-1} \quad (3)$$

по области G временных интервалов импульсов ПИС, как показано на рис. 5. Величины (3) характеризуют разности фаз между отсчетами сигналов, принимаемыми коммутируемым каналом на m -м элементе АР $x_{li}^{(m)}$ и некоммутируемым каналом нулевого элемента АР x_{0i} . Пауза обусловлена коммутацией элементов АР. В нижней части рис. 5 показаны импульсы сигнала.

Оценить направление прихода сигнала можно различными методами с учетом требований к разрешающей способности, вычислительным ресурсам и конфигурации элементов

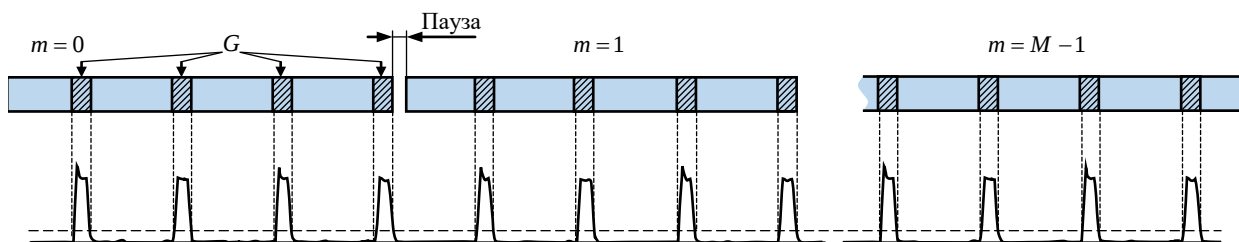


Рис. 5. Цикл пеленгования ПИС

Fig. 5. Direction finding cycle of periodic pulse signals

АР [17]. В качестве примера рассмотрим круговую АР и корреляционно-интерферометрический метод, в соответствии с которым по значениям U_m ($m = \overline{0, M-1}$) формируется решающая функция

$$\Omega(\theta) = D(\theta) \left| \sum_{m=0}^{M-1} U_m a_m^* \right|; \quad \theta = \overline{0, 359}, \quad (4)$$

где $D(\theta)$ – диаграмма направленности одного элемента АР; $a_m = \exp \left[j \frac{2\pi}{\lambda} d_m(\theta) \right]$ – предполагаемая разность фаз между сигналами m -го и нулевого элементов АР в случае угла прихода θ ; $d_m = [(x_m - x_0) \sin \theta + (y_m - y_0) \cos \theta]$ – разность хода между m -м и нулевыми элементами АР (x_m, y_m – координаты m -го элемента АР); λ – длина волны сигнала.

Положение максимума решающей функции (4) определяет оценку направления прихода сигнала данного цикла пеленгования:

$$\tilde{\theta} = \arg \max_{\theta} \Omega(\theta).$$

Выбор дискрета решающей функции (4) обусловлен компромиссом между вычислительной сложностью и точностью оценки пеленга. Приведенные далее результаты получены с дискретом в 1° .

По полученным оценкам формируется гистограмма пеленгов, анализ которой позволяет вынести окончательное решение о направлении прихода сигнала.

Результаты моделирования. Анализ разработанных алгоритмов выполнялся методом статического компьютерного моделирования.

ПИС представлял собой последовательность прямоугольных импульсов с периодом следования $T_{\text{и}} = 200$ мкс, длительность импульсов $\tau_{\text{и}} = 5, 2.5$ и 1.25 мкс со скважностью $q = 40, 80, 160$ соответственно. Частота дискретизации входного сигнала $f = 6.4$ МГц. ПИС наблюдался на фоне белого гауссовского шума, отношение сигнал/шум ρ рассчитывалось на интервале импульсов. Длительность записи входного сигнала T варьировалась от 0.1 до 1 с, число элементов АР $M = 9$. Время работы одно-

го элемента коммутируемого канала $\tau = 480$ мкс. Значение этого параметра аппаратной части установлено исходя из необходимости не менее нескольких десятков циклов пеленгования в пределах интервала записи (4320 мкс) для получения качественной гистограммы. При расчете время коммутации не учитывалось.

Другие параметры обработки составляют $t_1 = 500$ мкс, $t_2 = 50$ мс, $T_a = 3t_2$.

На рис. 6–10 приведены результаты моделирования разработанных алгоритмов для различных значений скважности ПИС q . На рис. 6 показаны зависимости вероятности правильного обнаружения $P_{\text{обн}}$ от отношения сигнал/шум ρ при длительности записи $T = 1$ с. Видно, что разработанный алгоритм эффективно функционирует в области существенно отрицательных ρ , причем его помехоустойчивость растет с уменьшением скважности q . Вероятность $P_{\text{обн}}$ достигает 1 при $\rho = -13$ дБ для $q = 40$, $\rho = -11$ дБ для $q = 80$ и $\rho = -8$ дБ для $q = 160$.

Моделирование показало высокую точность оценки периода, обусловленную используемым

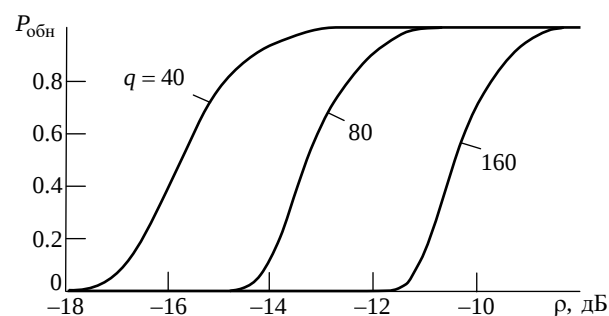


Рис. 6. Зависимость вероятности правильного обнаружения от отношения сигнал/шум

Fig. 6. Dependence of the probability of correct detection vs the signal-to-noise ratio

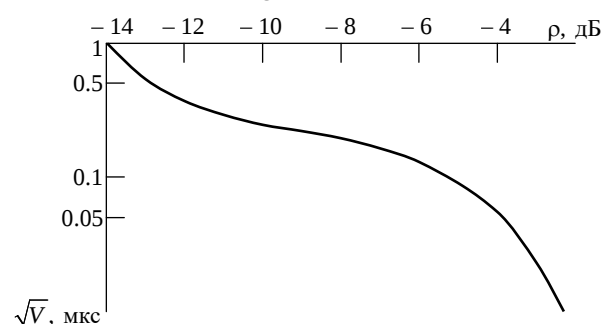


Рис. 7. Зависимость корня рассеяния $\sqrt{V}$ от отношения сигнал/шум ρ

Fig. 7. Dependence of the square root of the scattering $\sqrt{V}$ vs the signal-to-noise ratio ρ

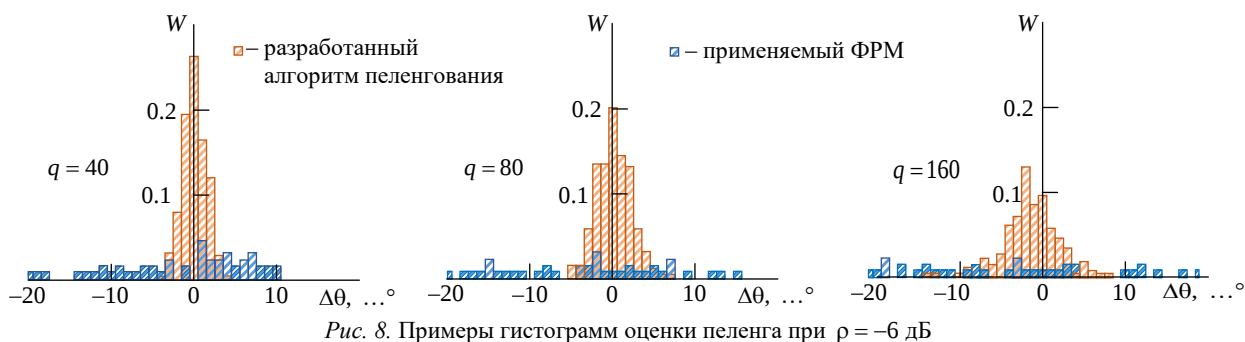


Рис. 8. Примеры гистограмм оценки пеленга при $\rho = -6$ дБ
Fig. 8. Examples of histograms of the bearing estimation at $\rho = -6$ dB

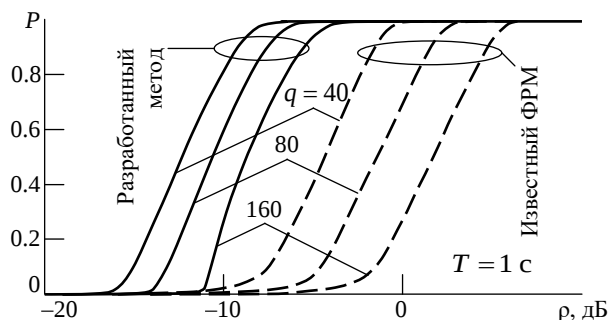


Рис. 9. Зависимость вероятности правильного обнаружения сигнала при ошибке пеленгования не более 1.5° от отношения сигнал/шум для разработанного алгоритма и стандартного ФРМ
Fig. 9. Determination of the probability of correct signal detection with a direction finding error of no more than 1.5° on the signal-to-noise ratio for the developed algorithm and the standard phase difference algorithm

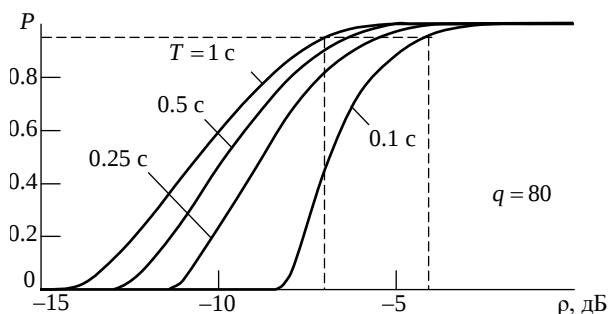


Рис. 10. Зависимость вероятности обнаружения сигнала при ошибке пеленгования не более 1.5° от отношения сигнал/шум
Fig. 10. Determination of the probability of signal detection with a direction finding error of no more than 1.5° on the signal-to-noise ratio

методом обнаружения ПИС по АКФ. Ошибка оценки периода приводит к пропуску сигнала, т. е. оценка периода сильно коррелирует с решением о наличии сигнала. В связи с этим приведенные на рис. 6 кривые вероятности правильного обнаружения можно также рассматривать как вероятности высокоточной оценки периода ПИС.

Рис. 7 иллюстрирует помехоустойчивость оценки длительности импульсов. На нем пред-

ставлена зависимость корня квадратного из рассеяния оценки [18]

$$\sqrt{V} = \sqrt{\left\langle \left(\tilde{\tau}_n - \tau_n^{(0)} \right)^2 \right\rangle}$$

от отношения сигнал/шум ρ , где V – рассеяние оценки длительности импульса; $\tilde{\tau}_n$ – оценка длины импульса; $\tau_n^{(0)} = 5$ мкс – ее истинное значение; $\langle \cdot \rangle$ – символ усреднения.

Квадратный корень взят для получения одинаковой размерности с оцениваемой величиной.

На интервале записи формируется множество пеленгов, на основе которых строится гистограмма. На рис. 8 представлены примеры гистограмм стандартного ФРМ и разработанного алгоритма пеленгования, построенных по 230 пеленгам в результате обработки одной реализации длительностью 1 с при отношении сигнал/шум $\rho = -6$ дБ. По оси абсцисс на рис. 8 отложены значения $\Delta\theta = \theta - \theta_0$, где θ – полученные значения пеленга; θ_0 – истинное направление на источник. Гистограммы показывают относительное количество пеленгов, попавших в различные интервалы углового положения. Эти интервалы задавались равномерно в диапазоне $[-180, 180)$ с шагом 1° . Результатом анализа каждой гистограммы является пеленг данной реализации $\tilde{\theta}$, представляющий собой середину интервала с максимальным количеством пеленгов. Сравнение гистограмм показывает более высокую точность пеленгования разработанного алгоритма по сравнению со стандартным.

Интегральное качество обнаружения ПИС и пеленгования его источника охарактеризовано вероятностью P правильного обнаружения при ошибке пеленга $|\tilde{\theta} - \theta_0| \leq 1.5$.

На рис. 9 приведены зависимости вероятности P от отношения сигнал/шум при длительности записи $T=1$ с. Видно, что разработанный алгоритм по сравнению со стандартным ФРМ обладает существенным выигрышем в помехоустойчивости, который растет с увеличением скважности ПИС.

На рис. 10 представлены зависимости вероятности P от отношения сигнал/шум при различных значениях длительности записи T . Видна степень деградации характеристик по мере уменьшения T . На основе приведенных кривых можно выбрать длительность записи. Например, при заданной вероятности $P=0.95$ при отношении сигнал/шум больше -4 дБ достаточно выбрать длину записи 0.1 с. Если от-

ношение сигнал/шум может достигать -7 дБ, необходимо увеличить длину записи до 1 с.

Заключение. Разработаны помехоустойчивые эвристические алгоритмы обнаружения периодических импульсных сигналов, оценки параметров ПИС (период, длительность и форма импульса) и пеленгования источника ПИС в сложной помеховой обстановке в условиях априорной неопределенности. Выполненный анализ позволяет обоснованно выбрать длительность записи в зависимости от условий приема. Выигрыш в помехоустойчивости пеленгования по сравнению со стандартным фазоразностным алгоритмом в зависимости от скважности ПИС составляет $8...11$ дБ. Оценку параметров ПИС можно использовать для идентификации источника.

Список литературы

1. Коротков В. Ф., Зырянов Р. С. Разделение импульсных последовательностей в смешанном потоке сигналов // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2017. № 3. С. 5–10.
2. Mardia H. K. New Techniques for The Deinterleaving of Repetitive Sequences // IEE Proc. F-Radar and Signal Processing. 1989. Vol. 136, № 4. P. 149–154. doi: 10.1049/ip-f-2.1989.0025
3. Milojevic D. J., Popovic B. M. Improved Algorithm for the Deinterleaving of Radar Pulses // IEE Proc. F-Radar and Signal Processing. 1992. Vol. 139, № 1. P. 98–104. doi: 10.1049/ip-f-2.1992.0012
4. Improved Algorithm of Radar Pulse Repetition Interval Deinterleaving based on Pulse Correlation / Z. Ge, X. Sun, W. Ren, W. Chen, G. Xu // IEEE Access. 2019. Vol. 7. P. 30126–30134. doi: 10.1109/ACCESS.2019.2901013
5. Liu Y., Chen Y., Sun S. A Radar Signal Sorting Algorithm based on PRI // 19th Intern. Symp. on Communications and Information Technologies (ISCIT), Ho Chi Minh City, Vietnam, 25–27 Sept. 2019. IEEE, 2019. P. 144–149. doi: 10.1109/ISCIT.2019.8905239
6. Железняк В. К., Барков А. В. Обнаружение периодических импульсных последовательностей и оценка их периода // Вестн. Полоцкого государственного ун-та. Сер. С. Фундаментальные науки. Информатика. 2012. № 4. С. 16–20.
7. Барков А. В., Железняк В. К. Способ подавления зашумленных импульсных последовательностей путем компенсации // Электроника инфо. 2013. № 6(96). С. 212–216.
8. Orsi R. J., Moore J. B., Mahony R. E. Spectrum Estimation of Interleaved Pulse Trains // IEEE Trans. on Signal Processing. 1999. Vol. 47, iss. 6. P. 1646–1653. doi: 10.1109/78.765135
9. Ng S. A Technique for Spectral Component Location within a FFT Resolution Cell // IEEE Intern. Conf. on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP 84), San Diego, USA, 19–21 March 1984. IEEE, 1984. P. 147–149. doi: 10.1109/icassp.1984.1172774
10. Nelson D. Special Purpose Correlation Functions for Improved Signal Detection and Parameter Estimation // IEEE Intern. Conf. on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP 93), Minneapolis, USA, 27–30 Apr. 1993. IEEE, 1993. P. 73–76. doi: 10.1109/ICASSP.1993.319597
11. Spectrum Monitoring for Radar Bands Using Deep Convolutional Neural Networks / A. Selim, F. Paisana, J. A. Arokkiyam, Y. Zhang, L. Doyle, L. A. DaSilva // IEEE Global Communications Conf. (GLOBECOM 2017), Singapore, 4–8 Dec. 2017. IEEE, 2017. 6 p. doi: 10.1109/GLOCOM.2017.8254105
12. A Radar Signal Deinterleaving Method Based on Semantic Segmentation with Neural Network / C. Wang, L. Sun, Z. Liu, Z. Huang // IEEE Trans. on Signal Processing. 2022. Vol. 70. P. 5806–5821. doi: 10.1109/TSP.2022.3229630
13. Zhu M., Wang S., Li Y. Model-Based Representation and Deinterleaving of Mixed Radar Pulse Sequences With Neural Machine Translation Network // IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems. 2022. Vol. 58, № 3. P. 1733–1752. doi: 10.1109/TAES.2021.3122411
14. Han J. W., Park C. H. A Unified Method for Deinterleaving and PRI Modulation Recognition of Radar Pulses Based on Deep Neural Networks // IEEE Access. 2021. Vol. 9. P. 89360–89375. doi: 10.1109/ACCESS.2021.3091309
15. A Deinterleaving Method for Mechanical-Scanning Radar Signals Based on Deep Learning / C. Wang, Y. Wang, X. Li, D. Ke // 7th Intern. Conf. on Intelligent

Computing and Signal Processing (ICSP), Xi'an, China, 15–17 Apr. 2022. IEEE, 2022. P. 138–143.
doi: 10.1109/ICSP54964.2022.9778808

16. Рембовский А. М., Ашихмин А. В., Козьмин В. А. Автоматизированные системы радиоконтроля и их компоненты / под ред. А. М. Рембовского. М.: Горячая линия-Телеком, 2017. 424 с.

17. Liberti J. C., Rappaport T. S. Smart Antennas for Wireless Communication: IS-95 and Third Generation CDMA Applications in IS-95. New Jersey: Prentice Hall, 1999. 376 p.

18. Куликов Е. И., Трифонов А. П. Оценка параметров сигналов на фоне помех. М.: Сов. радио, 1978. 296 с.

Информация об авторах

Манелис Владимир Борисович – доктор технических наук (2010), ведущий научный сотрудник АО "ИРКОС". Автор более 130 научных работ. Сфера научных интересов: системы связи; радиомониторинг; алгоритмы приема и обработки сигналов.

Адрес: АО "ИРКОС", 1016, Рабочий пр., Воронеж, 394024, Россия

E-mail: vldman@mail.ru

<https://orcid.org/0009-0008-7077-3611>

Фаустов Иван Сергеевич – инженер по специальности "Радиоэлектронные системы и комплексы" (2021, Воронежский государственный технический университет), аспирант кафедры радиотехники Воронежского государственного технического университета, научный сотрудник АО "ИРКОС". Автор 11 научных работ. Сфера научных интересов: радиомониторинг; алгоритмы приема и обработки сигналов; цифровая обработка сигналов.

Адрес: АО "ИРКОС", 1016, Рабочий пр., Воронеж, 394024, Россия

E-mail: faustov.97@bk.ru

<https://orcid.org/0009-0005-3054-5540>

Козьмин Владимир Алексеевич – кандидат технических наук (1989), доцент (1989), директор по научной работе АО "ИРКОС". Автор более 200 научных работ. Сфера научных интересов: радиомониторинг; алгоритмы приема и обработки сигналов; цифровая обработка сигналов.

Адрес: АО "ИРКОС", 1016, Рабочий пр., Воронеж, 394024, Россия

E-mail: kozminva@ircoc.vrn.ru

<https://orcid.org/0000-0002-5268-1114>

References

1. Korotkov V. F., Zyryanov R. S. Pulse Sequence Division in Mixed Signal Flow. J. of the Russian Universities. Radioelectronics. 2017, no. 3, pp. 5–10. (In Russ.)

2. Mardia H. K. New Techniques for The Deinterleaving of Repetitive Sequences. IEE Proc. F-Radar and Signal Processing. 1989, vol. 136, no. 4, pp. 149–154.
doi: 10.1049/ip-f-2.1989.0025

3. Milojevic D. J., Popovic B. M. Improved Algorithm for the Deinterleaving of Radar Pulses. IEE Proc. F-Radar and Signal Processing. 1992, vol. 139, no. 1, pp. 98–104.
doi: 10.1049/ip-f-2.1992.0012

4. Ge Z., Sun X., Ren W., Chen W., Xu G. Improved Algorithm of Radar Pulse Repetition Interval Deinterleaving based on Pulse Correlation. IEEE Access. 2019, vol. 7, pp. 30126–30134.
doi: 10.1109/ACCESS.2019.2901013

5. Liu Y., Chen Y., Sun S. A Radar Signal Sorting Algorithm based on PRI. 19th Intern. Symp. on Communications and Information Technologies (ISCIT). Ho Chi Minh City, Vietnam, 25–27 Sept. 2019. IEEE, 2019, pp. 144–149.
doi: 10.1109/ISCIT.2019.8905239

6. Zheleznyak V., Barkov A. Detection of Periodic Pulse Sequences and Their Estimation Period. Bull. of the Polotsk State University. Fundamental Sciences. 2012, no. 4, pp. 16–20. (In Russ.)

7. Barkov A., Zheleznyak V. A Method for Suppressing Noisy Pulse Sequences by Compensating. Electronics info. 2013, no. 96, pp. 212–216. (In Russ.)

8. Orsi R. J., Moore J. B., Mahony R. E. Spectrum Estimation of Interleaved Pulse Trains. IEEE Trans. on Signal Processing. 1999, vol. 47, iss. 6, pp. 1646–1653.
doi: 10.1109/78.765135

9. Ng S. A Technique for Spectral Component Location Within a FFT Resolution Cell. IEEE Intern. Conf. on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP 84), San Diego, USA, 19–21 March 1984. IEEE, 1984, pp. 147–149.
doi: 10.1109/icassp.1984.1172774

10. Nelson D. Special Purpose Correlation Functions for Improved Signal Detection and Parameter Estimation. IEEE Intern. Conf. on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP 93), Minneapolis, USA, 27–30 Apr. 1993. IEEE, 1993, pp. 73–76.
doi: 10.1109/ICASSP.1993.319597

11. Selim A., Paisana F., Arokkiar J. A., Zhang Y., Doyle L., DaSilva L. A. Spectrum Monitoring for Radar Bands Using Deep Convolutional Neural Networks. IEEE Global Communications Conf. (GLOBECOM 2017), Singapore, 4–8 Dec. 2017. IEEE, 2017, 6 p.
doi: 10.1109/GLOCOM.2017.8254105

12. Wang C., Sun L., Liu Z., Huang Z. A Radar Signal Deinterleaving Method Based on Semantic Segmentation with Neural Network. IEEE Trans. on Signal Processing. 2022, vol. 70, pp. 5806–5821.
doi: 10.1109/TSP.2022.3229630

13. Zhu M., Wang S., Li Y. Model-Based Representation and Deinterleaving of Mixed Radar Pulse Se-

quences With Neural Machine Translation Network. IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems. 2022, vol. 58, no. 3, pp. 1733–1752.
doi: 10.1109/TAES.2021.3122411

14. Han J. W., Park C. H. A Unified Method for Deinterleaving and PRI Modulation Recognition of Radar Pulses Based on Deep Neural Networks. IEEE Access. 2021, vol. 9, pp. 89360–89375.
doi: 10.1109/ACCESS.2021.3091309

15. Wang C., Wang Y., Li X., Ke D. A Deinterleaving Method for Mechanical-Scanning Radar Signals Based on Deep Learning. 7th Intern. Conf. on Intelligent Computing and Signal Processing (ICSP), Xi'an, China, 15–17 Apr. 2022. IEEE, 2022, pp. 138–143.

doi: 10.1109/ICSP54964.2022.9778808

16. Rembovsky A. M., Ashikhmin A. V., Kozmin V. A. *Avtomatizirovannyye sistemy radiokontrolya i ikh komponenty* [Automated Radio Monitoring Systems and Their Components]. Moscow, Hotline-Telecom, 2017, 424 p. (In Russ.)

17. Liberti J. C., Rappaport T. S. *Smart Antennas for Wireless Communication: IS-95 and Third Generation CDMA Applications in IS-95*. New Jersey, Prentice Hall, 1999, 376 p.

18. Kulikov E. I., Trifonov A. P. *Otsenka parametrov signalov na fone pomekh* [Estimation of Signal Parameters in the Presence of Interference]. Moscow, Sov. Radio, 1978, 296 p. (In Russ.)

Information about the authors

Vladimir B. Manelis, Dr Sci. (Eng.) (2010), leading researcher of JSC "IRCOS". The author of more than 70 scientific publications. Area of expertise: communication systems; radiomonitoring; algorithms for receiving and processing signals.

Address: JSC "IRCOS", 101b, Rabochiy Ave., Voronezh 394024, Russia

E-mail: vldman@mail.ru

<https://orcid.org/0009-0008-7077-3611>

Ivan S. Faustov, engineer in Radio-electronic devices and systems (2021, Voronezh State Technical University), Postgraduate student of the Department of Radio Engineering of Voronezh State Technical University, researcher of JSC "IRCOS". The author of 11 scientific publications. Area of expertise: radiomonitoring; algorithms for receiving and processing signals; digital signal processing.

Address: JSC "IRCOS", 101b, Rabochiy Ave., Voronezh 394024, Russia

E-mail: faustov.97@bk.ru

<https://orcid.org/0009-0005-3054-5540>

Vladimir A. Kozmin, Cand. Sci. (Eng) (1989), Associate Professor (1989), Director for scientific work of JSC "IRCOS". The author of more than 200 scientific publications. Area of expertise: radiomonitoring; algorithms for receiving and processing signals; digital signal processing.

Address: JSC "IRCOS", 101b, Rabochiy Ave., Voronezh 394024, Russia

E-mail: kozminva@ircoc.vrn.ru

<https://orcid.org/0000-0002-5268-1114>

Пространственная корреляционная функция сигналов в радиотехнических системах с фазированными антенными решетками

М. Р. Бибарсов^{1,2}✉

¹ Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения, Санкт-Петербург, Россия

² Военная академия связи, Санкт-Петербург, Россия

✉ bibarsovmr@rambler.ru

Аннотация

Введение. В современных мобильных космических системах связи в настоящее время не всегда удастся добиться требуемой точности наведения главного луча диаграммы направленности на спутник-ретранслятор. В связи с этим актуальность задачи развития теории и методов построения систем наведения наземных станций особенно повышается. В статье представлен математический аппарат описания модели пространственной корреляционной функции (функции неопределенности) пространственно-временного сигнала, являющейся универсальной характеристикой, определяющей его влияние на основные качественные показатели радиотехнической системы.

Цель работы. На основе исследования формы объемного изображения модуля пространственной корреляционной функции в зависимости от направления прихода полезного сигнала определить размеры области высокой корреляции.

Материалы и методы. При исследовании функции неопределенности пространственно-временного сигнала использовались методы статистического моделирования. Расчеты проводились на ЭВМ с помощью пакета прикладной математики Mathcad 15.

Результаты. Обобщены результаты исследования объемного изображения модуля функции неопределенности пространственно-временного сигнала. Определены минимальные и максимальные значения ширины области высокой корреляции по угловым координатам, непосредственно влияющие на точность пеленгации спутника-ретранслятора графическим способом: при угле места равном нулю получено минимальное значение ширины функции корреляции $\theta_{\text{кор}} = \theta_{\text{кор min}} = 7^\circ$ и максимальная неопределенность по отношению к истинному значению азимута; $\theta_{\text{кор max}} = 12^\circ$ получено на границе области сканирования диаграммы направленности при $\theta_0 = 60^\circ$, при этом параметр $A_{\text{кор min}} = 7^\circ$. Аналитический способ позволил получить: $A_{\text{кор min}} \approx 6^\circ$ при $\theta_0 = 60^\circ$; $A_0 = 90, 270^\circ$ и $\theta_{\text{кор min}} \approx 5^\circ$ при $\theta_0 = 0^\circ$; $A_0 = 0, 180, 360^\circ$. Сформулированы выводы.

Заключение. Результаты исследований можно обобщить и использовать в мобильных системах космической связи с фазированными антенными решетками на этапе их разработки. Дальнейшие направления исследований могут быть нацелены на разработку комформных фазированных антенных решеток с управляемой диаграммой направленности.

Ключевые слова: пространственная корреляционная функция, пространственно-временной сигнал, фазированная антенная решетка, угловые координаты источника излучения, функция раскрытия фазированной антенной решетки

Для цитирования: Бибарсов М. Р. Пространственная корреляционная функция сигналов в радиотехнических системах с фазированными антенными решетками // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2025. Т. 28, № 3. С. 85–94. doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-3-85-94

Конфликт интересов. Автор заявляет об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 18.04.2025; принята к публикации после рецензирования 20.05.2025; опубликована онлайн 30.06.2025



Spatial Correlation Function of Signals in Radio Engineering Systems with Phased Antenna Arrays

Marat R. Bibarsov^{1,2✉}

¹Saint Petersburg State University of Aerospace Instrumentation, St Petersburg, Russia

²Military Telecommunications Academy, St Petersburg, Russia

✉ bibarsovmr@rambler.ru

Abstract

Introduction. In modern mobile space communication systems, the required accuracy of pointing the main beam of the directional diagram to the satellite repeater is hard to achieve. In this regard, the development of a theory and methods for constructing ground-station guidance systems constitutes a relevant research task. This article presents a mathematical apparatus for describing a model of the spatial correlation function (uncertainty function) of a space–time signal, which is a versatile characteristic that determines its influence on the main quality indicators of a radio engineering system.

Aim. To determine the dimensions of the high correlation region by studying the shape of a volumetric image of the module of the spatial correlation function, depending on the direction of arrival of the signal of interest.

Materials and methods. The uncertainty function of the space–time signal was investigated using statistical simulation methods. Calculations were performed in the Mathcad 15 software package.

Results. A volumetric image of the ambiguity function module of a space–time signal is constructed. The minimum and maximum values of the width of the high correlation region are determined by angular coordinates, which directly affect the accuracy of direction finding of the repeater satellite using a graphical method. At an elevation angle equal to zero, the minimum value of the width of the correlation function is obtained, equal to $\theta_{\text{кор}} = \theta_{\text{кор min}} = 7^\circ$ and the maximum uncertainty in relation to the true value of the azimuth. At the boundary of the scanning area of the radiation pattern $\theta_0 = 60^\circ$, we obtain $\theta_{\text{кор max}} = 12^\circ$, in this case, the parameter $A_{\text{кор min}} = 7^\circ$.

The analytical method allowed us to obtain: $A_{\text{кор min}} \approx 6^\circ$ at $\theta_0 = 60^\circ$; $A_0 = 90, 270^\circ$ and $\theta_{\text{кор min}} \approx 5^\circ$ at $\theta_0 = 0^\circ$; $A_0 = 0, 180, 360^\circ$.

Conclusion. The results obtained can be used when developing mobile space communication systems with phased antenna arrays. Further research directions include the development of conformal phased antenna arrays with a controllable directional diagram.

Keywords: spatial correlation function, space-time signal, phased antenna array, angular coordinates of radiation source, aperture function of phased antenna array

For citation: Bibarsov M. R. Spatial Correlation Function of Signals in Radio Engineering Systems with Phased Antenna Arrays. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2025, vol. 28, no. 3, pp. 85–94.

doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-3-85-94

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

Submitted 18.04.2025; accepted 20.05.2025; published online 30.06.2025

Введение. В настоящее время разработаны и продолжают значительными темпами развиваться мобильные земные станции космической связи (ЗСКС), расположенные на движущейся транспортной базе (корабль, летательный аппарат, железнодорожный вагон, автомобиль и т. д.) [1–8]. Для устойчивого сопровождения спутника-ретранслятора (СР) с борта движущегося транспортного средства должно осуществляться

точное наведение узкого антенного луча мобильного комплекса на спутник в условиях маневрирования транспортного средства и различного рода колебаний. В связи с этим актуальность задачи развития теории и методов построения систем наведения наземных станций особенно повышается.

Необходимость решения задач наведения обусловлена тем, что в современных системах

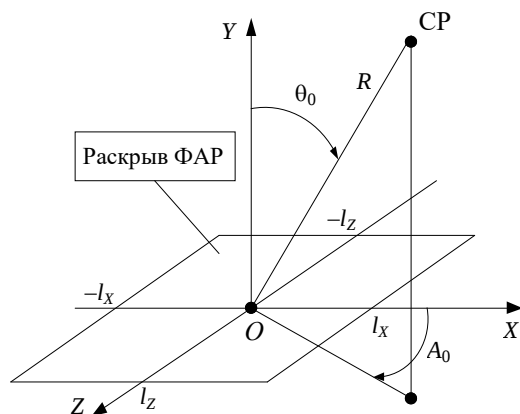


Рис. 1. ФАР

Fig. 1. Phased array antenna

космической связи используются спутники-ретрансляторы на геостационарной либо высокоэллиптической орбите. В этих условиях для обеспечения необходимого отношения сигнал/шум на входе приемника антенна ЗКС должна иметь высокий коэффициент усиления, чему соответствует малая ширина главного лепестка диаграммы направленности (ДН), составляющая по уровню 3 дБ десятки доли градуса [9–12]. Например, у отечественных антенн с диаметром зеркал 12 и 25 м, работающих в диапазоне 46 ГГц, ширина ДН по уровню 3 дБ составляет 16 и 7' соответственно. Если обратиться к рис. 1, на котором изображено положение СР в связанной системе координат $OXYZ$, A_0, θ_0 – азимут и угол места СР, в точке O расположен электрический центр антенны, то можно отметить следующее. Во избежание существенных энергетических потерь при передаче полезного сигнала в радиолинии отклонение луча антенны не должно превышать десятой доли ширины ДН по уровню 3 дБ и может составлять десятки доли градуса. В рассматриваемом случае это составляет 1.6 и 0.7'. Еще более узкие ДН должны иметь антенны, предназначенные для работы в диапазонах 11...14 и 20...30 ГГц. Для наведения луча в столь узких секторах измерение угловых координат СР (пеленгацию) необходимо осуществлять с очень высокой точностью.

Известные методы, применяемые на ЗКС (программного наведения; автосопровождения; ручное наведение; комбинированный), разработаны для зеркальных антенн. В соответствии с этими методами любая система наведения

должна состоять из следующих элементов: устройства пеленгации СР, устройства управления электроприводами и самого электропривода, с помощью которого осуществляется разворот антенны по азимуту и углу места с целью слежения за СР в реальном масштабе времени.

С другой стороны, существуют технические решения в этой области, связанные с применением известных методов наведения зеркальных антенн стационарных ЗКС к условиям движущейся транспортной базы. Основой для таких решений послужило развитие теории и практики инерциальной навигации, фазированных антенных решеток (ФАР) и высокопроизводительных специализированных цифровых процессоров, способных сотни раз в секунду изменить положение максимума ДН ФАР в пространстве [13–17].

Известно, что при оптимальном приеме сигналов на фоне пространственно-временного (ПВ) белого шума сигнальная составляющая выходного эффекта оптимального приемника с точностью до константы совпадает с модулем корреляционной функции (КФ) (функцией неопределенности) ПВ-сигнала [18].

Таким образом, корреляционная функция является универсальной характеристикой пространственно-временного сигнала, определяющей его влияние на основные качественные показатели радиотехнической системы. Ширина главного максимума и уровень боковых лепестков модуля корреляционной функции ПВ-сигнала характеризуют селективные свойства системы: чем уже главный пик и меньше уровень боковых лепестков, тем лучше разрешение сигналов и подавление внешних помех. Точность оценки параметров сигнала при заданном отношении сигнал/шум зависит от остроты главного максимума корреляционной функции.

Цель настоящей статьи – определить размеры области высокой корреляции на основе исследования формы объемного изображения модуля пространственной корреляционной функции (ПКФ) в зависимости от направления прихода полезного сигнала.

Постановка задачи. Будем полагать, что на раскрыв ФАР (рис. 1) воздействует пространственно-временной сигнал $u(t, x, z)$, представ-

ляющий собой сумму поля полезного сигнала $s(t, x, z, \lambda_0, \varphi_0)$ и поля помехи $n(t, x, z)$:

$$u(t, x, z) = s(t, x, z, \lambda_0, \varphi_0) + n(t, x, z), \quad (1)$$

где x, z – координаты точки раскрыва плоской ФАР; $\lambda = \|A_0, \theta_0\|$ – вектор истинных значений угловых координат СР; φ_0 – начальная фаза сигнала; $s(t, x, z, \lambda_0, \varphi_0)$ – полезный сигнал, равный:

$$s(t, x, z, \lambda_0, \varphi_0) = \operatorname{Re}\{\dot{I}(x, z) s_{\text{пад}}(t, x, z, \lambda_0, \varphi_0)\}. \quad (2)$$

Здесь $\dot{I}(x, z)$ – непрерывная функция раскрыва, описывающая свойства антенн, влияющие на характеристики обрабатываемого ПВ-сигнала:

$$\dot{I}(x, z) = I(x, z) \exp[j\Phi(x, z)],$$

где $I(x, z)$ – модуль функции раскрыва, характеризующий распределение усиления по раскрыву ФАР; $\Phi(x, z)$ – аргумент функции раскрыва, характеризующий фазовое распределение по раскрыву ФАР; $s_{\text{пад}}(t, x, z, \lambda_0, \varphi_0)$ – ПВ-сигнал, падающий на раскрыв ФАР. Выбор математической модели для описания этого сигнала зависит от формы орбиты СР. В случае геостационарной орбиты СР модель сигнала представляет собой плоскую радиоволну, описываемую выражением

$$s_{\text{пад}}(t, x, z, \lambda_0, \varphi_0) = \operatorname{Re}\{\dot{s}_{\text{пад}}(t, x, z, \lambda_0, \varphi_0)\} = \operatorname{Re}\{V\dot{u}(t - \tau) \exp[j\omega_0(t - \tau) - j\varphi_0]\}, \quad (3)$$

где V – амплитудный множитель; $\dot{u}(t - \tau)$ – комплексная огибающая принимаемого сигнала; ω_0 – несущая частота; τ – задержка сигнала, принимаемого в точке раскрыва ФАР с координатами (x, z) , отсчитанная относительно момента прихода сигнала в геометрический центр раскрыва ФАР, рассчитываемая по формуле

$$\tau = \frac{1}{c}(x \cos A_0 + z \sin A_0) \sin \theta_0, \quad (4)$$

где c – скорость света. Из (3), (4) следует, что информация об угловых координатах закодирована в задержке τ .

Если СР движется по высокоэллиптической орбите, то математическая модель поля, воздействующего на раскрыв ФАР, усложняется и принимает вид

$$s_{\text{пад}}(t, x, z, \lambda_0, \lambda_m, \varphi_0) = \operatorname{Re}\{V\dot{u}(t - \tau) \exp[j\omega_0(t - \tau) + j\Omega - j\varphi_0]\},$$

где Ω – доплеровский сдвиг частоты:

$$\Omega = -\frac{\omega_0}{c} \times \\ \times \{R'_0 + x[\cos \theta_0 \cos A_0 \theta'_0 - \sin \theta_0 \sin A_0 A'_0] + \\ + z[\cos \theta_0 \sin A_0 \theta'_0 + \sin \theta_0 \cos A_0 A'_0]\};$$

$R'_0 = dR_0/dt$ – радиальная скорость СР;
 $A'_0 = dA_0/dt$ – скорость изменения азимута;
 $\theta'_0 = d\theta_0/dt$ – скорость изменения угла места;
 $\lambda_m = \|A'_0, \theta'_0, R'_0\|$ – вектор мешающих сигналов.

Считаем, что сигнал (2) принимается на фоне аддитивного гауссовского пространственно-временного шума $n(t, x, z)$ (1) с односторонней спектральной плотностью N_0 , а начальная фаза сигнала случайна и распределена равномерно в интервале $[0, 2\pi]$.

Решение задачи. Комплексную ПКФ сигнала (3) по параметрам A, θ можно получить из общего выражения функции неопределенности неэнергетического параметра сигнала при пространственно-временной обработке:

$$\dot{\Psi}(\lambda, \lambda_0) = C_1 \int_{-l_x}^{l_x} \int_{-l_z}^{l_z} \int_{-T}^T |\dot{I}(x, z)|^2 \times \\ \times \dot{s}_{\text{пад}}(t, x, z, \lambda_0, \varphi_{01}) \times \\ \times \dot{s}_{\text{пад}}^*(t, x, z, \lambda_0, \varphi_{02}) dx dz dt, \quad (5)$$

где λ – вектор измеряемых параметров сигнала; λ_0 – вектор истинных значений измеряемых параметров сигнала; C_1 – нормирующий множитель; $\varphi_{01}, \varphi_{02}$ – начальные фазы сигнала (3) и комплексно-сопряженного сигнала; * – символ операции комплексного сопряжения.

Подставляя в (5) выражение (3) и определяя нормирующий множитель из условия $\dot{\Psi}(\lambda_0, \lambda_0) = 1$, получим

$$\dot{\Psi}(\lambda, \lambda_0) = \left| 2E \int_{-l_x}^{l_x} \int_{-l_z}^{l_z} |\dot{I}(x, z)|^2 dx dz \right|^{-1} \times \\ \times \int_{-l_x}^{l_x} \int_{-l_z}^{l_z} \int_{-T}^T |\dot{I}(x, z)|^2 \dot{u}(t) \dot{u}^*(t - \tau) \times \\ \times \exp[j\omega_0(\tau_0 - \tau)] dx dz dt, \quad (6)$$

где $E = \frac{V}{2} \int_{-T}^T |\dot{u}(t)|^2 dt$ – энергия сигнала; τ_0 – задержка сигнала, рассчитанная по формуле (4), но при истинных значениях оцениваемых параметров.

Учитывая, что в выражении (6)

$$\frac{1}{2E} \int_{-T}^T \dot{u}(t) \dot{u}^*(t - \tau) e^{j\Omega t} dt = \dot{\rho}(\tau, \Omega) \quad (7)$$

– комплексная частотно-временная функция неопределенности сигнала;

$$\dot{\Psi}_L(\lambda, \lambda_0) = \frac{\int_{-l_x}^{l_x} \int_{-l_z}^{l_z} |\dot{I}(x, z)|^2 e^{j\omega_0(\tau_0 - \tau)} dx dz}{\int_{-l_x}^{l_x} \int_{-l_z}^{l_z} |\dot{I}(x, z)|^2 dx dz} \quad (8)$$

– комплексная пространственная корреляционная функция обрабатываемого ПВ-сигнала, корреляционная функция ПВ-сигнала, принимаемого заполненной ФАР с габаритными размерами, значительно меньшими расстояния R до источника полезного сигнала (рис. 1), факторизуется, т. е. может быть представлена с учетом (6)–(8) в виде

$$\dot{\Psi}(\lambda, \lambda_0) = \dot{\rho}(\tau, \Omega) \dot{\Psi}_L(\lambda, \lambda_0). \quad (9)$$

В (8) интегрирование осуществляется по конечным пределам раскрытия ФАР. При этом подразумевается, что функция тождественно равна нулю вне пространственно-временного интервала наблюдения.

Таким образом, (5) при нахождении точечной цели в дальней волновой зоне плоской

приемной ФАР факторизуется, т. е. представимо произведением сомножителей, описывающих в отдельности только временную и только пространственную обработку сигналов. Соотношения (5) и (9) учитывают как разрешение по времени запаздывания сигналов и их доплеровскому сдвигу (в случае движущейся точечной цели), так и пространственное разрешение их источников по угловым координатам.

Поскольку свойства частотно-временной КФ для широкого класса сигналов изучены достаточно хорошо [18], предметом исследования являются свойства пространственной корреляционной функции обрабатываемого ПВ-сигнала.

Полагая, что функция раскрытия ФАР удовлетворяет условию $|\dot{I}(x, z)|^2 = 1$ в области L , после подстановки выражения (4) для τ в (8) и последующего интегрирования получим

$$\Psi_L(\lambda, \lambda_0) = 4l_x l_z \frac{\sin \alpha l_x}{\alpha l_x} \frac{\sin \beta l_z}{\beta l_z}, \quad (10)$$

где

$$\alpha l_x = 2\pi \frac{l_x}{\lambda_p} (\sin \theta_0 \cos A_0 - \sin \theta \cos A); \quad (11)$$

$$\beta l_z = 2\pi \frac{l_z}{\lambda_p} (\sin \theta_0 \sin A_0 - \sin \theta \sin A); \quad (12)$$

λ_p – рабочая длина волны.

Из соотношений (10)–(12) следует, что пространственная функция корреляции ПВ-сигнала, принимаемая ФАР, нестационарна, хотя параметры $A = A_0$ и $\theta = \theta_0$ являются неэнергетическими.

Остается нерешенным вопрос о том, как выбирать последовательные значения оцениваемых параметров $\{A_{0i}, \theta_{0k}\}$, $i = \overline{1, m}$, $k = \overline{1, l}$ из области сканирования допустимых значений $\Lambda_0: \{A_0 \in (A_{\min}, A_{\max}), \theta_0 \in (\theta_{\min}, \theta_{\max})\}$ функционала правдоподобия или любого другого оптимального выходного эффекта пространственно-временной обработки сигналов в виде функции $F(u(t, x, z), \lambda_0)$. Для плоской ФАР значения угловых координат находятся в пределах $0 < A < 360^\circ$; $-60 < \theta < 60^\circ$.

Очевидно, что значения параметров m и l зависят от требуемой точности оценки азимута и

угла места точечной цели (СР). При фиксированных интервалах $(A_{\min}, A_{\max})$ и $(\theta_{\min}, \theta_{\max})$, заданных размерах раскрыва ФАР и известной рабочей длине волны увеличение численных параметров m и l имеет смысл лишь до некоторых пределов. Общее число $v = ml$ дискретных значений параметра λ_0 должно быть таким, чтобы набор дискретных значений $F(u(t, x, z), \lambda_{010}), \dots, F(u(t, x, z), \lambda_{0v0})$ с достаточной для практических приложений точностью воспроизводил функцию $F(u(t, x, z), \lambda_0)$ на множестве Λ_0 . Один из возможных подходов к выбору параметров m и l , а следовательно, и общего числа $v = ml$ дискретных значений параметра λ_0 состоит в том, что при любом значении измеряемого векторного параметра $\lambda_0 \in \Lambda_0$ хотя бы одно его дискретное значение из множества $\{\lambda_{0i}\}$, $i = \overline{1, v}$ должно попасть в область пика сигнальной функции (сигнальной составляющей оптимального выходного эффекта пространственно-временной обработки сигналов $F(u(t, x, z), \lambda_0)$). В рассматриваемом случае это соответствует максимуму функции неопределенности полезного сигнала по параметру λ_0 .

При этом сдвиг между двумя соседними дискретными отсчетами λ_{0i} и λ_{0i+1} по углу места $\theta_{0i+1} - \theta_{0i}$ и азимуту $A_{0i+1} - A_{0i}$ не должен превышать ширины области высокой корреляции функции неопределенности по этому параметру. Обозначим ширину данной области по углу места $\theta_{\text{кор}}$, по азимуту – $A_{\text{кор}}$.

Для того чтобы определить размеры областей высокой корреляции, можно воспользоваться одним из трех подходов. Первый предполагает построение объемного графика модуля функции неопределенности $|\Psi_L(\lambda, \lambda_0)|$ и определение по нему размеров соответствующих областей при заданных ограничениях на уровень отсчета области высокой корреляции (обычно 0.5...0.7).

Второй подход позволяет уточнить размеры области высокой корреляции аналитическим расчетом по формулам

$$\theta_{\text{кор}} = \int_{-\infty}^{\infty} |\Psi_L(\lambda, \lambda_0)|^2_{A=A_0} d\theta; \quad (13)$$

$$A_{\text{кор}} = \int_{-\infty}^{\infty} |\Psi_L(\lambda, \lambda_0)|^2_{\theta=\theta_0} dA.$$

Третий подход предусматривает расчет $\theta_{\text{кор}}$ и $A_{\text{кор}}$ на уровне 0.5 высокой корреляции по следующим приближенным формулам:

$$\theta_{\text{кор}} \approx 2 \sqrt{-(2 - \sqrt{2}) \left\{ \frac{\partial^2 \Psi(\lambda, \lambda_0)}{\partial \theta^2} \right\}_{\lambda=\lambda_0}}^{-1}, \quad (14)$$

$$A_{\text{кор}} \approx \frac{\sqrt{-(2 - \sqrt{2})}}{\left\{ \frac{\partial^2 \Psi(\lambda, \lambda_0)}{\partial A^2} \right\}_{\lambda=\lambda_0}}. \quad (15)$$

Если для расчета $\theta_{\text{кор}}$ и $A_{\text{кор}}$ воспользоваться приближенными формулами (14) и (15), то в них следует положить:

$$\frac{\partial^2 \Psi(\lambda, \lambda_0)}{\partial \theta^2} \Big|_{\lambda=\lambda_0} =$$

$$= -\frac{2}{3} \left(\frac{2\pi}{\lambda_p} \right) \cos^2 \theta_0 (l_x^2 \cos^2 A_0 + l_z^2 \sin^2 A_0); \quad (16)$$

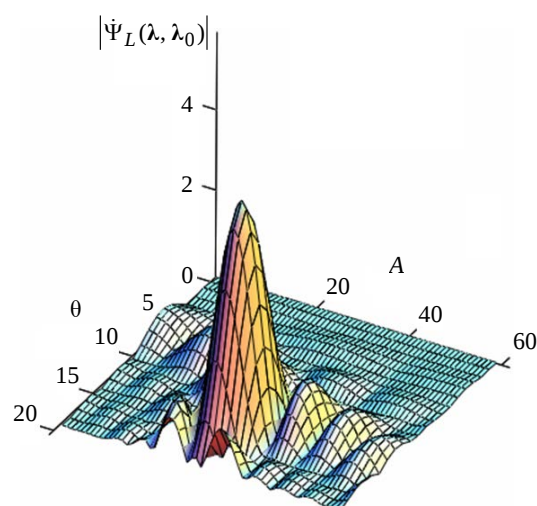


Рис. 2. ПКФ для азимута $A_0 = 30^\circ$ и угла места $\theta_0 = 15^\circ$
 Fig. 2. SCF for azimuth $A_0 = 30^\circ$ and elevation angle $\theta_0 = 15^\circ$

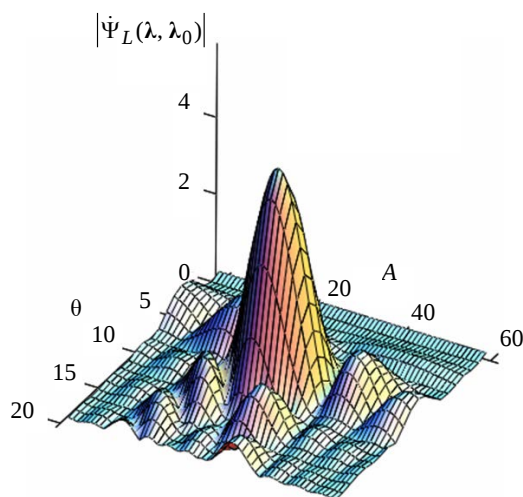


Рис. 3. ПКФ для азимута $A_0 = 30^\circ$ и угла места $\theta_0 = 10^\circ$
Fig. 3. SCF for azimuth $A_0 = 30^\circ$ and elevation angle $\theta_0 = 10^\circ$

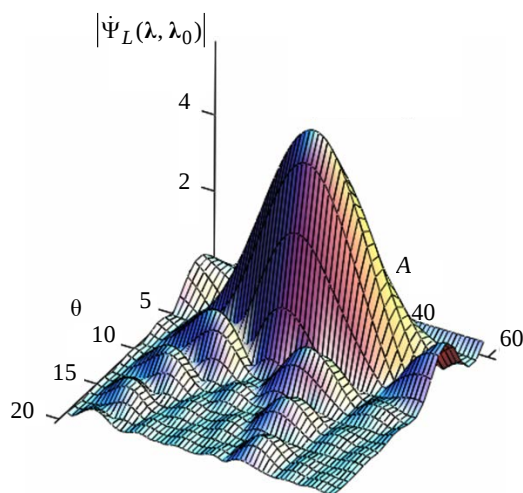


Рис. 4. ПКФ для азимута $A_0 = 30^\circ$ и угла места $\theta_0 = 5^\circ$
Fig. 4. SCF for azimuth $A_0 = 30^\circ$ and elevation angle $\theta_0 = 5^\circ$

$$\left. \frac{\partial^2 \Psi(\lambda, \lambda_0)}{\partial A^2} \right|_{\lambda = \lambda_0} = -\frac{2}{3} \left(\frac{2\pi}{\lambda_p} \right) \sin^2 \theta_0 (l_x^2 \sin^2 A_0 + l_z^2 \cos^2 A_0). \quad (17)$$

Результаты моделирования. На рис. 2–4 приведены рельефы модуля нормированной пространственной функции корреляции ПВ-сигнала, рассчитанные по формулам (10)–(12) для азимута $A_0 = 30^\circ$ и углов места $\theta_0 = 15^\circ$ (рис. 2), $\theta_0 = 10^\circ$ (рис. 3) и $\theta_0 = 5^\circ$ (рис. 4). При расчетах введены следующие исходные данные:

– размеры прямоугольного антенного полотна $l_x = 1.2$ м; $l_z = 1.4$ м;

– рабочая длина волны $\lambda_p = 0.3$ м. Расчет и построение графиков рельефа модуля ПКФ производился с помощью математического пакета Mathcad 15.

Объемное изображение модуля пространственной функции неопределенности как функции угловых координат показывает следующее. Так как коэффициент асимметрии приемной ФАР близок к единице ($\chi = l_z/l_x = 0.868$), то внешний вид функции $\Psi_L(\lambda, \lambda_0)$ практически не зависит от истинного значения азимута СР, но при каждом фиксированном значении параметра A_0 существенно изменяется для различных значений угла места θ_0 местоположения СР.

Поэтому в качестве иллюстрации на рис. 2–4 приведены результаты расчета модуля пространственной функции неопределенности для одного фиксированного значения азимута $A_0 = 30^\circ$ и трех значений угла места.

Анализируя измерение формы объемного изображения модуля пространственной функции неопределенности можно сделать следующие выводы:

– при $\theta_0 = 0^\circ$, т. е. когда СР расположен по направлению нормали к раскрытию ФАР, наблюдается минимальная ширина области высокой корреляции по углу места ($\theta_{\text{кор}} = \theta_{\text{кор min}}$) около 7° и максимальная неопределенность по отношению к истинному значению азимута СР, т. е. ширина области высокой корреляции пространственной функции неопределенности полностью перекрывает априорный интервал ($A_{\text{min}} = 0^\circ$, $A_{\text{max}} = 360^\circ$), так как $A_{\text{кор max}} = \infty$;

– по мере увеличения истинного значения угла места СР ширина области высокой корреляции пространственной функции неопределенности по углу места увеличивается и уменьшается по азимуту;

– максимальная ширина области высокой корреляции по углу места находится на границе области сканирования ДН приемной ФАР при $\theta_0 = 60^\circ$ и составляет примерно $\theta_{\text{max}} = 12^\circ$, при этом параметр A_{min} достигает минимального значения $A_{\text{кор min}} = 7^\circ$.

К числу основных количественных характеристик пространственной КФ относятся размеры области высокой корреляции по углу места $\theta_{\text{кор}}$ и азимуту $A_{\text{кор}}$. В ходе моделирования использовались 2 подхода к определению размеров области высокой корреляции ПКФ. Первый из них (графический) предполагает определение размеров области высокой корреляции по графику модуля пространственной КФ при заданных ограничениях на уровень отсчета области высокой корреляции (0.5...0.7). Этот способ отличается наглядностью, но требует достаточно большого объема графических построений и не обеспечивает высокую точность оценки параметров $A_{\text{кор}}$ и $\theta_{\text{кор}}$. Второй подход, определяемый выражениями (13), в работе не использовался ввиду большого объема вывода окончательных выражений для выполнения расчетов и сложности вычислений. Более выигрышным в этом плане представляется расчет параметров $A_{\text{кор}}$ и $\theta_{\text{кор}}$ по приближенным формулам (14), (15) с учетом выражений (16), (17) для вторых производных от ПКФ по оцениваемым угловым координатам, вычисленным в "точке" $\lambda = \lambda_0$. Точность третьего аналитического подхода к определению ширины области высокой корреляции пространственной функции неопределенности подтверждается проведенными расчетами минимальных значений параметров $A_{\text{кор}}$ и $\theta_{\text{кор}}$:

$$A_{\text{кор min}} \Big|_{\theta_0 = 60^\circ, A_0 = 90, 270^\circ} \approx 6^\circ;$$

$$\theta_{\text{кор min}} \Big|_{\theta_0 = 0^\circ, A_0 = 0, 180, 360^\circ} \approx 5^\circ.$$

Заключение. Таким образом, с достаточной наглядностью подтверждены следующие выводы:

– пространственная функция корреляции ПВ-сигнала нестационарна;

– с уменьшением истинного значения угла места источника излучения полезного сигнала ширина области высокой корреляции пространственной КФ по углу места уменьшается, а по азимуту увеличивается;

– ПКФ сигнала имеет один ярко выраженный максимум, что позволяет однозначно (без аномальных ошибок) определить угловые координаты источника излучения. Этот факт обуславливает ряд особенностей обработки ПВ-сигналов в ФАР, рассмотрение которых выходит за рамки описываемой работы.

Дальнейшее изучение вопросов повышения эффективности функционирования сложных многоэлементных антенных систем автор связывает с исследованиями адаптивных антенных решеток, влияния нарушений амплитудно-фазового распределения в раскрыве ФАР на целевые характеристики радиотехнических систем [19–24]. Кроме того, представляет интерес исследование остронаправленных комформных ФАР с управляемой ДН, элементы которых размещены на криволинейной поверхности в соответствии с формой спутника, летательного аппарата либо другого подвижного объекта.

Список литературы

1. Устройства СВЧ и антенны / Д. И. Воскресенский, В. Л. Гостюхин, В. М. Максимов, Л. И. Пономарев; под ред. Д. И. Воскресенского. 2-е изд., доп. и перераб. М.: Радиотехника, 2006. 376 с.
2. Хансен Р. С. Фазированные антенные решетки. 2-е изд. М.: Техносфера, 2012. 560 с.
3. Balanis C. A. Antenna Theory: Analysis and Design. 3rd ed. N. J.: John Wiley & Sons, 2005. 1136 p.
4. Milligan T. A. Modern Antenna design. N. J.: John Wiley & Sons, 2005. 630 p.
5. Levin B. Antenna Engineering Theory and Problems. Boca Raton: CRC Press, 2017. 406 p.
6. Elliott R. S. Antenna Theory & Design. Wiley-IEEE Press, 2003. 612 p.
7. Пономарев Л. И., Степаненко В. И. Сканирующие многочастотные совмещенные антенные решетки. М.: Радиотехника, 2009. 328 с.
8. Вендик О. Г., Парнес М. Д. Антенны с электрическим сканированием. М.: Сайнс-пресс, 2001. 232 с.
9. Прокис Дж. Цифровая связь / пер. с англ.; под ред. Д. Д. Кловского. М.: Радио и связь, 2000. 800 с.
10. Склиар Б. Цифровая связь: Теоретические основы и практическое применение. М.: Вильямс, 2007. 1104 с.
11. Теоретические предложения по повышению помехоустойчивости приема многопозиционных сигналов в каналах с переменными параметрами / С. В. Дворников, А. В. Пшеничников, А. Ф. Крячко, М. Р. Бибарсов, Г. Ш. Бибарсова // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2023. Т. 26, № 2. С. 6–15. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-2-6-15
12. Научно-технические предложения по повышению помехоустойчивости приема многопозиционных сигналов в каналах с переменными параметрами

рами / М. Р. Бибарсов, С. В. Дворников, А. Ф. Крячко, А. В. Пшеничников // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2023. Т. 26, № 6. С. 6–15.

doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-6-6-15

13. Григорьев Л. Н. Цифровое формирование диаграммы направленности в фазированных антенных решетках. М.: Радиотехника, 2010. 144 с.

14. Тяпичев Г. Спутники и цифровая радиосвязь. М.: ТехБук, 2004. 288 с.

15. Бибарсов М. Р., Невейкин М. Е. Алгоритм оптимизации управления диаграммой направленности фазированной антенной решетки // Математические методы и модели в высокотехнологичном производстве: тез. докл. IV Междунар. форума: в 2 ч. / СПбГУАП. Санкт-Петербург, 2024. С. 351–352.

16. Бибарсов М. Р. Анализ функционирования цифровой фазированной антенной решетки при сокращении количества каналов адаптации // Волновая электроника и инфокоммуникационные системы: материалы XXVII Междунар. науч. конф. / СПбГУАП. Санкт-Петербург, 2024. С. 31–34.

17. Бибарсов М. Р. Обоснование применения адаптивных антенных решеток в системе управления летательными аппаратами. // Метрологическое обеспечение инновационных технологий: сб. ст. VI Междунар. форума / СПбГУАП. Санкт-Петербург, 2024. С. 52–53.

18. Фалькович С. Е. Оценка параметров сигналов. М.: Сов. радио, 1970. 336 с.

19. Синтез амплитудно-фазового распределения в квазикольцевой антенной решетке / М. Р. Бибарсов, Е. В. Грибанов, Д. Д. Габриэлян, Ден. С. Фе-

доров, Дан. С. Федоров // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2017. Вып. 2. С. 28–33.

20. Влияние локально плоских искажений излучающего раскрыва на диаграмму направленности фазированной антенной решетки / М. Р. Бибарсов, Г. Ш. Бибарсова, Д. Д. Габриэлян, С. В. Дворников, Д. С. Федоров // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2023. Т. 26, № 1. С. 17–25.

doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-1-17-25

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

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

doi: 10.32603/1993-8985-2024-27-1-57-66

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

doi: 10.32603/1993-8985-2024-27-3-42-51

24. Крячко А. Ф., Бибарсов М. Р., Аюков Б. А. Алгоритм моделирования изменения характеристик волноводно-щелевой антенной решетки при неисправностях фазовращателей // Тр. междунар. симп. "Надежность и качество", Пенза, 27 мая – 1 июня 2024 / Пензенский гос. ун-т. 2024. Т. 2. С. 472–474.

Информация об авторе

Бибарсов Марат Рашидович – кандидат технических наук (1999), доцент (2007), старший преподаватель кафедры радиосвязи Военной академии связи им. Маршала Советского Союза С. М. Буденного, доцент кафедры радиотехнических и оптоэлектронных комплексов Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. Автор 205 научных работ. Сфера научных интересов – системы передачи и приема информации; адаптивные антенные системы.

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

E-mail: Bibarsovmr@rambler.ru

References

1. Voskresensky D. I., Gostyukhin V. L., Maksimov V. M., Ponomarev L. I. *Ustrojstva SVCh i anteny* [Microwave Devices and Antennas]. Ed. by D. I. Voskresensky. 2nd ed. Moscow, Radiotekhnika, 2006, 376 p. (In Russ.)

2. Hansen R. S. *Phased Antenna Arrays*. 2nd ed. New Jersey, John Wiley & Sons, 2009, 551 p.

3. Balanis C. A. *Antenna Theory: Analysis and Design*. 3rd ed. New Jersey, John Wiley & Sons, 2005, 1136 p.

4. Milligan T. A. *Modern Antenna Design*. New Jersey, John Wiley & Sons, 2005, 630 p.

5. Levin B. *Antenna Engineering Theory and Problems*. Boca Raton, CRC Press, 2017, 406 p.

6. Elliott R. S. *Antenna Theory & Design*. Wiley-IEEE Press, 2003, 612 p.

7. Ponomarev L. I., Stepanenko V. I. *Skanirovushchie mnogochastotnye sovmeshchennye antennnye resh-*

etki [Scanning Multi-Frequency Combined Antenna Arrays]. Moscow, Radio engineering, 2009, 328 p. (In Russ.)

8. Vendik O. G. Parnes M. D. [*Antenny s elektricheskimi skaniruvaniem*] Antennas with Electrical Scanning. Moscow, Science Press, 2001, 232 p. (In Russ.)

9. Proakis J. *Digital Communication*. New York, McGraw-Hill, 2000, 905 p.

10. Sklar B. *Digital Communications: Fundamentals and Applications*. New Jersey, Prentice Hall, 2001, 1079 p.

11. Dvornikov S. V., Pshenichnikov A. V., Kryachko A. F., Bibarsov M. R., Bibarsova G. Sh. Theoretical Proposals for Improving the Noise Immunity of Receiving Multi-Position Signals in Channels with Variable Parameters. J. of the Russian Universities. Radioelectronics. 2023, vol. 26, no. 2, pp. 6–15. (In Russ.)

doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-2-6-15

12. Bibarsov M. R., Dvornikov S. V., Kryachko A. F., Pshenichnikov A. V. Scientific and Technical Proposals for Improving the Noise Immunity of Receiving Multi-Position Signals in Channels with Variable Parameters. J. of the Russian Universities. Radioelectronics. 2023, vol. 26, no. 2, pp. 6–15. (In Russ.)
doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-6-15

13. Grigoriev L. N. *Cifrovoe formirovanie diagrammy napravlenosti v fazirovannykh antennoy reshetkah* [Digital Beamforming in Phased Antenna Arrays]. Moscow, Radiotekhnika, 2010, 144 p. (In Russ.)

14. Tyapichev G. *Sputniki i tsifrovaya radiosvyaz'* [Satellites and Digital Radio Communications]. Moscow, TekhnBook, 2004, 288 p. (In Russ.)

15. Bibarsov M. R., Neveikin M. E. *Algoritmi optimizatsii upravleniya diagrammoi napravlenosti fazirovannoy antennoy reshetki* [Algorithm for Optimization of Control of the Radiation Pattern of a Phased Antenna Array]. In the book: Mathematical methods and models in high-tech production. Collection of abstracts of reports of the IV Intern. Forum. In 2 parts. St Petersburg, Saint Petersburg State University of Aerospace Instrumentation, 2024, pp. 351–352. (In Russ.)

16. Bibarsov M. R. *Analiz funktsionirovaniya tsifrovoy fazirovannoy antennoy reshetki pri sokrashchenii kolichestva kanalov adaptatsii* [Analysis of the Functioning of a Digital Phased Antenna Array with a Reduction in the Number of Adaptation Channels]. In: Wave Electronics and Infocommunication Systems. Proc. of the XXVII Intern. Scientific Conf. St Petersburg, Saint Petersburg State University of Aerospace Instrumentation, 2024, pp. 31–34. (In Russ.)

17. Bibarsov M. R. *Obosnovanie primeneniya adaptivnykh antennoy reshetok v sisteme upravleniya letatel'nyimi apparatami* [Justification for the Use of Adaptive Antenna Arrays in the Aircraft Control System]. In: Metrological support of innovative technologies. Collection of articles of the VI Intern. Forum.

St Petersburg, Saint Petersburg State University of Aerospace Instrumentation, 2024, pp. 52–53. (In Russ.)

18. Falkovich S. E. *Otsenka parametrov signalov* [Estimation of Signal Parameters]. Moscow, Sov. Radio, 1970, 336 p. (In Russ.)

19. Bibarsov M. R., Gribanov E. V., Gabrielyan D. D., Fedorov Den. S., Fedorov Dan. S. Synthesis of Amplitude-Phase Distribution in Quasiconcave an Antenna Array. J. of the Russian Universities. Radioelectronics. 2017, iss. 2. pp. 28–33. (In Russ.)

20. Bibarsov M. R., Bibarsova G. Sh., Gabriel'ean D. D., Dvornikov S. V., Fedorov D. S. Effect of Locally Flat Distortions in the Radiating Aperture on the Radiation Pattern of a Phased Antenna Array. J. of the Russian Universities. Radioelectronics. 2023, vol. 26, no. 1, pp. 17–25. (In Russ.)
doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-1-17-25

21. Bibarsov M. R., Bibarsova G. Sh., Gabrielyan D. D., Shatsky V. N. Influence of Errors in the Formation of the Amplitude-Phase Distribution in the Aperture of a Phased Array Antenna on the Accuracy of Direction Finding. Information and Space. 2023, no. 2, pp. 18–23.

22. Bibarsov M. R. Research into the Impact of Phase Shifter Failures on the Characteristics of Slotted Waveguide Array Antenna. J. of the Russian Universities. Radioelectronics. 2024, vol. 27, no. 1. pp. 57–66. (In Russ.)
doi: 10.32603/1993-8985-2024-27-1-57-66

23. Kryachko A. F., Gladkiy N. A., Bibarsov M. R., Ayukov B. A. Algorithm for Assessing the Characteristics of a Waveguide Slot Antenna Array when Changing Antenna Element Phasing. J. of the Russian Universities. Radioelectronics. 2024, vol. 27, no. 3, pp. 42–51. (In Russ.)
doi: 10.32603/1993-8985-2024-27-3-42-51

24. Kryachko A. F., Bibarsov M. R., Ayukov B. A. Algorithm for Modeling Changes in the Characteristics of a Waveguide-Slot Antenna Array in Case of Phase Shifter Failures. Proc. of the Intern. Symp. "Reliability and Quality", Penza, 27 May – 1 June 2024. Penza State University, 2024, vol. 2, pp. 472–474. (In Russ.)

Information about the author

Marat R. Bibarsov, Cand. Sci. (Eng.) (1999), Associate Professor (2007), Senior Lecturer of the Radio Communications Department of the Military Telecommunications Academy, Associate Professor of the Department of Radio-engineering and Optoelectronic Complexes of the Saint Petersburg State University of Aerospace Instrumentation. The author of 205 scientific publications. Area of expertise: information transmission and reception systems; adaptive antenna systems.

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

E-mail: bibarsovmr@rambler.ru

Волноводные четвертьволновые поперечные гребневые резонаторы на квази-ТЕМ-волне и фильтры на их основе

А. А. Соркин, А. В. Минаков, Ю. П. Саломатов

Сибирский федеральный университет, Красноярск, Россия

✉ alexandr.sorkin.781@mail.ru

Аннотация

Введение. В современных системах связи требования к массогабаритным и частотным характеристикам фильтров во входных и выходных трактах антенно-фидерных устройств (АФУ) становятся все жестче. С учетом этого исследован поперечный волноводный гребневый резонатор, но не полуволновый, а четвертьволновый, что позволяет сократить ширину и длину фильтра. Показано влияние различных параметров резонатора на его резонансную частоту. Рассчитана зависимость нагруженной добротности от высоты поперечного гребневого четвертьволнового резонатора. Рассчитанные волноводные фильтры на резонаторах данного типа показывают возможность формирования полюсов затухания как выше, так и ниже полосы пропускания.

Цель работы. Исследование различных типов фильтров на гребневых четвертьволновых резонаторах, а также оценка полосы заграждения по уровню и ширине.

Материалы и методы. Численные исследования проведены методом конечных элементов (finite element method – FEM) и методом конечных разностей во временной области (finite difference in the time domain – FDTD).

Результаты. Проведено моделирование различных типов пяти- и десятизвенных фильтров на гребневых четвертьволновых резонаторах. Установлено, что пятизвенные фильтры в зависимости от расположения резонаторов могут формировать полюсы затухания как выше полосы пропускания, так и ниже. Десятизвенный фильтр на поперечных гребневых четвертьволновых резонаторах на приемных частотах X-диапазона (7.25...7.75 ГГц) обеспечивает вносимые потери не выше 1.2 дБ, при этом уровень ослабления в диапазоне частот передачи (7.9...8.4 ГГц) составляет не менее 80 дБ.

Заключение. Применение фильтров на гребневых четвертьволновых резонаторах позволяет существенно сократить длину и улучшить массогабаритные характеристики при сохранении высокого уровня ослабления в полосе заграждения.

Ключевые слова: поперечный гребневый резонатор, волноводный фильтр, нагруженная добротность, полюс затухания

Для цитирования: Соркин А. А., Минаков А. В., Саломатов Ю. П. Волноводные четвертьволновые поперечные гребневые резонаторы на квази-ТЕМ-волне и фильтры на их основе // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2025. Т. 28, № 3. С. 95–105.

doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-3-95-105

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Источник финансирования. Исследование выполнено в рамках государственного задания ФГАОУ ВО "Сибирский федеральный университет" (номер FSRZ-2023-0008).

Статья поступила в редакцию 03.10.2024; принята к публикации после рецензирования 30.11.2024; опубликована онлайн 30.06.2025



Waveguide Quarter-Wave Transverse Ridge Resonators on Quasi-TEM Wave and Filters on Their Basis

Alexandr A. Sorkin, Andrey V. Minakov, Yuri P. Salomatov

Siberian Federal University, Krasnoyarsk, Russia

✉ alexandr.sorkin.781@mail.ru

Abstract

Introduction. In modern communication systems, the requirements imposed on the weight, size, and frequency characteristics of filters in the input and output paths of antenna-feeder devices (AFD) are becoming increasingly stringent. Taking this into account, we investigate a transverse waveguide ridge resonator of a quarter-wave structure. The use of a quarter-wave resonator, rather than a half-wave structure, allows the width and length of the filter to be reduced. The influence of various resonator parameters on its resonant frequency is demonstrated. The dependence of the loaded Q-factor on the height of the transverse ridge quarter-wave resonator is calculated. The calculated waveguide filters on resonators of this type offer the possibility of forming attenuation poles both above and below the passband.

Aim. Investigation of various types of filters on ridge quarter-wave resonators, as well as evaluation of the rejection band by level and by width.

Materials and methods. Numerical studies were carried out using the methods of finite elements (FEM) and finite difference in the time domain (FDTD).

Results. Simulation of various types of five- and ten-order filters on ridge quarter-wave resonators was performed. Five-order filters, depending on the arrangement of the resonators, are capable of forming attenuation poles both above and below the passband. A ten-order filter on transverse ridge quarter-wave resonators at receiving frequencies of the X-band (7.25...7.75 GHz) provides insertion losses of no more than 1.2 dB, while the attenuation level in the transmission frequency range (7.9...8.4 GHz) is at least 80 dB.

Conclusion. The use of filters on ridge quarter-wave resonators ensures a significant reduction in length and improvement in weight and size characteristics, while maintaining a high level of attenuation in the stop band.

Keywords: transverse ridge resonator, waveguide filter, loaded Q, attenuation pole

For citation: Sorkin A. A., Minakov A. V., Salomatov Yu. P. Waveguide Quarter-Wave Transverse Ridge Resonators on Quasi-TEM Wave and Filters on Their Basis. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2025, vol. 28, no. 3, pp. 95–105.

doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-3-95-105

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

Source of funding. The reported study was funded by the Ministry of Education and Science of Russian Federation, FSRZ-2023-0008.

Submitted 03.10.2024; accepted 16.03.2025; published online 30.04.2025

Введение. В современных спутниковых системах связи требуются входные фильтры с малыми потерями и малыми габаритными размерами. В X-диапазоне частоты приема и передачи находятся очень близко (частоты приема 7.25...7.75 ГГц, либо укороченная полоса пропускания 7.25...7.55 ГГц частоты передачи: 7.9...8.4 ГГц). Для данного диапазона требуется фильтр с высокой селективностью и при этом компактный. Для получения высокой селективности приемного фильтра требуется

формирование полюсов затухания на частотах передачи. Одним из способов формирования несимметричной амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) является применение синглетов, которые обеспечивают дополнительную связь между входом и выходом [1]. Синглеты работают на моде H_{201} или H_{301} . В фильтрах на полуволновых резонаторах можно обеспечивать связи между несоседними резонаторами [2]. Однако такие фильтры имеют в составе полуволновые резонаторы на моде H_{102} или

H_{103} , что увеличивает габаритные размеры фильтра. Формировать полюса затухания можно и на двухмодовых или одномодовых ТМ-резонаторах [3–7]. Фильтры на двухмодовых резонаторах обычно имеют более сложную настройку, требуют минимальных допусков и реализуют полосы пропускания до 10 %, хотя при этом обладают хорошими массогабаритными характеристиками. В волноводной технике широко известны фильтры на гофрированных волноводах [8–10], на таких структурах в основном делают фильтры нижних частот (ФНЧ) с низкими потерями и широкими полосами заграждения [11], известны ФНЧ на гофрированных волноводах без входных трансформаторов [12]. Использование в фильтрах резонаторов на диафрагмах при сохранении высокой селективности позволяет уменьшить общую длину [13, 14].

Также распространение получили фильтры на гребневых полуволновых одно- и двухмодовых резонаторах, позволяющие увеличивать крутизну скатов АЧХ [15–17]. Задачу создания фильтра с малыми потерями в X -диапазоне предлагается решить с помощью фильтра на гребневых четвертьволновых резонаторах. Для этого требуется исследовать гребневый четвертьволновый резонатор и влияние его размеров на добротность и частотные характеристики. Следует учесть, что резонаторы в фильтрах могут располагаться по-разному друг относительно друга как по широкой стенке волновода, так и по узкой.

Материалы и методы. Численные исследования проведены методом конечных элементов (finite element method – FEM) и методом

конечных разностей во временной области (final difference in the time domain – FDTD).

Результаты. Волноводный четвертьволновый поперечный гребневый резонатор. Для рассмотрения влияния различных параметров волноводного четвертьволнового поперечного гребневого резонатора на частотные характеристики введем их обозначения согласно рис. 1: H – высота гребня; L – длина резонатора; W – ширина резонатора; A – ширина волновода, в котором расположен резонатор; все значения будут приведены в миллиметрах. В данном типе резонаторов ток течет преимущественно по верхней грани гребня, поэтому резонатор работает на квази-ТЕМ-волне. Таким образом, длина четвертьволнового резонатора близка к четверти длины волны в свободном пространстве на резонансной частоте [17].

При увеличении ширины волновода, в котором размещается данный резонатор, резонансная частота и полюс затухания смещаются вниз (рис. 2, *a, б*), при этом постоянными являются параметры $H = 10.6$ мм, $L = 10$ мм и $W = 2$ мм. В данном случае при увеличении ширины волновода резонансная частота смещается вниз из-за уменьшения входной и выходной индуктивности, возникающей при переходе от сечения подводящих волноводов к волноводу зауженного сечения, в котором расположен гребневый резонатор.

Емкость между верхней гранью гребня и широкой стенкой волновода можно изменять высотой самого гребня, при этом уменьшение высоты гребня приводит к смещению резонансной частоты и полюса затухания вверх

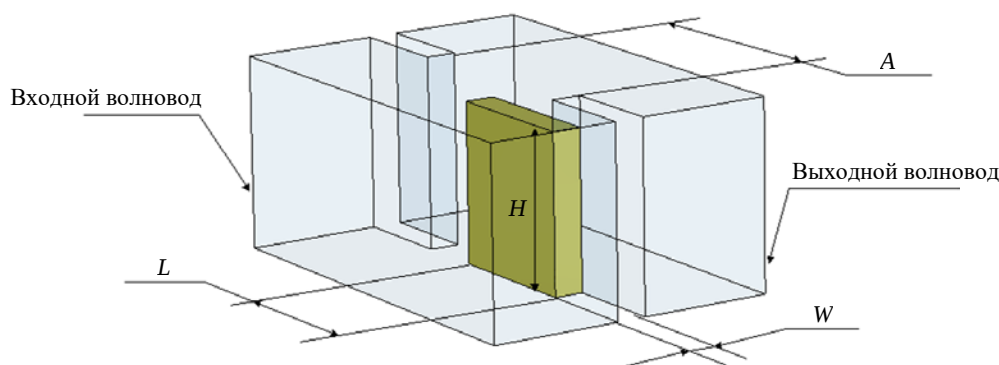


Рис. 1. Параметры четвертьволнового поперечного гребневого резонатора с подводящими волноводами стандартного сечения

Fig. 1. Parameters of a quarter-wave transverse ridge resonator with standard cross-section feeder waveguides

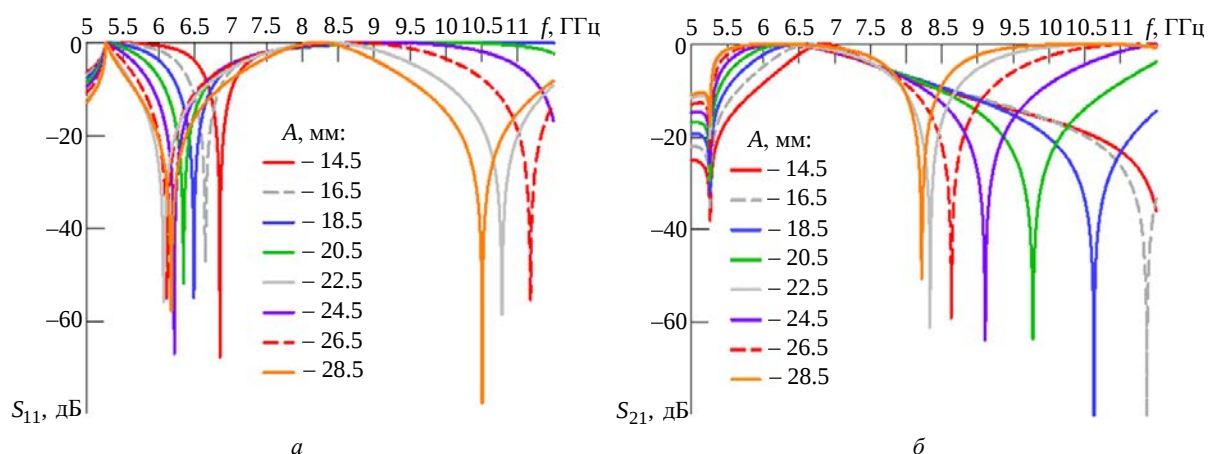


Рис. 2. Зависимость возвратных потерь S_{11} (а) и коэффициента передачи S_{21} (б) волноводного четвертьволнового поперечного гребневого резонатора от ширины волновода

Fig. 2. Dependence of return loss S_{11} (a) and transmission coefficient S_{21} (б) of waveguide quarter-wave transverse ridge resonator on the waveguide width

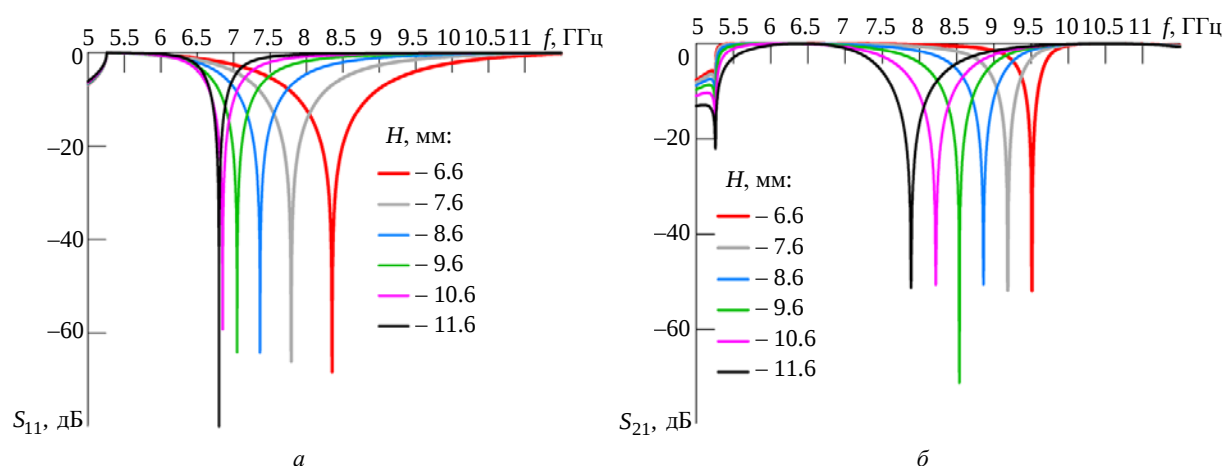


Рис. 3. Зависимость возвратных потерь S_{11} (а) и коэффициента передачи S_{21} (б) волноводного четвертьволнового поперечного гребневого резонатора от высоты гребня

Fig. 3. Dependence of return losses S_{11} (a) and transmission coefficient S_{21} (б) of a waveguide quarter-wave transverse ridge resonator on the ridge height

(рис. 3, а, б), при этом постоянными являются параметры $A = 14.25$ мм, $L = 10$ мм и $W = 2$ мм.

Изменение длины резонатора L будет изменять емкость между верхней гранью гребня и широкой стенкой волновода, увеличение параметра L будет приводить к смещению резонансной частоты вниз (рис. 4, а, б), при этом постоянными являются параметры $A = 28.5$ мм, $H = 11.6$ мм и $W = 2$ мм.

Изменение ширины резонатора W будет изменять емкость между верхней гранью гребня и широкой стенкой волновода, увеличение параметра W будет приводить к незначительному смещению резонансной частоты вниз (рис. 5, а, б),

при этом постоянными являются параметры $A = 28.5$ мм, $L = 10$ мм и $H = 11.6$ мм.

Важным параметром любого резонатора является добротность, которая определяет вносимые потери в полосе пропускания. На рис. 6 показана зависимость нагруженной добротности волноводного четвертьволнового гребневого резонатора от высоты гребня H , из которой видно, что уменьшение высоты гребня приводят к увеличению нагруженной добротности, а значит, к уменьшению вносимых потерь в полосе пропускания, при этом постоянными являются параметры $A = 16.2$ мм, $L = 10$ мм и $W = 2$ мм. Расчет добротности проводился с

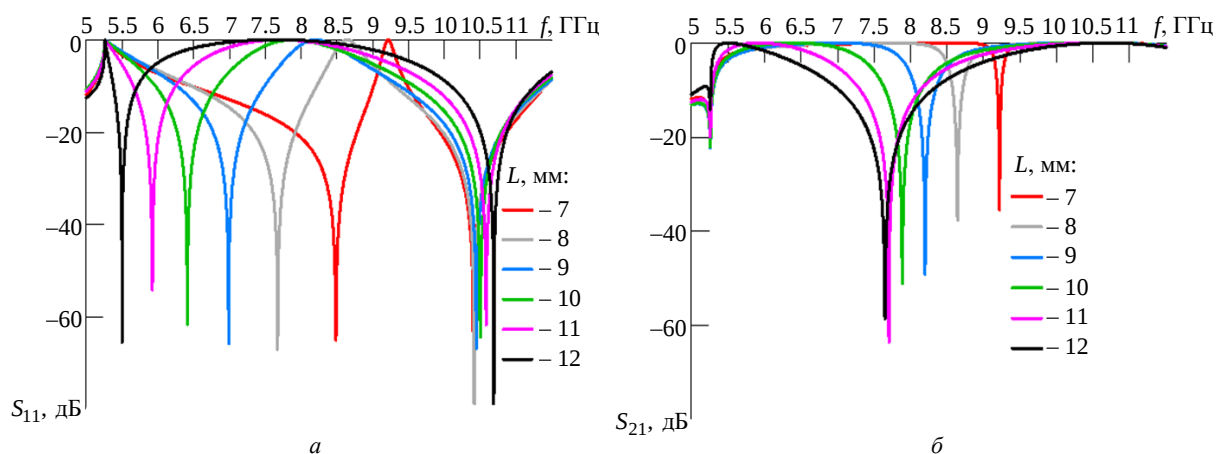


Рис. 4. Зависимость возвратных потерь S_{11} (а) и коэффициента передачи S_{21} (б) волноводного четвертьволнового резонатора от длины гребня

Fig. 4. Dependence of return losses S_{11} (a) and transmission coefficient S_{21} (б) of a waveguide quarter-wave resonator on the ridge length

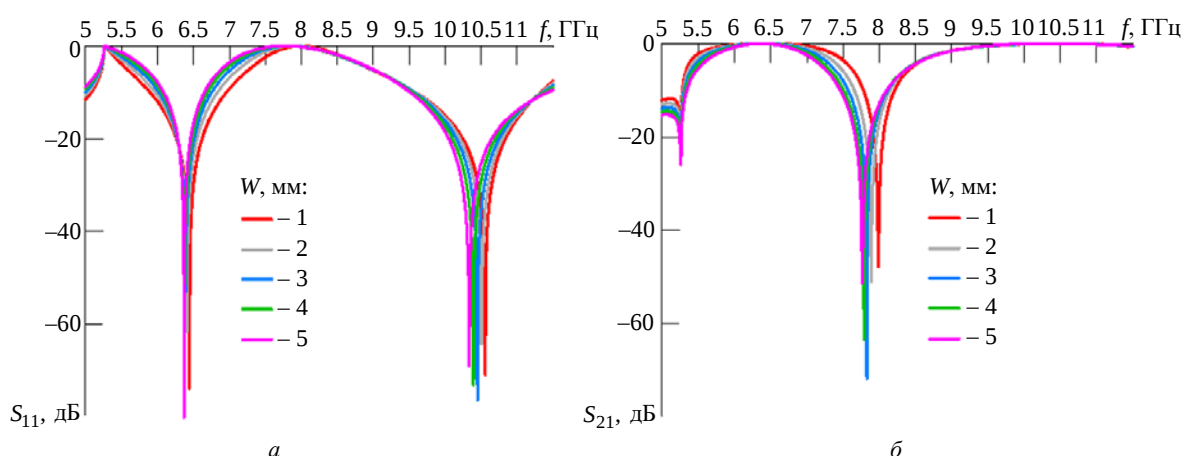


Рис. 5. Зависимость возвратных потерь S_{11} (а) и коэффициента передачи S_{21} (б) волноводного четвертьволнового поперечного гребневого резонатора от ширины гребня

Fig. 5. Dependence of return loss S_{11} (a) and transmission coefficient S_{21} (б) of waveguide quarter-wave transverse ridge resonator on the ridge width

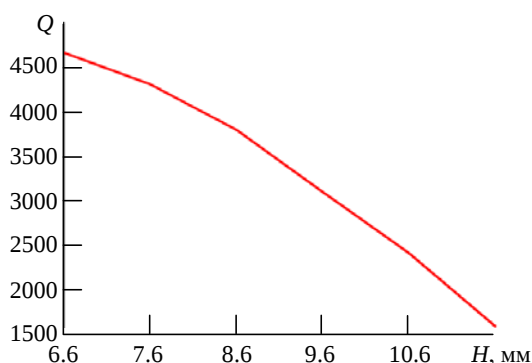


Рис. 6. Зависимость нагруженной добротности волноводного четвертьволнового гребневого резонатора от высоты гребня

Fig. 6. Dependence of the loaded quality factor of a waveguide quarter-wave ridge resonator on the ridge height

помощью программы CSTMWS с использованием приложения "потери и добротность" (loss and Q), используемый материал – алюминий.

Фильтры на волноводных четвертьволновых поперечных гребневых резонаторах. Были исследованы несколько типов фильтров на волноводных четвертьволновых поперечных гребневых резонаторах, различие заключается в расположении резонаторов. Моделирование всех фильтров проводилось с помощью программы CST MWS методом расчета в частотной области. В фильтре первого типа резонаторы располагаются противонаправленно, соседние резонаторы подключаются к противоположным узким стенкам волновода, причем

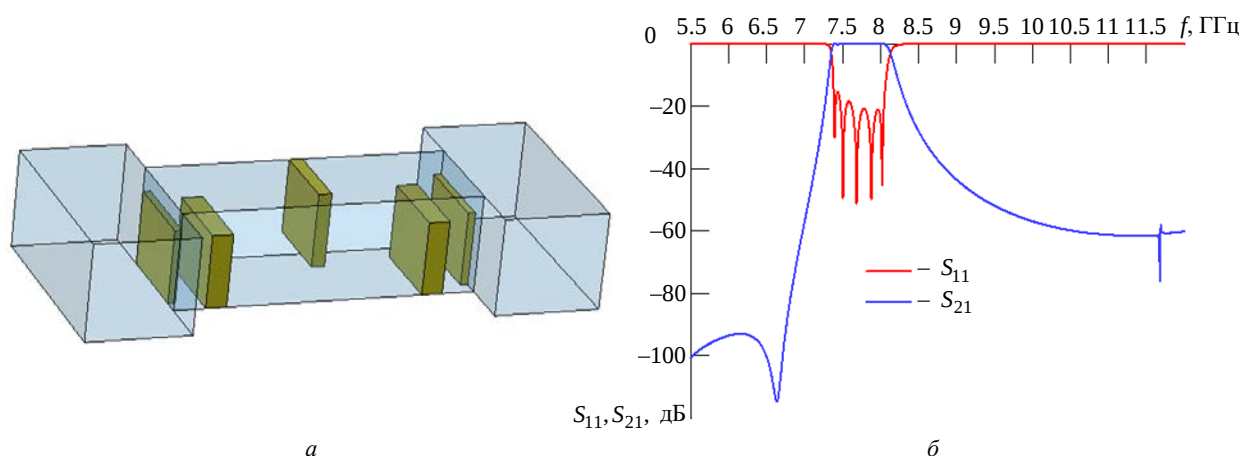


Рис. 7. Электродинамическая модель пятизвенного фильтра первого типа (а) и его частотные характеристики (б)
Fig. 7. Electrodynamic model of a five-order filter of the first type (a) and its frequency characteristics (b)

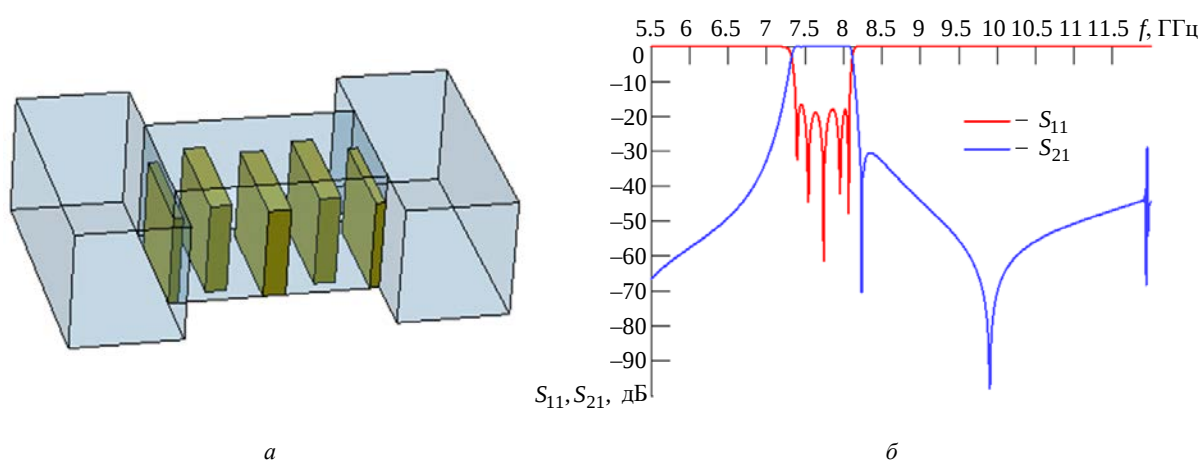


Рис. 8. Электродинамическая модель пятизвенного фильтра второго типа (а) и его частотные характеристики (б)
Fig. 8. Electrodynamic model of a five-order filter of the second type (a) and its frequency characteristics (b)

Табл. 1. Геометрические размеры волноводных пятизвенных фильтров на четвертьволновых поперечных гребневых резонаторах

Tab. 1. Geometric dimensions of waveguide five-order filters on quarter-wave transverse ridge resonators

№	Параметр, мм											
	A	L_1	L_2	L_3	S_1	S_2	W_1	W_2	W_3	H_1	H_2	H_3
1	14	10.75	11.45	11.95	12.45	3.35	1.8	2.85	1	9.5	9.5	9.5
2	14	12.4	12.25	11.65	3.7	3.5	2.6	2.45	1.1	9.6	9.6	9.6
3	13.3	12.6	12.65	10.7	9.1	9	1.15	1.05	1	9.8	9.8	9.8

центральный резонатор отличается тем, что подключен к другой широкой стенке в отличие от остальных. Данное расположение резонаторов позволяет сформировать полюс затухания ниже полосы пропускания. Электродинамическая модель фильтра первого типа и ее частотные характеристики представлены на рис. 7, а, б. Размеры фильтра приведены в табл. 1 под номером 1. Длина фильтра 41.1 мм.

Во втором типе резонаторы располагаются противоположно, соседние резонаторы под-

ключаются к противоположным узким стенкам волновода, при этом все резонаторы подключены к одной и той же широкой стенке волновода. Данное расположение резонаторов позволяет сформировать полюс затухания выше полосы пропускания. Электродинамическая модель фильтра второго типа и ее частотные характеристики представлены на рис. 8, а, б. Размеры фильтра приведены в табл. 1 под номером 2. Длина фильтра 24.1 мм.

Третий тип фильтров содержит сонаправленные резонаторы, которые подключаются

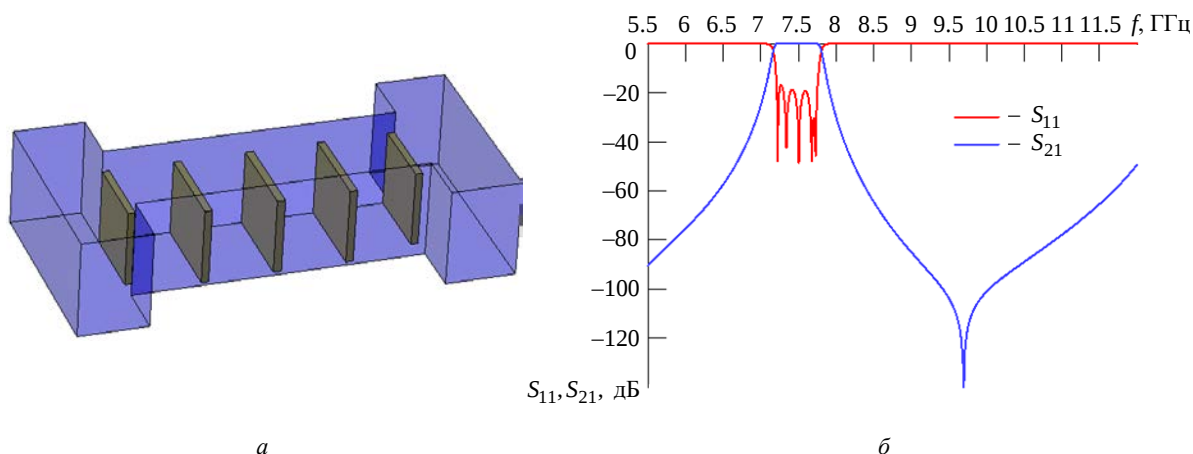


Рис. 9. Электродинамическая модель пятизвенного фильтра третьего типа (а) и его частотные характеристики (б)
Fig. 9. Electrodynamics model of a five-order filter of the third type (a) and its frequency characteristics (b)

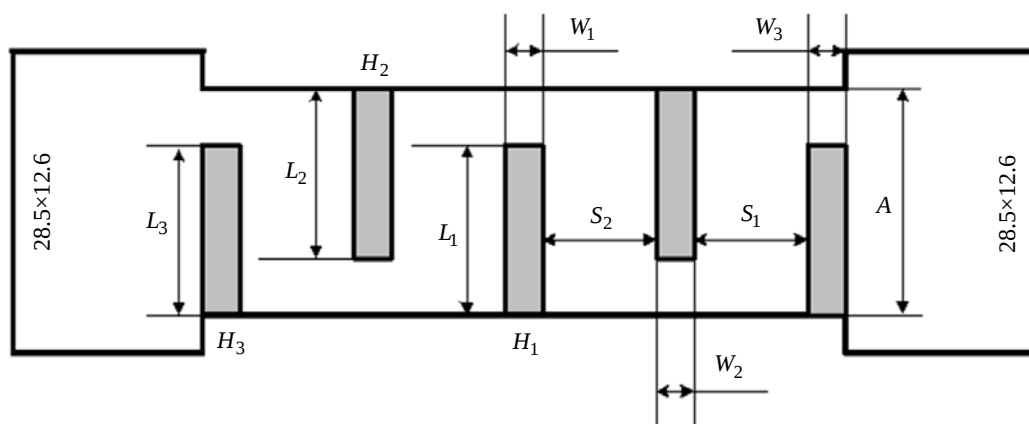


Рис. 10. Параметризованная модель пятизвенного волноводного фильтра на четвертьволновых поперечных гребневых резонаторах

Fig. 10. Parameterized model of a five-order waveguide filter on quarter-wave transverse ridge resonators

к одной и той же узкой стенке волновода. Электродинамическая модель фильтра третьего типа и ее частотные характеристики представлены на рис. 9, а, б. Размеры фильтра приведены в табл. 1 под номером 3. Длина фильтра 41.45 мм.

Параметризованная модель пятизвенного фильтра приведена на рис. 10, но следует учитывать расположение резонаторов в зависимости от рассмотренных типов фильтра.

Следует отметить, что положение полюса затухания зависит от того, на какой частоте магнитный коэффициент связи k_L равен электрическому k_C . Определяется эта частота с помощью системы уравнений для связанных линий. Каждый из элементов системы связанных линий является четвертьволновым гребневым резонатором, поэтому число уравнений равно порядку фильтра.

Также были рассчитаны два десятизвенных фильтра. Один из фильтров имеет постоянную длину. Волноводные четвертьволновые поперечные гребневые резонаторы на квази-ТЕМ-волне и фильтры на их основе

ширину, другой имеет расширение в некоторых областях межрезонаторных связей.

Первый тип десятизвенного фильтра содержит противонаправленные резонаторы, которые по очереди подключаются к разным узким стенкам волновода. Электродинамическая модель десятизвенного фильтра первого типа и ее частотные характеристики представлены на рис. 11, а, б. Размеры фильтра приведены в табл. 2 под номером 1. Длина фильтра 62.7 мм. Параметрическая модель приведена на рис. 13, а.

Фильтр из алюминия имеет полосу пропускания 7.25...7.75 ГГц, вносимые потери не более 1 дБ, возвратные потери $S_{11} \leq -15$ дБ, паразитная полоса пропускания находится выше 12 ГГц.

Второй тип десятизвенного фильтра содержит противонаправленные резонаторы, которые по очереди подключаются к разным узким стенкам волновода, при этом часть областей связи имеют расширение. Электродинамическая модель приведена на рис. 13, б.

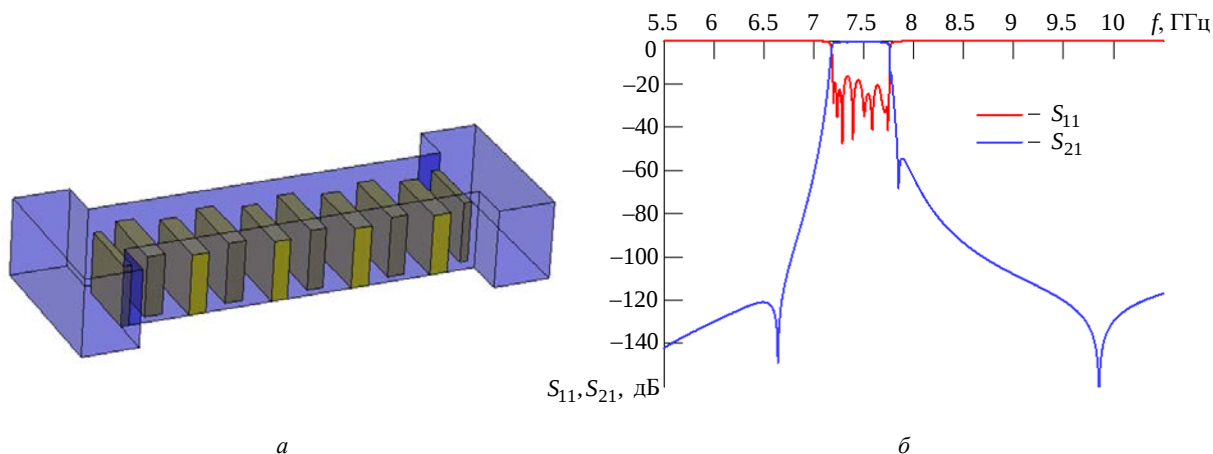


Рис. 11. Электродинамическая модель десятизвенного фильтра первого типа (а) и его частотные характеристики (б)
Fig. 11. Electrodynamics model of a ten-order filter of the first type (a) and its frequency characteristics (b)

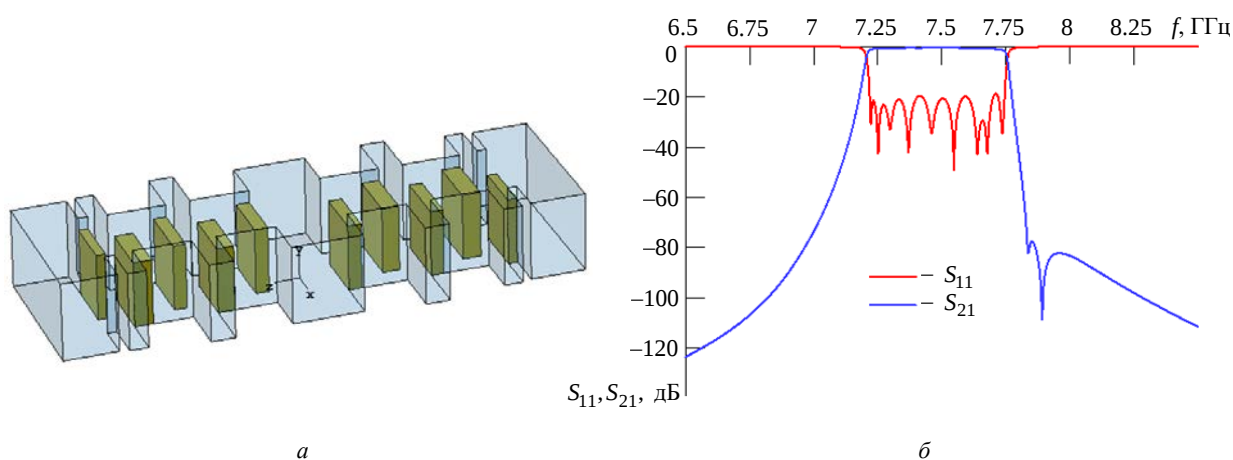


Рис. 12. Электродинамическая модель десятизвенного фильтра второго типа (а) и его частотные характеристики (б)
Fig. 12. Electrodynamics model of a ten-order filter of the second type (a) and its frequency characteristics (b)

Табл. 2. Геометрические размеры волноводных десятизвенных фильтров на четвертьволновых поперечных гребневых резонаторах

Tab. 2. Geometrical dimensions of waveguide ten-order filters on quarter-wave transverse ridge resonators

Параметр, мм	Фильтр		Параметр, мм	Фильтр	
	№ 1	№ 2		№ 1	№ 2
A	14.2	15	H_3	9.8	10.6
L_1	12.55	9.9	H_4	9.8	10.6
L_2	12.4	10.25	H_5	9.8	10.6
L_3	12.6	10.6	S_1	4.3	12.4
L_4	12.45	10.25	S_2	4.25	5
L_5	11.85	9.85	S_3	4.2	4.2
W_1	2.8	2.3	S_4	3.9	4.7
W_2	3.1	2.95	S_5	3.5	3.25
W_3	2.95	2.2	A_1	–	29.4
W_4	3.1	3.2	A_2	–	14
W_5	1.4	1.6	A_3	–	32.95
H_1	9.8	10.6	A_4	–	14.2
H_2	9.8	10.6	A_5	–	30.5

ская модель десятизвенного фильтра второго типа и ее частотные характеристики представлены на рис. 12, а, б. Размеры фильтра приведены в табл. 2 под номером 2. Длина фильтра 71.2 мм. Параметрическая модель приведена на рис. 13, б.

Фильтр из алюминия имеет полосу пропускания 7.25...7.75 ГГц, вносимые потери не более 1.2 дБ, возвратные потери $S_{11} \leq -19$ дБ, паразитная полоса пропускания находится выше 12 ГГц.

Закключение. По результатам моделирования поперечного гребневого четвертьволнового резонатора можно сделать вывод о том, что увеличение высоты или длины гребня смещает резонансную частоту вниз, увеличение ширины гребня незначительно смещает резонансную частоту вниз. Проведено моделирование трех типов пятизвенных фильтров на поперечных гребневых четвертьволновых резонаторах, резонаторы размещаются в волноводе зауженного сечения. Если соседние резонаторы подключены к разным уз-

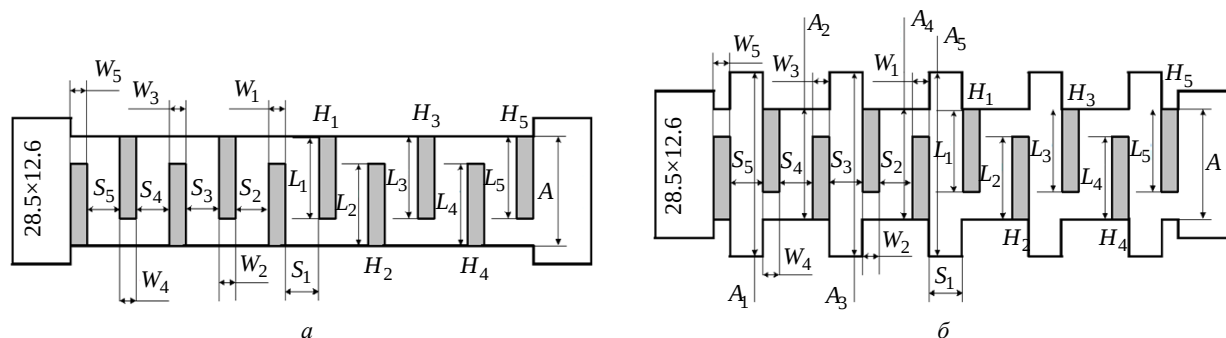


Рис. 13. Параметрическая модель десятизвенного фильтра: *a* – первого типа; *б* – второго типа

Рис. 13. Parameterized model of a ten-order waveguide filter: *a* – first type; *б* – second type

ким стенкам волновода, а центральный резонатор подключен к другой широкой стенке, то полюс затухания формируется ниже полосы пропускания. Если все резонаторы подключены к одной и той же широкой стенке, то формируются два полюса затухания выше полосы пропускания. Если соседние резонаторы подключены к одной и той же узкой стенке, то формируется один полюс затухания выше полосы пропускания. Также промоделированы два десятизвенных фильтра на четвертьволновых резонаторах из алюминия. В первом фильтре резонаторы расположены в волноводе зауженного сечения, при этом все резонаторы подключены к одной и той же широ-

кой стенке, а соседние резонаторы подключены к разным узким стенкам. В таком фильтре формируются два полюса затухания, один ниже полосы пропускания, другой – выше. Вносимые потери фильтра не более 1 дБ, возвратные потери составили не менее 15 дБ. Другой десятизвенный фильтр содержит противонаправленные резонаторы, подключенные по очереди к разным стенкам волновода, при этом некоторые области связи имеют расширение. В таком фильтре формируются два близко расположенных друг к другу полюса затухания выше полосы пропускания. Вносимые потери такого фильтра не более 1.2 дБ, возвратные потери составили не менее 19 дБ.

Список литературы

1. Design of Waveguide Filters with Cascaded Singlets Through a Synthesis-Based Approach / G. Macchiarella, G. G. Gentili, C. Tomassoni, S. Bastioli, R. V. Snyder // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2020. Vol. 68, № 6. P. 2308–2319. doi: 10.1109/TMTT.2020.2970414
2. Waveguide quadruplet diplexer for multi-beam satellite applications / J. Garcia, J. C. Melgarejo, S. Cogollos, V. Boria, M. Guglielmi // IEEE Access. 2020. Vol. 8. P. 110116–110128. doi: 10.1109/ACCESS.2020.3002818
3. Tang B., Yang Y., Zheng X. The Design of Linear TM Mode Filters with Nonresonating TE Mode // Intern. Conf. on Computer, Control and Robotics (ICCCR), Shanghai, China, 08–10 Jan. 2021. IEEE, 2021. P. 246–249. doi: 10.1109/ICCCR49711.2021.9349394
4. Compact broadband waveguide filter with wide spurious-free range based on mixed TM and combline resonators / C. Tomassoni, L. Pelliccia, F. Cacciamani, P. Vallerotonda, R. Sorrentino, J. Galdeano, C. Ernst // 47th European Microwave Conf. (EuMC), Nuremberg, Germany, 10–12 Oct. 2017. IEEE, 2017. P. 985–988. doi: 10.23919/EuMC.2017.8231011
5. Eskandari A., Kheiridoost A. Compact and narrow-band waveguide filters using TM dual-mode cavities for input multiplexer in communication satellites //

- 10th Intern. Symp. on Telecommunications (IST), Tehran, Iran, 15–17 Dec. 2020. IEEE, 2020. P. 234–239. doi: 10.1109/IST50524.2020.9345871
6. Very-compact waveguide bandpass filter based on dual-mode TM cavities for satellite applications in Ku-band / L. Pelliccia, C. Tomassoni, F. Cacciamani, P. Vallerotonda, R. Sorrentino, J. Galdeano, C. Ernst // 48th European Microwave Conf. (EuMC), Madrid, Spain, 23–27 Sept. 2018. IEEE, 2018. P. 93–96. doi: 10.23919/EuMC.2018.8541740
7. Bastioli S., Tomassoni C., Sorrentino R. A new class of waveguide dual-mode filters using TM and nonresonating modes // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2010. Vol. 58, iss. 12. P. 3909–3917. doi: 10.1109/TMTT.2010.2086068
8. Sensitivity Analysis of a 3-D Printed Low-Cost Compact Waveguide Low-Pass Filter / F. Teberio, A. Gomez-Torrent, I. Arregui, J. M. Percas, I. Arnedo, M. Chudzik, T. Lopetegi, M. A. G. Laso // 46th European Microwave Conf. (EuMC), England, London, 4–6 Oct. 2016. P. 249–252. doi: 10.1109/EuMC.2016.7824325
9. Compact Broadband Waveguide Diplexer for Satellite Applications / F. Teberio, I. Arregui, M. Guglielmi, A. Gomez-Torrent, P. Soto, M. A. G. Laso, V. E. Boria // IEEE MTT-S Intern. Microwave Symp., San Francisco, USA, 22–27 May 2016. P. 1–4. doi: 10.1109/MWSYM.2016.7540231

10. Chirping Techniques to Maximize the Power-Handling Capability of Harmonic Waveguide Low-Pass Filters / F. Teberio, I. Arregui, A. Gomez-Torrent, I. Arnedo, M. Chudzik, M. Zedler, F. Görtz, R. Jost, T. Lopetegi, M. A. G. Laso // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2016. Vol. 64, № 9. P. 2814–2823.

doi: 10.1109/TMTT.2016.2586479

11. Design of Wide Stopband for Waveguide Low-Pass Filter Based on Circuit and Field Combined Analysis / Y. Mingyu, W. Haiyang, Y. Tao, H. Biao, L. Hao, Z. Yihong, L. Tianming // IEEE Microwave and Wireless Components Let. 2021. Vol. 31, № 11. P. 1199–1202.

doi: 10.1109/LMWC.2021.3087703

12. High-Performance Compact Diplexers for Ku/K-Band Satellite Applications / F. Teberio, I. Arregui, P. Soto, M. A. G. Laso, V. E. Boria, M. Guglielmi // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2017. Vol. 65, № 10. P. 3866–3876.

doi: 10.1109/TMTT.2017.2691773

13. Bahrami H., Fallahzadeh S., Tayarani M. Compact bandpass waveguide filter using CSRR // 3rd Intern. Congress on Advanced Electromagnetic Materials

in Microwaves and Optics, London, UK, 30 Aug.–4 Sept. 2009. P. 677–679.

14. Krutiev S. V., Zemlyakov V. V., Kleschenkov A. B. Synthesis of Elliptic Filter on Complex Resonant Diaphragms in Rectangular Waveguide // Intern. Conf. on Actual Problems of Electron Devices Engineering (APEDE), Saratov, Russia, 27–28 Sept. 2018. IEEE, 2018. P. 274–280.

doi: 10.1109/APEDE.2018.8542292

15. Sorrentino R., Pelliccia L. Filtri Passabanda Miniaturizzati in Guida d'Onda per Applicazioni Satellitari // Workshop Nazionale "La Componentistica Nazionale per lo Spazio: Statodell'arte, Sviluppi e Prospettive". ASI Roma, 18–20 Gennaio 2016. P. 1–44.

16. Bastioli S., Marcaccioli L., Sorrentino R. Waveguide Pseudoelliptic Filters Using Slant and Transverse Rectangular Ridge Resonators // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2008. Vol. 56, iss. 12. P. 3129–3136.

17. Beukman T. S. An efficient design workflow of a compact ridged waveguide filter // IEEE AFRICON, Cape Town, South Africa, 18–20 Sept. 2017. IEEE, 2017. P. 569–573.

doi: 10.1109/AFRCON.2017.8095544

Информация об авторах

Соркин Александр Анатольевич – магистр по направлению "Радиотехника" (2018, Сибирский федеральный университет), аспирант кафедры радиотехники Сибирского федерального университета. Автор 16 научных работ. Сфера научных интересов – пассивные устройства и фильтры СВЧ.

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

E-mail: alexandr.sorkin.781@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0001-7088-8373>

Минаков Андрей Викторович – доктор физико-математических наук (2021), доцент (2024), директор Института инженерной физики и радиоэлектроники Сибирского федерального университета. Автор 300 научных работ. Сфера научных интересов – численное моделирование; механика и электродинамика сплошных сред.

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

E-mail: aminakov@sfu-kras.ru

<https://orcid.org/0000-0003-1956-5506>

Саломатов Юрий Петрович – кандидат технических наук (1982), профессор (2013) 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/0000-0003-4306-226X>

References

1. Macchiarella G., Gentili G. G., Tomassoni C., Bastioli S., Snyder R. V. Design of Waveguide Filters with Cascaded Singlets Through a Synthesis-Based Approach. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2020, vol. 68, no. 6, pp. 2308–2319.

doi: 10.1109/TMTT.2020.2970414

2. Garcia J., Melgarejo J. C., Cogollos S., Boria V., Guglielmi M. Waveguide Quadruplet Diplexer for Multi-Beam Satellite Applications. IEEE Access. 2020, vol. 8, pp. 110116–110128.

doi: 10.1109/ACCESS.2020.3002818

3. Tang B., Yang Y., Zheng X. The Design of Linear TM Mode Filters with Nonresonating TE Mode. Intern. Conf. on Computer, Control and Robotics (ICCCR), Shanghai, China, 08–10 Jan. 2021. IEEE, 2021, pp. 246–249.

doi: 10.1109/ICCCR49711.2021.9349394

4. Tomassoni C., Pelliccia L., Cacciamani F., Vallero-tonda P., Sorrentino R., Galdeano J., Ernst C. Compact broadband waveguide filter with wide spurious-free range based on mixed TM and combline resonators. 47th European Microwave Conf. (EuMC), Nuremberg, Germany, 10–12 Oct. 2017. IEEE, 2017, pp. 985–988.

doi: 10.23919/EuMC.2017.8231011

5. Eskandari A., Kheiridoost A. Compact and Narrow-Band Waveguide Filters Using TM Dual-Mode Cavities for Input Multiplexer in Communication Satellites. 10th Intern. Symp. on Telecommunications (IST), Tehran, Iran, 15–17 Dec. 2020. IEEE, 2020, pp. 234–239.

doi: 10.1109/IST50524.2020.9345871

6. Pelliccia L., Tomassoni C., Cacciamani F., Valerionda P., Sorrentino R., Galdeano J., Ernst C. Very-Compact Waveguide Bandpass Filter Based on Dual-Mode TM Cavities for Satellite Applications in Ku-band. 48th European Microwave Conf. (EuMC), Madrid, Spain, 23–27 Sept. 2018. IEEE, 2018, pp. 93–96. doi: 10.23919/EuMC.2018.8541740
7. Bastioli S., Tomassoni C., Sorrentino R. A New Class of Waveguide Dual-Mode Filters Using TM and Non-resonating Modes. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2010, vol. 58, iss. 12, pp. 3909–3917. doi: 10.1109/TMTT.2010.2086068
8. Teberio F., Gomez-Torrent A., Arregui I., Percas J. M., Arnedo I., Chudzik M., Lopetegi T., Laso M. A. G. Sensitivity Analysis of a 3-D Printed Low-Cost Compact Waveguide Low-Pass Filter. 46th European Microwave Conf. (EuMC), England, London, 4–6 Oct. 2016, pp. 249–252. doi: 10.1109/EuMC.2016.7824325
9. Teberio F., Arregui I., Guglielmi M., Gomez-Torrent A., Soto P., Laso M. A. G., Boria V. E. Compact Broadband Waveguide Diplexer for Satellite Applications. IEEE MTT-S Intern. Microwave Symp., San Francisco, USA, 22–27 May 2016, pp. 1–4. doi: 10.1109/MWSYM.2016.7540231
10. Teberio F., Arregui I., Gomez-Torrent A., Arnedo I., Chudzik M., Zedler M., Görtz F., Jost R., Lopetegi T., Laso M. A. G. Chirping Techniques to Maximize the Power-Handling Capability of Harmonic Waveguide Low-Pass Filters. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2016, vol. 64, no. 9, pp. 2814–2823. doi: 10.1109/TMTT.2016.2586479
11. Mingyu Y., Haiyang W., Tao Y., Biao H., Hao L., Yihong Z., Tianming L. Design of Wide Stopband for Waveguide Low-Pass Filter Based on Circuit and Field Combined Analysis. IEEE Microwave and Wireless Components Lett. 2021, vol. 31, no. 11, pp. 1199–1202. doi: 10.1109/LMWC.2021.3087703
12. Teberio F., Arregui I., Soto P., Laso M. A. G., Boria V. E., Guglielmi M. High-Performance Compact Diplexers for Ku/K-Band Satellite Applications. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2017, vol. 65, no. 10, pp. 3866–3876. doi: 10.1109/TMTT.2017.2691773
13. Bahrani H., Fallahzadeh S., Tayarani M. Compact Bandpass Waveguide Filter Using CSRR. 3rd Intern. Congress on Advanced Electromagnetic Materials in Microwaves and Optics, London, UK, 30 Aug.–4 Sept. 2009, pp. 677–679.
14. Krutiev S. V., Zemlyakov V. V., Kleschenkov A. B. Synthesis of Elliptic Filter on Complex Resonant Diaphragms in Rectangular Waveguide. Intern. Conf. on Actual Problems of Electron Devices Engineering (APEDE), Saratov, Russia, 27–28 Sept. 2018. IEEE, 2018, pp. 274–280. doi: 10.1109/APEDE.2018.8542292
15. Sorrentino R., Pelliccia L. Filtri Passabanda Miniaturizzati in Guida d'Onda per Applicazioni Satellitari. Workshop Nazionale "La Componentistica Nazionale per lo Spazio: Statodell'arte, Sviluppi e Prospettive". ASI Roma, 18–20 Gennaio 2016, pp. 1–44.
16. Bastioli S., Marcaccioli L., Sorrentino R. Waveguide Pseudoelliptic Filters Using Slant and Transverse Rectangular Ridge Resonators. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2008, vol. 56, iss. 12, pp. 3129–3136.
17. Beukman T. S. An Efficient Design Workflow of a Compact Ridged Waveguide Filter. IEEE AFRICON, Cape Town, South Africa, 18–20 Sept. 2017. IEEE, 2017, pp. 569–573. doi: 10.1109/AFRCON.2017.8095544

Information about the authors

Alexander A. Sorkin, Master in "Radio Engineering" (2018, Siberian Federal University), Postgraduate student of the Department of Radio Engineering of Siberian Federal University. The author of 16 scientific publications. Area of expertise: passive devices and microwave filters.

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

E-mail: alexandr.sorkin.781@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0001-7088-8373>

Andrey V. Minakov, Dr Sci. (Eng.) (2021), Associate Professor (2024), Director of the Institute of Engineering Physics and Radioelectronics of Siberian Federal University. The author of 300 scientific publications. Area of expertise: numerical modeling; mechanics and electrodynamics of continuous media.

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

E-mail: aminakov@sfu-kras.ru

<https://orcid.org/0000-0003-1956-5506>

Yury P. Salomatov, Cand. Sci. (Eng.) (1982), Professor (2013) of the Department of Radio Engineering of Siberian Federal University. The author of 240 scientific publications. Area of expertise: phased arrays; digital phased arrays; quast-optical antennas.

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

E-mail: ysalomatov@sfu-kras.ru

<https://orcid.org/0000-0003-4306-226X>

Autocorrelation Method for Phased Antenna Array Calibration Based on Far-Field Measurement System

Xuan Luong Nguyen¹, Nguyen Trong Nhan^{2✉},
Tran Van Thanh², Phung Bao Nguyen³

¹VNU University of Science, Hanoi, Vietnam

²Air Defense-Air Force Technical Institute, Hanoi, Vietnam

³Le Quy Don Technical University, Hanoi, Vietnam

✉ 10th20th30th@gmail.com

Abstract

Introduction. An autocorrelation method can be used for calibration of phased antenna arrays (PAA) in the presence of interference. In scenarios where the PAA size is substantial, the initial elements of post-calibration are designated as a reference element for subsequent comparison with the following antenna elements. However, this method becomes time-consuming when the PAA size increases, also affecting the adaptive calibration proposed in this work. In practical applications, the calibration of PAA may be affected by various factors, such as intentional interference, passive interference, weather conditions, equipment aging, etc. Therefore, the impact of different interference levels on the calibration accuracy of PAA should be investigated. In addition, using a calibration antenna instead of a reference antenna may decrease the calibration accuracy of the received signal.

Aim. To design and investigate a method for calibrating a PAA with high accuracy and low complexity based on an autocorrelation algorithm.

Materials and methods. The efficiency of the developed algorithm was estimated using MATLAB/Simulink-based simulation and experimental validation.

Results. To verify the feasibility of the proposed method for a large-scale antenna array, a 2×8 phased array antenna is implemented at 3 GHz. The proposed autocorrelation method for PAA exhibited superior performance over the conventional autocorrelation method. In comparison with the conventional autocorrelation technique, the developed method enhances the peak value of the combined beam in the E-plane by 3.2 and 3.7 dB, respectively. Furthermore, the beams at a distance between two antennas equal 0.625λ were tilted by 1.5 and 8° for the proposed and conventional autocorrelation methods, respectively.

Conclusion. The validation through actual measurement data confirmed that the proposed autocorrelation method is more accurate than conventional methods in determining amplitude and phase offsets. The paper points out that the proposed autocorrelation calibration method performs well in large-scale on-site and factory-level calibration, being also effective in scenarios under the presence of external interference.

Keywords: phased array antenna, PAA, correlation function, far-field measurement system, scanning time, interference source

For citation: Xuan Luong Nguyen, Nguyen Trong Nhan, Tran Van Thanh, Phung Bao Nguyen. Autocorrelation Method for Phased Antenna Array Calibration Based on Far-Field Measurement System. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2025, vol. 28, no. 3, pp. 106–115.

doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-3-106-115

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

Submitted 28.04.2025; accepted 06.06.2025; published online 30.06.2025

Introduction. In contemporary radio and communication systems, phased antenna arrays (PAA) find wide application [1–3]. PAAs facilitate control over the shape of the radiation pattern and the position of the main lobe, referred to as a beam, of the respective antenna system. Each PAA channel includes ultra-high frequency components to monitor the amplitude and phase of the passing signal. These components are characterized by amplitude and phase errors which adversely affect the shape of the radiation pattern and its characteristics [4–6]. In addition, mismatches in the amplitude and phase characteristics can be caused by external factors. In this context, mention should be made of various natural physical noises and disturbances generated by external influences [7–9]. Therefore, in order to compensate for these errors, the PAA must be calibrated not only at the manufacturing stage, but also during operation [10–12].

A significant objective of the PAA calibration process is to minimize the time required for calibration and to mitigate the impact of environmental factors on the resulting radiation pattern, whether in factory settings or at open measurement sites [13–17]. Development of efficient measures to deal with the aforementioned issue require utilization of far-field calibration techniques based on differences, namely the rotating-element electric-field vector (REV) [18–24] and autocorrelation methods [25]. The research presented in [25] demonstrated that the autocorrelation approach exhibited superior precision in the calibration of amplitude and phase, in comparison with REV methods. In cases where the number of antenna elements exceeds two, the autocorrelation method is continued to the last element. In scenarios where the PAA size is substantial, the initial elements are designated as a reference element for subsequent comparison with the following antenna elements.

However, the time required for this method [25] increases significantly under an increase in the array antenna size, thus affecting the adaptive calibration proposed in this work. In practical applications, the calibration of PAAs may be affected by various factors, such as intentional interference, passive interference, weather conditions, equipment aging, etc. Therefore, it is necessary to investigate the effects of different levels of interference on the calibration accuracy of PAA. In addition,

using a calibration antenna instead of a reference antenna may lead to a decrease in the accuracy of the received signal calibration.

In this regard, this paper aims to design and investigate a method for calibrating a phased antenna array with high accuracy and low complexity based on an autocorrelation algorithm. The paper is structured as follows: section 1 introduces the theory of the proposed autocorrelation method, section 2 details the experimental setup of the developed algorithm, and section 3 offers concluding remarks.

Description of the Developed Algorithm. Fig. 1 illustrates the PAA calibration method based on the autocorrelation algorithm. The method is composed of the following components: The linear PAA with N antenna elements has a total length $D = (N - 1)d$, where d – distance between two calibration receive antennas; multipliers; a block for determining w_i ; a block for calculating a_i , and an adder.

The subsequent section provides a detailed exposition of the mathematical model of the PAA calibration process in the context of the specified case study:

a) the reception of signals is to be conducted through channels:

$$x_i(t) = s_i(t) + n_i(t),$$

where $s_i(t) = A_i(t)e^{j\beta_i(t)}$ – the complex useful signal received at the i -th channel, $i = 1, 2, \dots, N$ ($A_i(t)$ – the amplitude of the $s_i(t)$; $\beta_i(t)$ – the phase of the $s_i(t)$); $n_i(t)$ – internal and external noises;

b) multiply $x_i(t)$ with $x_0(t)$. The signal $X_i(t)$ is thus expressed as follows:

$$X_i(t) = x_i(t)x_0(t) = (s_i(t) + n_i(t))(s_0(t) + n_0(t)) = s_i(t)s_0(t) + s_i(t)n_0(t) + n_i(t)s_0(t) + n_i(t)n_0(t),$$

where $x_0(t) = s_0(t) + n_0(t)$ – the complex reference signal; $s_0(t) = A_0(t)e^{j\beta_0(t)}$ ($A_0(t)$ – the amplitude of the $x_0(t)$; $\beta_0(t)$ – the phase of the $x_0(t)$); $n_0(t)$ – the internal noise at the reference channel;

c) determine the maximum value of the autocorrelation function $X_i(t)$ in the block for finding the values w_i :

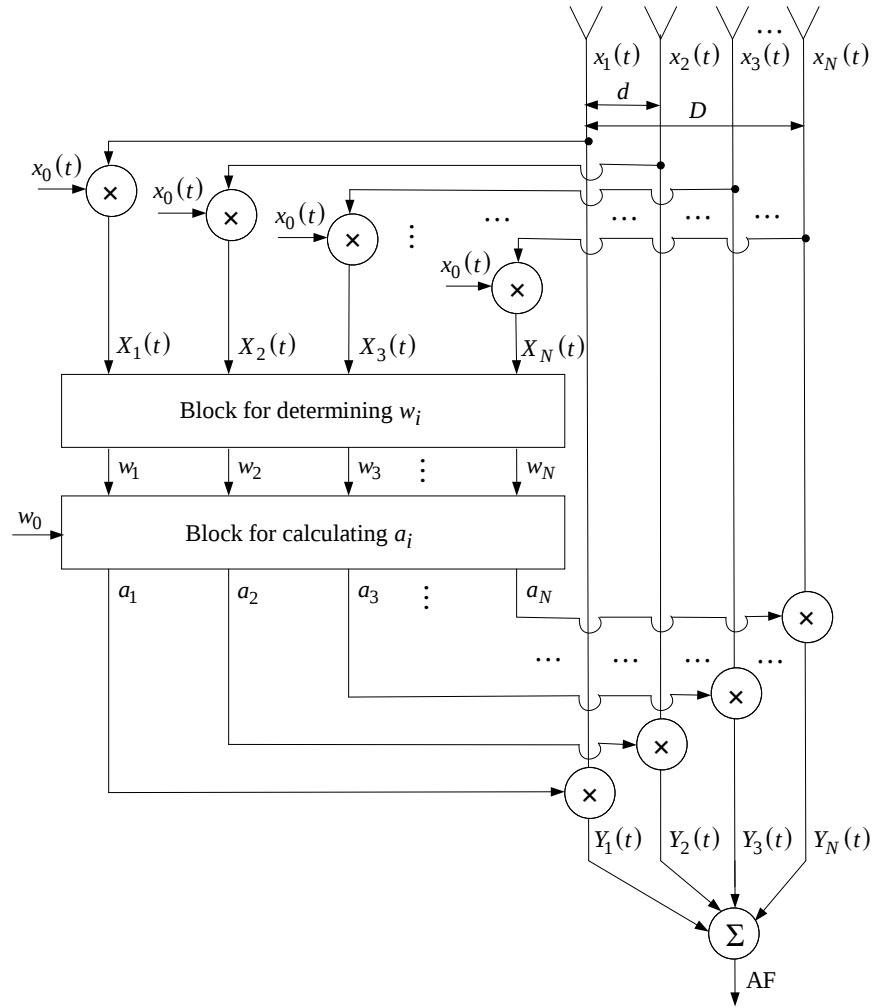


Fig. 1. Ray diagram for PAA calibration method based on autocorrelation algorithm

$$w_i = \max(X_i(t)) = \max(x_i(t)x_0(t)) = \max(s_i(t)s_0(t) + s_i(t)n_0(t) + n_i(t)s_0(t) + n_i(t)n_0(t)),$$

where $X_i(t)$ – the autocorrelation function of the complex received signal $x_i(t)$ and the complex reference signal $x_0(t)$;

d) the weight a_i required to compensate for the input signal of the i -th channel can be calculated according to the following:

$$\begin{aligned} a_i &= \frac{w_0}{w_i} = \frac{\max(X_0(t))}{\max(X_i(t))} = \frac{\max(x_0(t)x_0(t))}{\max(x_i(t)x_0(t))} = \\ &= \frac{\max(s_0(t)s_0(t) + s_0(t)n_0(t) + n_0(t)s_0(t) + n_0(t)n_0(t))}{\max(s_i(t)s_0(t) + s_i(t)n_0(t) + n_i(t)s_0(t) + n_i(t)n_0(t))} = \\ &= \frac{\max(s_0^2(t) + 2s_0(t)n_0(t) + n_0^2(t))}{\max(s_i(t)s_0(t) + s_i(t)n_0(t) + n_i(t)s_0(t) + n_i(t)n_0(t))}; \end{aligned}$$

e) multiply the complex received signal $x_i(t)$ with the weight a_i :

$$\begin{aligned} Y_i(t) &= X_i(t)a_i = \\ &= (s_i(t)s_0(t) + s_i(t)n_0(t) + n_i(t)s_0(t) + n_i(t)n_0(t)) \times \\ &\times \frac{\max(s_0^2(t) + 2s_0(t)n_0(t) + n_0^2(t))}{\max(s_i(t)s_0(t) + s_i(t)n_0(t) + n_i(t)s_0(t) + n_i(t)n_0(t))}; \end{aligned}$$

f) the expression of the coefficient array at the output of the adder:

$$\begin{aligned} AF_i &= Y_1(t) + Y_2(t) + Y_3(t) + \dots + Y_N(t) = \sum_{i=1}^N Y_i(t) = \\ &= \sum_{i=1}^N \left[\frac{(s_i(t)s_0(t) + s_i(t)n_0(t) + n_i(t)s_0(t) + n_i(t)n_0(t))}{\max(s_i(t)s_0(t) + s_i(t)n_0(t) + n_i(t)s_0(t) + n_i(t)n_0(t))} \times \right. \\ &\quad \left. \times \frac{\max(s_0^2(t) + 2s_0(t)n_0(t) + n_0^2(t))}{\max(s_i(t)s_0(t) + s_i(t)n_0(t) + n_i(t)s_0(t) + n_i(t)n_0(t))} \right]. \end{aligned}$$

The proposed method for determining the phase and amplitude shifts of signals involves newly introduced steps 3–6, which are of critical importance.

Results and Discussion.

1. Experimental Setup. As demonstrated in Fig. 2, the amplitude and phase errors of the signals are determined using a calibrated system. The implementation of this system is contingent upon the utilization of the proposed method. The catalogue of key components employed in the experiment is presented in Tab. 1. Fig. 3, *a* depicts the signal processing block. Fig. 3, *b* presents the antennas in the 2×8 to be calibrated, while Fig. 3, *c* illustrates the reference antennas, including arrangements. The reference antennas in the 1×4 are used to determine the maximum value of the autocorrelation function accurately (Fig. 3, *c*). The calibration system of PAA is subject to regulation using a control panel, as illustrated in Fig. 4.

The experimental process (Fig. 5) goes as follows:

Step 1. Antenna 1 (red square), antenna 2 (red square), antenna 9 (red square), and antenna 10 (red square) are calibrated through reference 1 (blue square) using the proposed method as shown in Fig. 4, *b*.

Step 2. Antenna 3 (red square), antenna 4 (red square), antenna 11 (red square), and antenna 12 (red square) are calibrated through reference 2.

Step 3. Antenna 5 (red square), antenna 6 (red square), antenna 13 (red square), and antenna 14 (red square) are calibrated through reference 3.

Step 4. Antenna 7 (red square), antenna 8 (red square), antenna 15 (red square), and antenna 16 (red square) are calibrated through reference 4.

In comparison with the method in [25], the proposed reference array allows the scanning time to

Tab. 1. Components of experimental design

No.	Components	Number of components
1	Laptop with MATLAB 2024a	1
2	Rotary control block	1
3	Rotary platform	1
4	Power supply 12 V, 5 V	2
5	Zynq UltraScale + RFSoc ZCU216 Evaluation Kit	1
6	Interference source	1
7	Antennas to be calibrated	2×8
8	Reference antennas	1×4

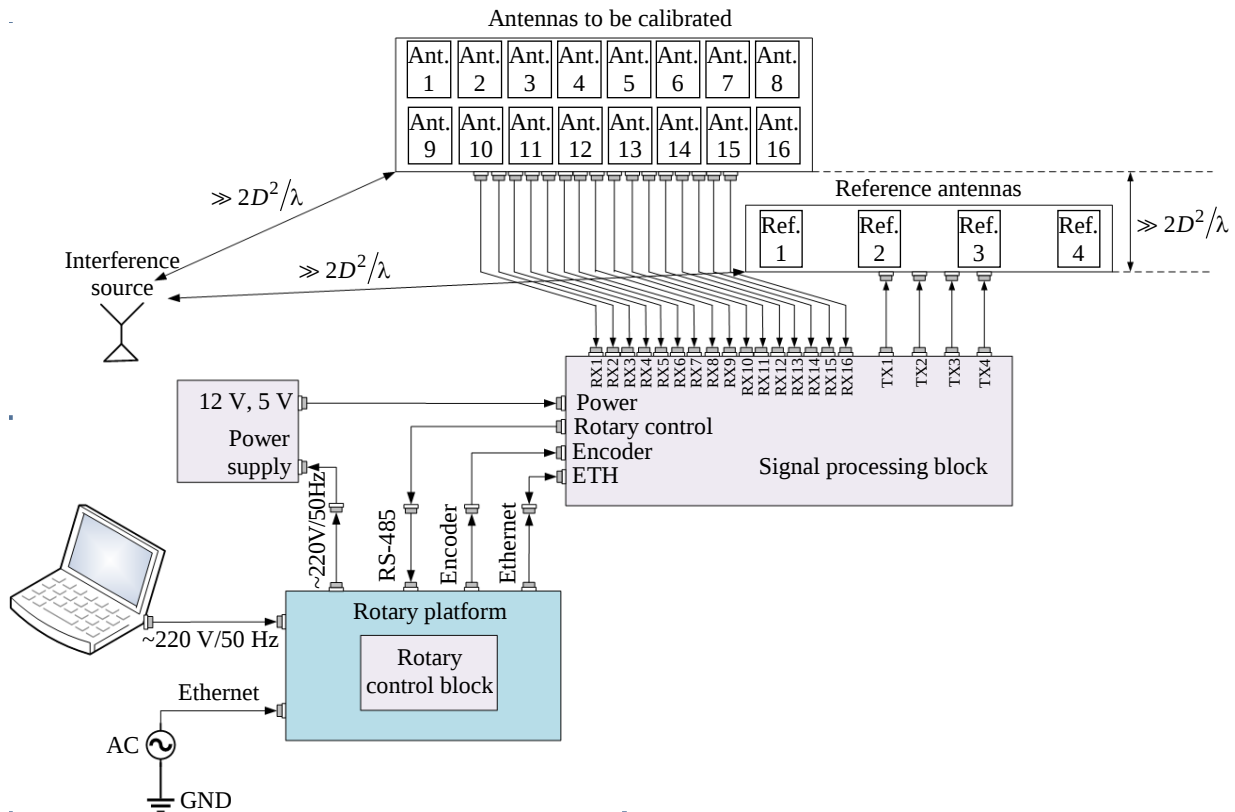


Fig. 2. Schematic calibration diagram for experimental design

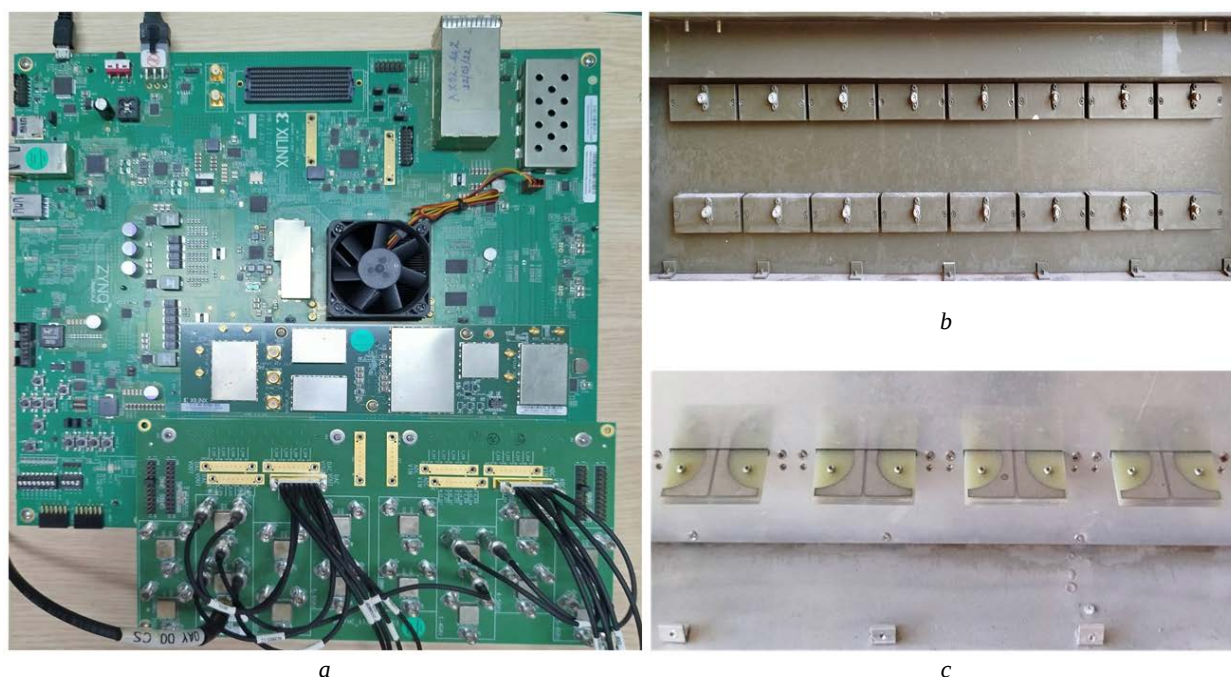


Fig. 3. Components of calibration system: *a* – signal processing block; *b* – 2×8 phased array antenna for test; *c* – 1×4 reference (transmitting) antennas

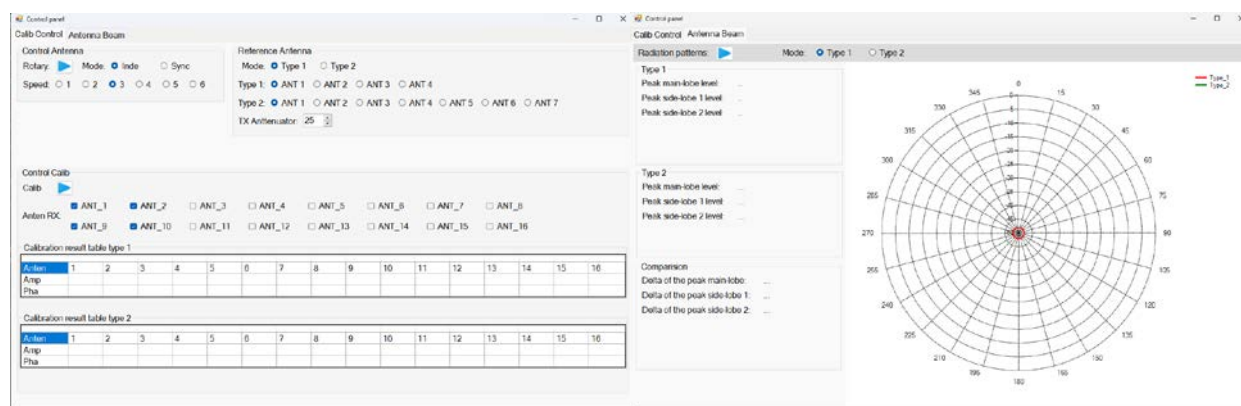


Fig. 4. Control panel of the experiment

be optimized, due to using only four reference elements instead of seven reference elements in [25].

The subsequent research step is aimed at calibrating the system that is utilized to demonstrate the radiation patterns of the array, in the aftermath of the implementation of amplitude and phase perturbations on the received signals, employing the autocorrelation techniques as depicted in Fig. 6. To investigate the efficacy of the developed method using the presented calibration system, 10 tests were carried out. The initial data are shown in Tab. 2.

2. Measurement Campaigns and Comments.

The developed method was investigated based on the experimental setup proposed in Section 2.1. The results of amplitude and phase error measurements are

shown in Fig. 7. The superior performance of the proposed autocorrelation method in PAA compared to the conventional autocorrelation method is demonstrated. Fig. 7 shows that for different calibration methods, the amplitude and phase errors decrease with an increase in SNR. For example, for the first antenna element, using the proposed method, with the increase of the SNR from 0 to 10 dB, the amplitude error decreases by 0.16, and the phase error decreases by 15.49° . For comparison, when using the conventional method, the amplitude error equals 0.17, and the phase error equals 8.18° .

It is worth noting that in the conventional method, an increase in the PAA size is associated with an increase in the amplitude and phase errors. This is due to the consistent dependence of the

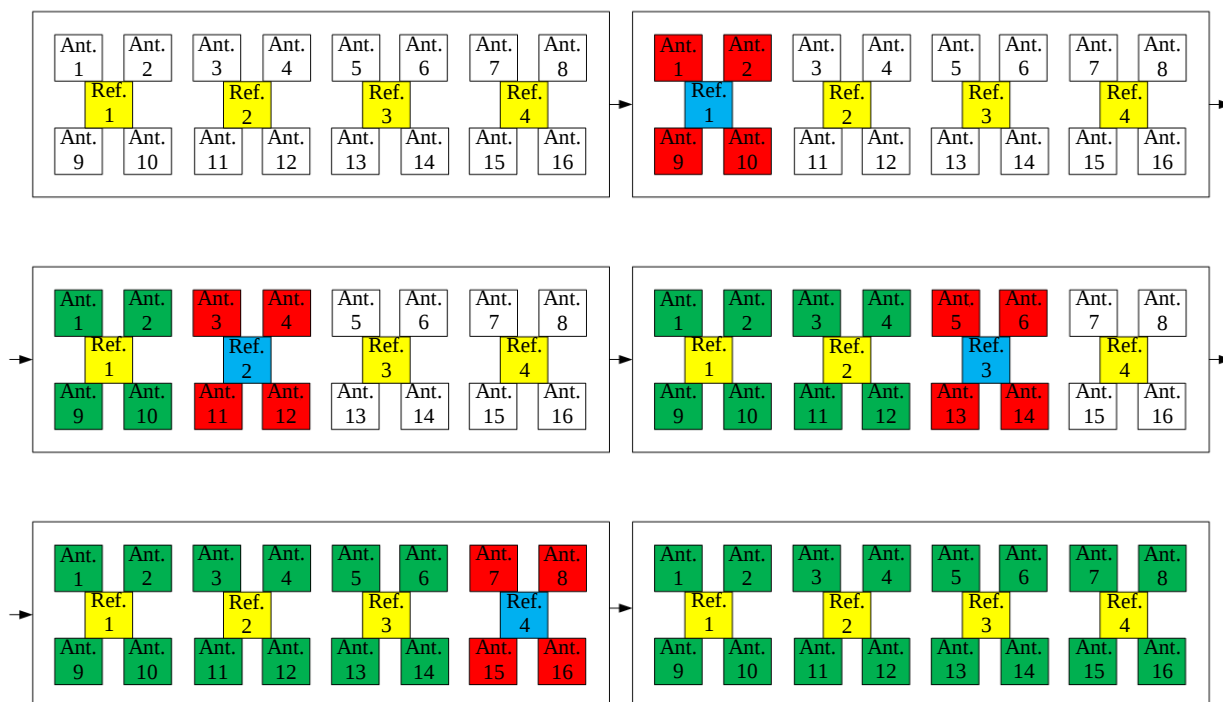


Fig. 5. Calibration sequence with a horizontal scanning direction in x-y plane view: before calibration (white), calibrated (red), after calibration (green), selected reference (blue), unselected reference (yellow) antennas

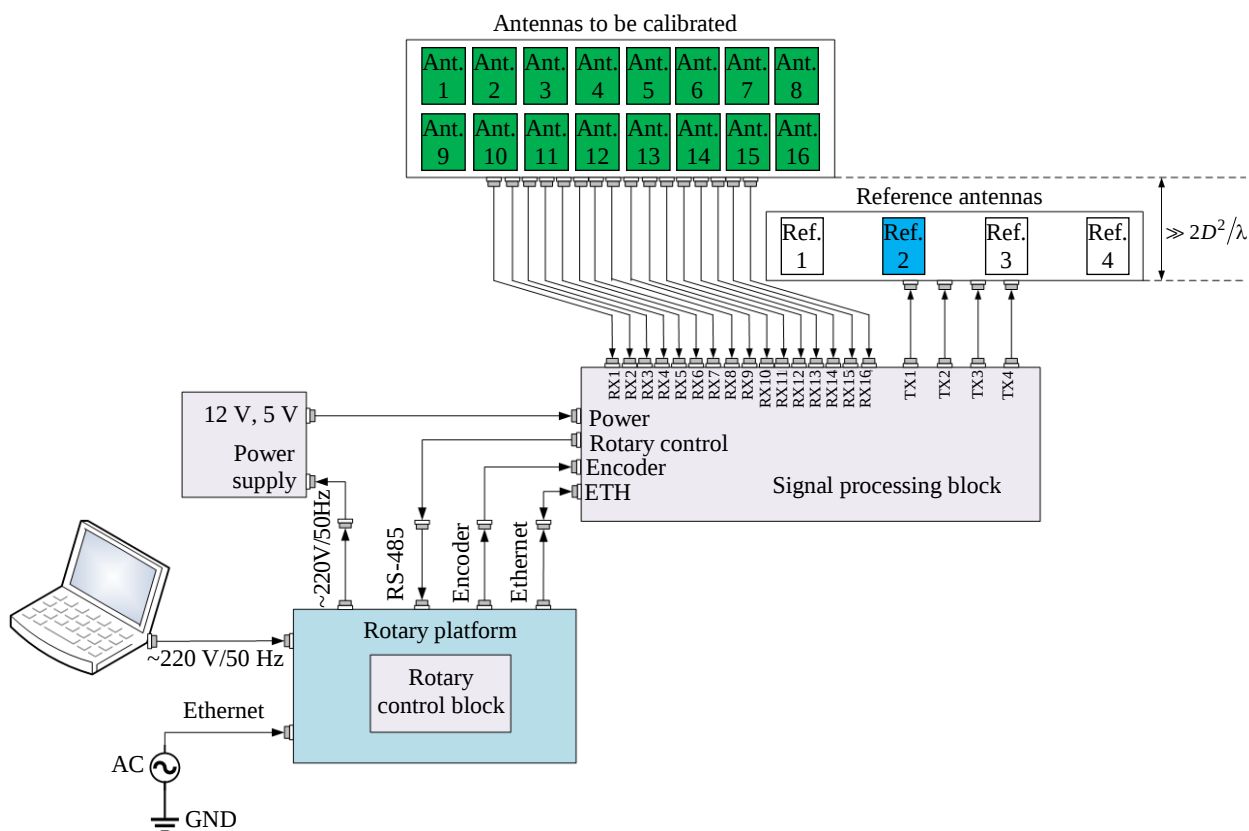


Fig. 6. Calibration diagram for drawing the radiation patterns after calibration using the difference-based autocorrelation methods: the array antennas in the X-Y plane view

Tab. 2. Initial parameter values

No.	Parameters	Values
1	Frequency of the received signal	3 GHz
2	Distance between two calibration receive antennas	6.25 cm
3	Distance between the calibration antennas and the reference antennas	3 m
4	Distance between the reference antennas and the interference source	2 m
5	Distance between the calibration antennas and the interference source	4 m
6	SNR	0.10 dB

selection of the standard calibration channel. Thus, with the increase of antenna elements from 1 to 16: when SNR at 0 dB amplitude errors increase from 0.32 to 0.42, and phase errors increase from 20.5 to 30°; when SNR at 10 dB amplitude errors – 0.15 to 0.25, and phase errors increase from 5.01 to 9.9°. Meanwhile, for the proposed method, these errors do not vary significantly from their mean value. For example, for the case of SNR at 0 dB, the amplitude errors do not deviate substantially from 0.3, and the phase errors do not

significantly differ from 11.9°; for the case of SNR at 10 dB, the amplitude errors – 0.14, and the phase errors do not significantly differ from 2.79°. In addition, at each calibration step, the amplitude and phase of the four antenna elements are almost equal.

As demonstrated in Fig. 8, the employment of difference-based autocorrelation methods yielded specific calibration outcomes. It is evident from this figure that alterations in the azimuth angle of the transceiver antenna, designated as φ_{tr} , do not exert a significant influence on the precision of the calibration process, at least within the context of the present investigation. Fig. 8 shows that, in comparison with the conventional autocorrelation technique, the developed method enhances the peak value of the combined beam in the E-plane by 3.2 and 3.7 dB, respectively. Furthermore, the beams at a distance between two antennas at $d = 0.625\lambda$ were tilted by 1.5, 8° for the proposed and conventional autocorrelation methods, respectively.

Conclusion. This paper sets forth an alternative methodology for the calibration of autocorrelation. The efficacy of this approach is confirmed by its

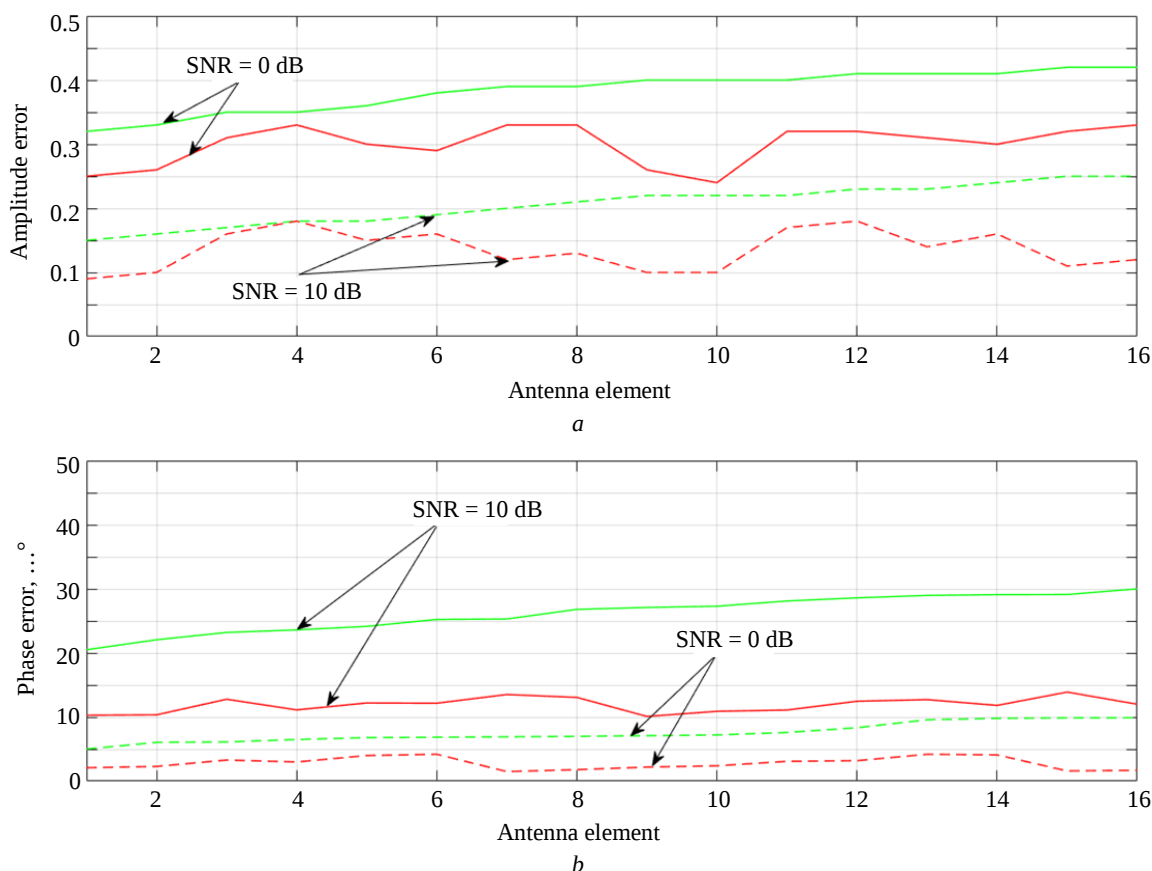


Fig. 7. Dependence of amplitude (a) and phase errors (b) on the number of antenna elements using different calibration methods; the proposed autocorrelation method (red) and the conventional method (green)

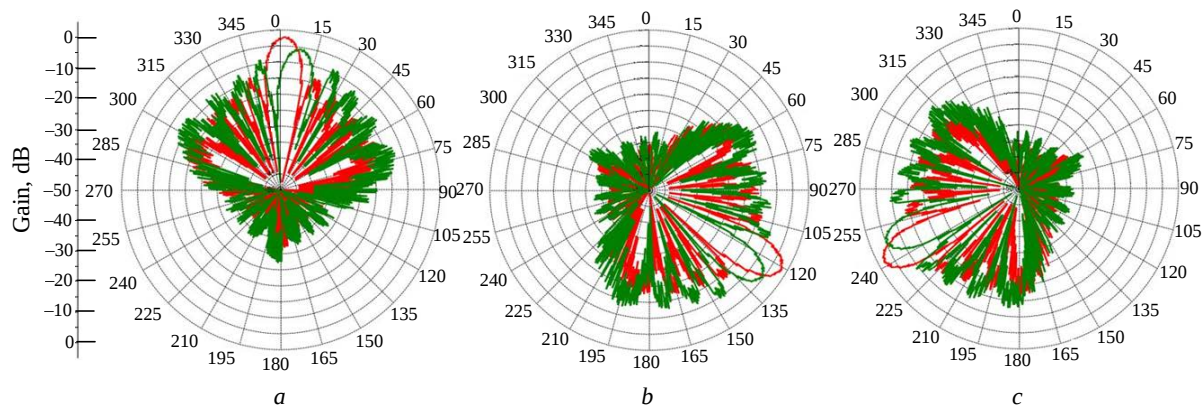


Fig. 8. Radiation pattern of the combined beam after calibration in the E -plane: $a - \varphi_{tr} = 0^\circ$; $b - \varphi_{tr} = 120^\circ$; $c - \varphi_{tr} = 240^\circ$;
proposed autocorrelation method – red; conventional autocorrelation method – green

capacity to enhance the precision of calibration, while concomitantly effectuating a reduction in errors that may be attributable to amplitude and phase under the conditions of both internal and external noise disturbances. This comprehensive exploration from theory to experiment is of great significance for understanding the application of autocorrelation algorithms in calibration of phased antenna arrays. The proposed autocorrelation calibration method was compared and analyzed with conventional autocorrelation methods. Through actual measurement data, the authors demonstrated that the proposed autocorrelation methods are more accurate than conventional methods in determining amplitude and phase offsets.

The results indicate that the proposed autocorrelation calibration method performs well in large-scale on-site and factory-level calibration, being also effective under the presence of external interference. This finding is of great significance for applying phased antenna arrays in inhomogeneous environments. The data is recorded for use in the automatic calibration sub-system of the PAA during operation. However, this paper has not been focused on analyzing the calibration process in the context of signal reception and processing with non-uniform distribution of antenna elements. Consequently, further research will encompass the study and development of an algorithm for signal calibration in interference conditions for PAA with non-uniform antenna element distribution.

Author's contribution

Xuan Luong Nguyen, computer modeling; processing of experimental results; paper editing, formulating conclusions.

Nguyen Trong Nhan, supervision of scientific work; setting tasks; processing of experimental results; formulating conclusions.

Tran Van Thanh, literature review; processing of experimental results; paper editing.

Phung Bao Nguyen, literature review; processing of experimental results; paper editing.

All authors participated in the discussion of the results and in the preparation of the paper.

References

1. He G., Gao X., Zhang R., Sun L., Zhou H. Phased Array Antenna Basics. Multibeam Phased Array Antennas as Satellite Constellation Ground Station. Modern Antenna. Singapore, Springer, 2024, pp. 9–37. doi: 10.1007/978-981-99-7910-3_2
2. Díaz J. D., Salazar-Cerreno J. L., Ortiz J. A., Aboserwal N. A., Lebrón R. M., Fulton C. A Cross-Stacked Radiating Antenna with Enhanced Scanning Performance for Digital Beamforming Multifunction Phased-Array Radars. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2018, vol. 66, iss. 10, pp. 5258–5267. doi: 10.1109/TAP.2018.2862252
3. Fenn A. J., Hurst P. T. Phased Array Antenna Theory. Ultrawideband Phased Array Antenna Technology for Sensing and Communications Systems. Cambridge, MIT Press, 2015, pp. 91–133.
4. Sorace R. Phased array calibration. Proc. IEEE Intern. Conf. on Phased Array Systems and Technology (Cat. no. 00TH8510), Dana Point, USA, 21–25 May 2000. IEEE, 2000, pp. 533–536. doi: 10.1109/PAST.2000.859013
5. Tang S., Wang Z., Pan C., Su R., Fan W., Gao S. A Fast and Efficient Calibration Method for Phased Array Antennas Using Fourier-Structured Excitation Matrix. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2023, vol. 71, no. 3, pp. 2290–2299. doi: 10.1109/TAP.2023.3234814
6. Fulton C., Chappell W. Calibration techniques

for digital phased arrays. IEEE Intern. Conf. on Microwaves, Communications, Antennas and Electronics Systems, Tel Aviv, Israel, 09–11 Nov. 2009. IEEE, 2009, pp. 1–10.

doi: 10.1109/COMCAS.2009.5385979

7. Lier E., Zemlyansky M., Purdy D., Farina D. Phased array calibration and characterization based on orthogonal coding: Theory and experimental validation. IEEE Intern. Symp. on Phased Array Systems and Technology, Waltham, USA, 12–15 Oct. 2010. IEEE, 2010, pp. 271–278.

doi: 10.1109/ARRAY.2010.5613357

8. Xiao Y., Fan Y., Cheng Y. J. Phased Array Antenna With Self-Calibration Network and Improved Scanning Performance. IEEE Antennas and Wireless Propagation Let. 2023, vol. 22, no. 6, pp. 1226–1230.

doi: 10.1109/LAWP.2023.3237211

9. Lee D. -H., Seo J. -W., Lee M. -S., Chung D., Lee D., Bang J. -H., Satriyotomo B., Pyo S. An S-Band-Receiving Phased-Array Antenna with a Phase-Deviation-Minimized Calibration Method for LEO Satellite Ground Station Applications. Electronics. 2022, vol. 11, iss. 23, art. no. 3847.

doi: 10.3390/electronics11233847

10. Liu H., Guan T., Fu C., Zhang S., Xu X., Xu Z., Qing A., Lin X. Improving Scanning Performance of Patch Phased Array Antenna by Using a Modified SIW Cavity and Sequential Rotation Technique. Electronics. 2024, vol. 13, iss. 9, art. no. 1776.

doi: 10.3390/electronics13091776

11. Li R., Zhang J., Li C., Li Y., Tian B., Wu C. An Accurate Mid-Field Calibration Technique for Large Phased Array Antenna. 6th Asia-Pacific Conf. on Antennas and Propagation (APCAP), Xi'an, China, 16–19 Oct. 2017. IEEE, 2017, pp. 1–3.

doi: 10.1109/APCAP.2017.8420685

12. Zhou R., Hu Z., Zhao Q., Chen G., Tao J. Absolute Field Calibration of Receiver Antenna Phase Center Models for GPS/BDS-3 Signals. J. Geodesy. 2023, vol. 97, art. no. 83.

doi: 10.1007/s00190-023-01773-7

13. Pöhlmann R., Zhang S., Staudinger E., Dammann A., Hoehner P. A. Simultaneous Localization and Antenna Calibration. 16th Europ. Conf. on Antennas and Propagation (EuCAP), Madrid, Spain, 27 March–01 Apr. 2022. IEEE, 2022, pp. 1–5.

doi: 10.23919/EuCAP53622.2022.9769393

14. Horváth K. A., Ill G., Milánovich Á. Calibration Method of Antenna Delays for UWB-Based Localization Systems. IEEE 17th Intern. Conf. on Ubiquitous Wireless Broadband (ICUWB), Salamanca, Spain, 12–15 Sept. 2017. IEEE, 2017, pp. 1–5.

doi: 10.1109/ICUWB.2017.8250969

15. Lee Y.-S., Yoon T., Kim M., Lee S., Jung B., Oh J. A Design and Characterization Method of a Scalable Large Transmitting Array for Wireless Power Transfer. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2024, pp. 1–13.

doi: 10.1109/TMTT.2024.3487911

16. Linder M., Meinecke B., Halici E., Schwarz D., Waldschmidt C. Highly Efficient Calibration of Antenna Arrays by Active Targets in the Near-Field. IEEE Open J. of Antennas and Propagation. 2023, vol. 4, pp. 326–338.

doi: 10.1109/OJAP.2023.3253942

17. Jones D. L., Bagri D. S., Miyatake H. C., Tehrani B. J., Gatti M. S., Cooper H. W. Calibration of Antennas During Construction or Expansion of Radio Arrays. IEEE Aerospace Conf., Big Sky, USA, 01–08 March 2008. IEEE, 2008, pp. 1–8.

doi: 10.1109/AERO.2008.4526308

18. Wang B., Yan Li, Tian B. Rotating-Element Electric-Field Vector (REV) Calibration Method Based on Power Measurement for Phased Array Antenna. Intern. Applied Computational Electromagnetics Society Symp. (ACES), Suzhou, China, 01–04 Aug. 2017. IEEE, 2017, pp. 1–2.

19. Zhang Y., Gao, Liu J. Single Reference Element Rotating-Element Electric-Field Vector Method for Phased Array Antenna Calibration. Systems Engineering and Electronics. 2024, vol. 46, iss. 5, pp. 1525–1534.

20. Yoon H.-J., Min B.-W. Improved Rotating-Element Electric-Field Vector Method for Fast Far-Field Phased Array Calibration. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2021, vol. 69, no. 11, pp. 8021–8026.

doi: 10.1109/TAP.2021.3083796

21. Liu M., Feng Z. Combined Rotating-element Electric-field Vector (CREV) Method for nearfield Calibration of Phased Array Antenna. Intern. Conf. on Microwave and Millimeter Wave Technology, Guilin, China, 18–21 Apr. 2007. IEEE, 2007, pp. 1–4.

doi: 10.1109/ICMMT.2007.381281

22. Su Y., Song Z., Zhang S., Gong S. Determination of Excitation Amplitude and Phase for Wide-Band Phased Array Antenna Based on Spherical Wave Expansion and Mode Filtering. Electronics. 2022, vol. 11, iss. 21, art. no. 3479.

doi: 10.3390/electronics11213479

23. Wang J. P., Tsai Y.-L., Chen W.-J., Chen J.-H., Hwang R.-B. A Fast Phased Array System Calibration Method by Fully Utilising In-Built Beamformers. IEEE Conf. on Antenna Measurements and Applications (CAMA), Guangzhou, China, 14–17 Dec. 2022. IEEE, 2022, pp. 1–2.

doi: 10.1109/CAMA56352.2022.10002539

24. Pan C., Ba X., Tang Y., Zhang F., Zhang Y., Wang Z., Fan W. Phased Array Antenna Calibration Method Experimental Validation and Comparison. Electronics. 2023, vol. 12, iss. 3, art. no. 489.

doi: 10.3390/electronics12030489

25. Nguyen X. L., Nhan N. T., Dang Thi T. T., Thanh T. V., Nguyen P. B., Trien N. D. Phased Array Antenna Calibration Based on Autocorrelation Algorithm. Sensors. 2024, vol. 24, iss. 23, art. no. 7496.

doi: 10.3390/s24237496

Information about the authors

Xuan Luong Nguyen, Systems Engineer of the Research Institute of Radio Navigation Systems, Researcher of Air Defense – Air Force Technical Institute, Vietnam. PhD student of the Department of Radio Physics of VNU University of Science (Vietnam). The author of 3 scientific publications. Area of expertise: ultra-high frequency radio engineering; systems engineering of multifunctional systems.

Address: VNU University of Science, 334, Nguyen Trai, Hanoi 100000, Vietnam

E-mail: huunghiht@gmail.com

<https://orcid.org/0000-0002-9222-2502>

Nguyen Trong Nhan, Cand. Sci. (Eng.) (2023), Researcher of Air Defense – Air Force Technical Institute (Vietnam). The author of more than 30 scientific publications. Area of expertise: radio engineering and telecommunications.

Address: Air Defense-Air Force Technical Institute, 166, Hoang Van Thai, Hanoi 11400, Vietnam

E-mail: 10th20th30th@gmail.com

<https://orcid.org/0000-0001-6626-893X>

Tran Van Thanh, Researcher of Air Defense – Air Force Technical Institute (Vietnam). The author of 2 scientific publications. Area of expertise: radio engineering and telecommunications.

Address: Air Defense-Air Force Technical Institute, 166, Hoang Van Thai, Hanoi 11400, Vietnam.

E-mail: tranthanhtat@gmail.com

<https://orcid.org/0009-0000-5213-7349>

Phung Bao Nguyen, Cand. Sci. (Eng.) (1996), Lecturer of the Department of Electronic Technology of Institute of System Integration of Le Quy Don Technical University. The author of 30 scientific publications. Area of expertise: radar information processing; radio-electronic and radar technology; systems engineering.

Address: Le Quy Don Technical University, 236, Hoang Quoc Viet, Hanoi 11917, Vietnam

E-mail: nguyenphungbao@lqdtu.edu.vn

Численный анализ AlGaAs/InGaAs/GaAs pHEMT

А. В. Сапожников^{1,2✉}, И. С. Пушница², А. Л. Дудин², В. В. Перепеловский¹

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

² АО "Светлана-Рост", Санкт-Петербург, Россия

✉ avsapozhnikov@stud.etu.ru

Аннотация

Введение. В большинстве технологических процессов параметры транзисторов имеют некоторую вариацию значений. Таким образом, возникает разброс параметров интегральной схемы (ИС) около номинальных значений, указанных в технологической спецификации. Достижение параметрической надежности проектируемых устройств является неотъемлемой частью параметрического анализа с использованием моделирования. В данной статье представлен численный анализ псевдоморфного транзистора с высокой подвижностью электронов GaAs/AlGaAs/InGaAs в среде TCAD. Основное внимание уделено анализу стоковых и сток-затворных вольт-амперных характеристик (ВАХ) с учетом 10 % отклонений от заявленных производителем параметров pHEMT. Проведена оценка высокочастотных свойств моделируемого pHEMT. Проанализировано влияние толщины спейсера на стоковые и сток-затворные характеристики. Анализ основан на большом объеме экспериментальных данных.

Цель работы. Численный анализ псевдоморфного транзистора с высокой подвижностью электронов AlGaAs/InGaAs/GaAs в среде TCAD.

Материалы и методы. Моделирование структуры основывается на решении фундаментальных уравнений полупроводниковой электроники с использованием численных методов анализа. Применяется гидродинамическая двумерная численная модель pHEMT, которая учитывает влияние квантовых ям, эффекты нестационарной динамики, такие как локальный перегрев в канале и насыщение скорости носителей. Экспериментальные данные pHEMT получены на производстве АО "Светлана-Рост".

Результаты. Параметрический анализ выявил критический параметр, оказывающий значительное влияние на характеристики транзисторов pHEMT, – концентрация донорного слоя AlGaAs. Изменения длины канала, длины затвора и глубины затвора в слое GaAs имеют менее выраженное влияние на электрические характеристики pHEMT. Стоковые и сток-затворные характеристики численной модели pHEMT продемонстрировали высокую степень соответствия с экспериментальными данными. Экспериментальные и расчетные ВАХ, полученные при варьировании толщины спейсера, позволили уточнить значение толщины спейсера, реализуемого в производственных условиях. В рамках данного анализа выявлена зависимость частоты отсечки от напряжения на затворе.

Заключение. Проведенный анализ выявил параметры, оказывающие влияние на характеристики численной модели GaAs/AlGaAs/InGaAs pHEMT. Критические отклонения исследуемых характеристик обнаружены в результате 10 %-й вариации концентрации донорного слоя AlGaAs. Получено значение толщины спейсера, согласующееся с экспериментальными структурами, в ходе анализа экспериментальных и расчетных ВАХ с вариацией разных значений спейсера. Параметрическая стабильность является критически важным аспектом в производстве микрoeлектронных приборов, влияя на надежность, долговечность, производительность, соответствие стандартам. Улучшение параметрической стабильности способствует снижению уровня брака, оптимизации производственных процессов.

Ключевые слова: параметрический анализ, pHEMT, транзистор с высокой подвижностью электронов, GaAs/AlGaAs/InGaAs, TCAD, параметрическая стабильность, численное моделирование

Для цитирования: Численный анализ AlGaAs/InGaAs/GaAs pHEMT / А. В. Сапожников, И. С. Пушница, А. Л. Дудин, В. В. Перепеловский // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2025. Т. 28, № 3. С. 116–128.
doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-3-116-128

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 10.11.2024; принята к публикации после рецензирования 24.04.2025; опубликована онлайн 30.06.2025

Numerical Analysis of AlGaAs/InGaAs/GaAs pHEMT

Alexander V. Sapozhnikov^{1,2✉}, Iliya S. Pushnitsa², Anatoliy L. Dudin², Vadim V. Perepelovskiy¹

¹Saint Petersburg Electrotechnical University, St Petersburg, Russia

²Joint Stock Company "Svetlana-Rost", St Petersburg, Russia

✉ avsapozhnikov@stud.etu.ru

Abstract

Introduction. In most technological processes, the parameters of transistors may exhibit variations in values. As a result, integrated circuit (IC) parameters may spread beyond the nominal values stated in the technological specification. Parametric reliability of the designed devices is an important goal of parametric analysis based on simulation. This paper presents a numerical analysis of a pseudomorphic GaAs/AlGaAs/InGaAs high electron mobility transistor conducted in the TCAD environment. Particular attention is paid to the analysis of the drain and transfer characteristics taking into account 10% deviations from the pHEMT parameters specified by the manufacturer. High-frequency properties of the simulated pHEMT are evaluated. The effect of the spacer thickness on the drain and drain-gate characteristics is analyzed. The work is based on a large amount of experimental data.

Aim. Numerical analysis of a pseudomorphic AlGaAs/InGaAs/GaAs high electron mobility transistor in the TCAD environment.

Materials and methods. The simulation approach involved solving the fundamental equations of semiconductor electronics using numerical analysis methods. A hydrodynamic two-dimensional numerical pHEMT model was used, which takes into account the influence of quantum wells, the effects of non-stationary dynamics, and the phenomena of charge carrier transport. The experimental data of pHEMT were obtained at the production facility of JSC Svetlana-Rost.

Results. The conducted parametric analysis revealed the concentration of the AlGaAs donor layer to be a critical parameter having a significant impact on the characteristics of pHEMT transistors. Changes in the channel length, gate length, and gate depth in the GaAs layer have a less pronounced effect on the electrical characteristics of pHEMT. The drain and drain-gate characteristics of the numerical model of pHEMT demonstrated a high degree of agreement with the experimental data. The experimental and calculated I–V characteristics obtained by varying the thickness of the spacer layer made it possible to clarify the value of the spacer thickness implemented in production conditions. As part of this analysis, the dependence of the cutoff frequency on the gate voltage was obtained.

Conclusion. The conducted analysis revealed the parameters affecting the characteristics of the numerical model of GaAs/AlGaAs/InGaAs pHEMT. Critical deviations of the studied characteristics were detected as a result of 10 % variation in the concentration of the AlGaAs donor layer. The analysis of experimental and calculated I–V characteristics, under varied spacer values, established the spacer thickness which showed agreement with the experimental structures. Parametric stability is a critical aspect in the production of microelectronic devices, affecting reliability, durability, performance, and compliance with standards. Improved parametric stability reduces the level of defects and optimizes production processes.

Keywords: parametric analysis, pHEMT, high electron mobility transistor, AlGaAs/InGaAs/GaAs, TCAD, parametric stability, numerical simulation

For citation: Sapozhnikov A. V., Pushnitsa I. S., Dudin A. L., Perepelovskiy V. V. Numerical Analysis of AlGaAs/InGaAs/GaAs pHEMT. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2025, vol. 28, no. 3, pp. 116–128. doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-3-116-128

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

Submitted 10.11.2024; accepted 24.04.2025; published online 30.06.2025

Введение. Транзистор с высокой подвижностью электронов (HEMT) на арсениде галлия (GaAs) – технология полупроводниковых полевых транзисторов, характеризующаяся высокой подвижностью электронов и высокой концен-

трацией носителей заряда. В сфере СВЧ-технологий стремительно возрастает значение транзисторов с высокой подвижностью электронов [1]. Технология GaAs HEMT повсеместно используется в монолитных микроволновых инте-

гральных схемах (ММИС) [2–5] из-за возможности достижения малых размеров и обеспечения высокой надежности при низкой стоимости готовой продукции. Некоторые параметры, включая высокую частоту среза, низкий уровень шумов и функционирование в гигагерцевом и терагерцевом [6] диапазонах частот, внесли значительный вклад в распространение этих транзисторов в сфере интегральных схем.

В процессе проектирования полупроводниковых устройств наблюдается разброс в явном диапазоне параметров транзисторов, обусловленный технологическими спецификами производственных циклов. Эти вариации приводят к отклонению характеристик в сравнении с номинальными значениями, указанными в техническом задании. Транзисторы, параметры которых превышают установленные пределы, подлежат исключению из производственного процесса. Моделирование отклонений характеристик транзисторов ориентировано на достижение параметрической стабильности разрабатываемых микросхем. Значимость анализа параметров транзистора выделяется в соответствующих исследованиях, таких как [7]. Существующие методы измерений позволяют получить точные данные только по ограниченному набору параметров при незначительных затратах, в то время как оценка остальных характеристик (например, длины затвора, толщины эпитаксиальных слоев, концентрации легирующих примесей) осуществляется посредством косвенных методик. Определение критических параметров, имеющих значительное влияние на функциональные характеристики устройств, безусловно важно. Данная задача находит решение в осуществлении параметрического анализа.

Математическая модель. В области приборно-технологического моделирования полупроводниковых элементов применялись численные методы анализа с целью решения основополагающих уравнений, таких как уравнение Пуассона, уравнения непрерывности и переноса зарядов. Для численного моделирования в системе TCAD использовалась гидродинамическая модель, ориентированная на моделирование структур с размерами в субмикронном диапазоне.

Уравнение Пуассона:

$$\nabla(\epsilon \nabla \phi) + \bar{P} = -q(p - n + N_d - N_a) - \rho_{\text{trap}},$$

где ϵ – диэлектрическая проницаемость; ϕ – электростатический потенциал; $\bar{P}$ – сегнетоэлектрическая поляризация; q – элементарный электрический заряд; n и p – плотности электронов и дырок соответственно; N_d – концентрация ионизированных доноров; N_a – концентрация ионизированных акцепторов; ρ_{trap} – плотность заряда, создаваемая ловушками и фиксированными зарядами.

Уравнения непрерывности:

$$\begin{aligned} \nabla \bar{J}_n &= qR_{\text{net},n} + q \frac{\partial n}{\partial t}; \\ -\nabla \bar{J}_p &= qR_{\text{net},p} + q \frac{\partial p}{\partial t}, \end{aligned}$$

где $\bar{J}_n$ – плотность тока для электронов; $\bar{J}_p$ – плотность тока для дырок; $R_{\text{net},n}$ и $R_{\text{net},p}$ – суммарная скорость рекомбинации электронов и дырок соответственно.

Уравнения переноса для гидродинамической модели:

$$\begin{aligned} \bar{J}_n &= \mu_n(n \nabla E_c + kT_n \nabla n - nkT_n \nabla \ln \gamma_n + \\ &\quad + \lambda_n f_n^{\text{td}} kn \nabla T_n - 1.5nkT_n \nabla \ln m_n); \\ \bar{J}_p &= \mu_p(p \nabla E_v - kT_p \nabla p + pkT_p \nabla \ln \gamma_p - \\ &\quad - \lambda_p f_p^{\text{td}} kp \nabla T_p + 1.5pkT_p \nabla \ln m_p), \end{aligned}$$

где μ_n – подвижность электронов; μ_p – подвижность дырок; E_c – энергия границы зоны проводимости; E_v – энергия границы валентной зоны; k – постоянная Больцмана; T_n – электронная температура; T_p – дырочная температура; γ_n – степень вырождения для электронов; γ_p – степень вырождения для дырок; λ_n – интеграл Ферми порядка 1/2 безразмерной кинетической энергии электрона; λ_p – интеграл Ферми порядка 1/2 безразмерной кинетической энергии дырки; f_n^{td} – константа термодиффузии для электронов; f_p^{td} – константа термодиффузии для дырок; m_n и m_p – эффективная масса электронов и дырок соответственно.

Для определения температуры решетки, электронных и дырочных температур в гидро-

динамической модели используются уравнения энергетического баланса:

$$\begin{aligned} \frac{\partial W_n}{\partial t} + \nabla \overline{S_n} &= \overline{J_n} \nabla E_c / q + \left. \frac{dW_n}{dt} \right|_{\text{coll}}; \\ \frac{\partial W_p}{\partial t} + \nabla \overline{S_p} &= \overline{J_p} \nabla E_v / q + \left. \frac{dW_p}{dt} \right|_{\text{coll}}; \\ \frac{\partial W_l}{\partial t} + \nabla \overline{S_l} &= \left. \frac{dW_l}{dt} \right|_{\text{coll}}, \end{aligned}$$

где W_n , W_p и W_l – плотности энергии электронов, дырок и решетки; S_n , S_p и S_l – потоки энергии электронов, дырок и решетки.

Для экономии времени в моделируемом рНЕМТ n -типа принято считать и учитывать только электроны, так как учет дырок вносит несущественный вклад в конечный результат моделирования. Все обозначения общепринятые и соответствуют приведенным в [8].

Рассматриваемый подход обеспечивает высокую степень точности в прогнозировании поведения полупроводниковых устройств в различных эксплуатационных условиях. Задействованные физико-математические модели полностью соответствуют установленным стандартам и принципам, представленным в [8].

На рис. 1 представлена топология GaAs рНЕМТ. Слоевая структура (толщины слоев, значения легирования слоев и т. д.) GaAs рНЕМТ соответствует технологии АО "Светлана-Рост".

Технология изготовления на основе нормально открытых транзисторов с проектной нормой 0.5 мкм выстроена на базе эпитаксиальной структуры GaAs рНЕМТ.

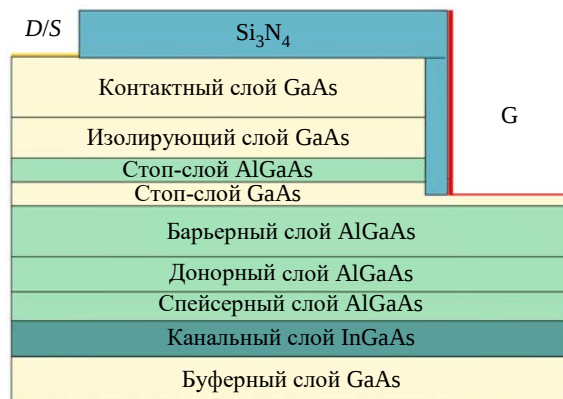


Рис. 1. Топология GaAs рНЕМТ 0.5 switch

Fig. 1. GaAs pHEMT 0.5 switch topology

Исследование электрофизических параметров рНЕМТ выполнено в программной среде TCAD, поддерживающей многокритериальный анализ и моделирование полупроводниковых устройств [9, 10].

Конфигурация устройства включает функциональные слои. Поверхность контактного слоя GaAs толщиной 50 нм изолирована с помощью слоя Si_3N_4 . В топологии присутствуют стоп-слои AlGaAs и GaAs, служащие отметкой для остановки процедуры травления. Защитный стоп-слой предотвращает взаимодействие травителя с 17.5 нм барьерным слоем AlGaAs. Барьер Шоттки сформирован в верхней части защитного слоя на глубину 2 нм. Донорная область AlGaAs, толщиной 12.5 нм, интегрирована между спейсером и барьерным слоем AlGaAs. В качестве подложки структуры использован полупроводник GaAs производства Ram-Xiamen толщиной 625 ± 25 мкм и диаметром 100 ± 0.4 мм. Структурные параметры устройства систематизированы в таблице.

Данные структуры типа GaAs рНЕМТ 0.5 switch

Data on the GaAs pHEMT 0.5 switch structure

Последовательность слоев	Толщина слоя, нм	Тип легирования, концентрация, см^{-3}
Пассивация Si_3N_4	20	–
Контактный слой GaAs	50	$n, 3.3 \cdot 10^{18}$
Изолирующий слой GaAs	20	$n, 2.0 \cdot 10^{17}$
Стоп-слой AlGaAs	2.5	$n, 4.1 \cdot 10^{18}$
Стоп-слой GaAs	5 (2 нм затвор Шоттки)	$n, 1.0 \cdot 10^{17}$
Барьерный слой $\text{Al}_{0.22}\text{Ga}_{0.78}\text{As}$	17.5	$n, 1.0 \cdot 10^{17}$
Донорный слой $\text{Al}_{0.22}\text{Ga}_{0.78}\text{As}$	12.5	$n, 3.4 \cdot 10^{18}$
Спейсерный слой $\text{Al}_{0.22}\text{Ga}_{0.78}\text{As}$	2	–
Канальный слой $\text{In}_{0.22}\text{Ga}_{0.78}\text{As}$	12	–
Буферный слой GaAs	800	–

В масштабах проведенного численного анализа внимание сосредоточено на тщательном включении в модель важных физических явлений. Для этого выбрана стандартная физическая модель, которая учитывает квантование двумерного газа в гетеропереходах [11]. Нелинейность переноса носителей в сильных полях, моделируемая через механизмы фононного и кулоновского рассеяния, адекватно отражается в численной модели TCAD. Процессы рекомбинации носителей заряда сопровождаются диссипацией и передачей энергии в кристаллической решетке для достижения термодинамического равновесия. Для количественного описания данных явлений в численных расчетах используются математические модели, учитывающие различные механизмы рекомбинации, такие как излучательная рекомбинация, оже-рекомбинация и рекомбинация по модели Шокли–Рида–Холла. Валидация подхода подтверждена сопоставлением с экспериментальными данными [12], демонстрирующими необходимость многоуровневого учета физических явлений при проектировании pHEMT. Реализация комплексной модели в TCAD обеспечивает адекватное прогнозирование рабочих характеристик устройства, включая подвижность носителей и вольт-амперные зависимости.

Для дискретизации расчетной области транзистора сформирована адаптивная вычислительная сетка, состоящая из $\sim 3.2 \times 10^4$ узлов. В области канала InGaAs реализовано локальное повышение плотности сетки: вдоль вертикальной оси (Y) задано пространственное разрешение 8 узлов/12 нм, при горизонтальном шаге дискретизации (X) 5 нм, что обеспечивает точное моделирование градиентов электрического поля.

Стратегия параметрического исследования предполагала последовательный анализ чувствительности характеристик устройства к вариациям технологических параметров. Каждый исследуемый параметр подвергался систематическому отклонению в диапазоне $\pm 10\%$ от номинального значения при фиксированных остальных переменных. Параметрический анализ охватывал изучение следующих ключевых характеристик:

- длина затвора: исследовано влияние отклонения длины затвора на $\pm 10\%$ от стандартного

значения 0.5 мкм, т. е. при минимальном значении 0.45 мкм и максимальном 0.55 мкм;

- концентрация донорного слоя AlGaAs: исследовано влияние отклонения концентрации донорного слоя AlGaAs на $\pm 10\%$ от стандартного значения $3.4 \cdot 10^{18} \text{ см}^{-3}$, при минимальном значении $3.06 \cdot 10^{18} \text{ см}^{-3}$ и максимальном $3.74 \cdot 10^{18} \text{ см}^{-3}$;

- концентрация контактного слоя GaAs: исследовано влияние отклонения концентрации контактного слоя GaAs на $\pm 10\%$ от стандартного показателя $3.3 \cdot 10^{18} \text{ см}^{-3}$, при минимальном значении $2.97 \cdot 10^{18} \text{ см}^{-3}$ и максимальном $3.63 \cdot 10^{18} \text{ см}^{-3}$;

- длина канала InGaAs: проанализировано влияние отклонения длины канала InGaAs на $\pm 10\%$ от нормативной длины 12 нм, при минимальном значении 10.8 нм и максимальном 13.2 нм;

- глубина затвора в 5-нанометровом слое GaAs: исследовано влияние отклонения глубины затвора на $\pm 10\%$ от стандартного значения 2 нм, при минимальном значении 1.8 нм и максимальном значении 2.2 нм.

В исследовании проведен подробный анализ характеристик pHEMT при варьировании толщины спейсера AlGaAs, который пространственно разделяет донорный слой AlGaAs от канального слоя InGaAs. Параметру задавались значения в диапазоне от 4 до 0 нм с шагом 1 нм. Выбор варьирования спейсера обусловлен его размерами [13], которые составляют единицы нанометров. Разброс значений спейсера при эпитаксиальном росте может быть обусловлен сегрегацией индия, при которой молекулы индия встраиваются в решетку спейсера AlGaAs и, таким образом, уменьшают его толщину [14]. Также при технологическом разбросе концентрации носителей заряда в донорном слое AlGaAs изменяется эффективная толщина спейсера [15]. Сопоставление численных характеристик модели, использующей варьированные значения спейсера, с экспериментальными характеристиками позволит судить о реальных значениях толщины спейсера в структурах, которые выращиваются на производстве.

В исследовании, представленном в [16], проводится анализ значимости критических параметров, в частности длины канала и длины затвора, особенно важных для данного исследования, на функциональные характеристики

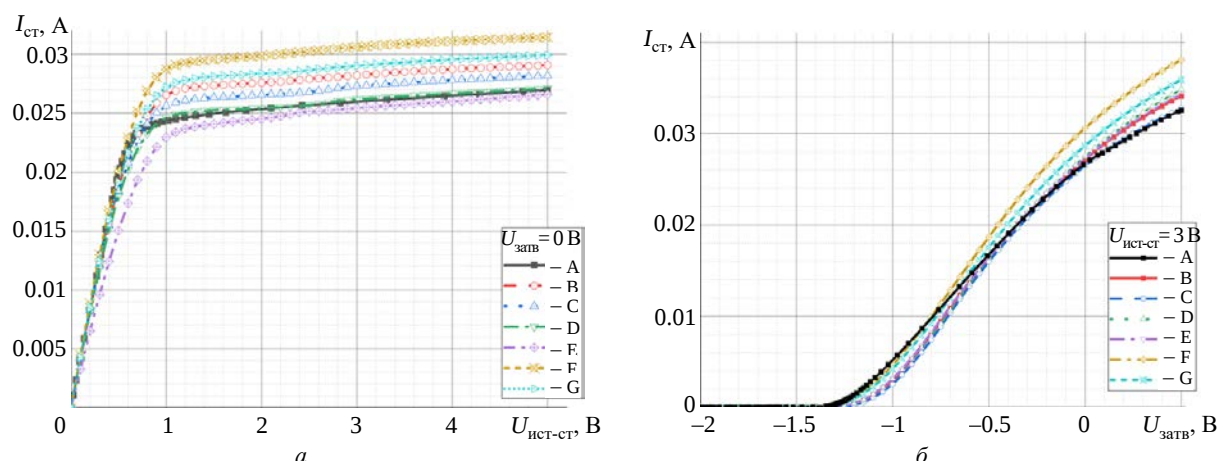


Рис. 2. Стоковые (а) и сток-затворные (б) характеристики для моделируемых и экспериментальных устройств pHEMT: А – характеристика, полученная с применением численного моделирования; В–Г – характеристики, определенные экспериментально

Fig. 2. Drain (a) and transfer (b) characteristics of simulated and experimental pHEMTs:

А – characteristic obtained through numerical simulation; В–Г – characteristics determined experimentally

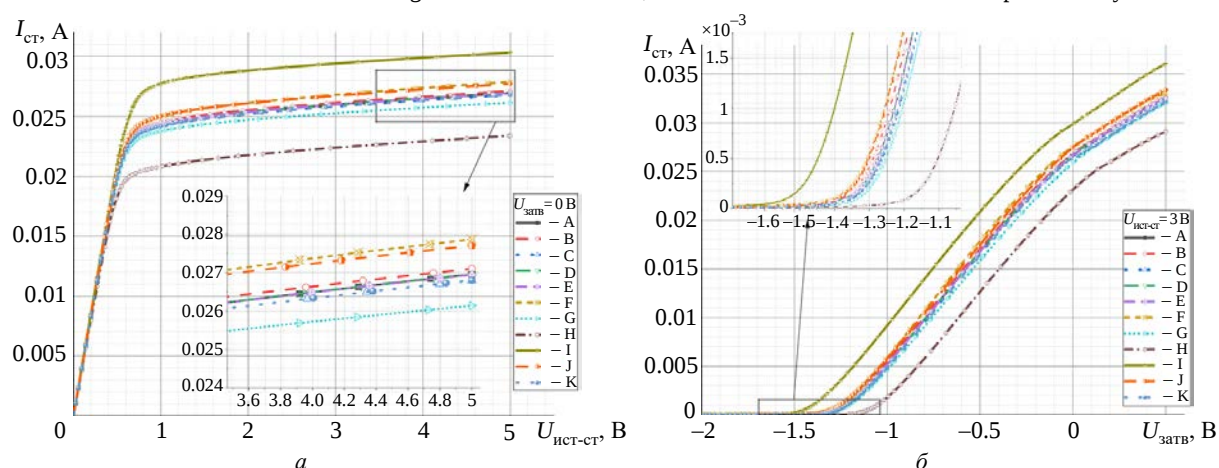


Рис. 3. Стоковые (а) и сток-затворные (б) характеристики численной модели pHEMT, иллюстрирующие сравнение кривых, полученных с 10 %-й вариацией различных параметров по отношению к базовой кривой: А – базовая ВАХ; В, С – вариация глубины затвора; D, E – вариация концентрации контактного слоя; F, G – вариация длины затвора; H, I – вариация концентрации донорного слоя; J, K – вариация длины канала

Fig. 3. Drain (a) and transfer (b) characteristics of the numerical pHEMT model, illustrating the comparison of curves obtained with a 10% variation of various parameters relative to the base curve: А – base I–V characteristic; В, С – gate depth variation; D, E – contact layer concentration variation; F, G – gate length variation; H, I – donor layer concentration variation; J, K – channel length variation

устройства. Эти данные коррелируют с поведением полученных характеристик численной модели pHEMT в настоящей статье.

В исследовании проводится сравнение стоковых и сток-затворных вольт-амперных характеристик (ВАХ) (рис. 2–4), полученных с использованием численной двумерной модели с экспериментальными данными, полученными в производственном комплексе АО "Светлана-Рост".

Результаты параметрического исследования. В текущем параметрическом исследовании сравниваются стоковые (рис. 2, а) и сток-

затворные (рис. 2, б) характеристики модели реального устройства AlGaAs/InGaAs/GaAs pHEMT с экспериментальными характеристиками устройств AlGaAs/InGaAs/GaAs pHEMT, обладающих идентичной топологией. Такое сопоставление ВАХ предоставляет возможность проанализировать степень соответствия численной модели pHEMT реальным экспериментальным данным, что является критически важным для верификации надежности модели. При анализе стоковых характеристик, полученных в результате изменения напряжения

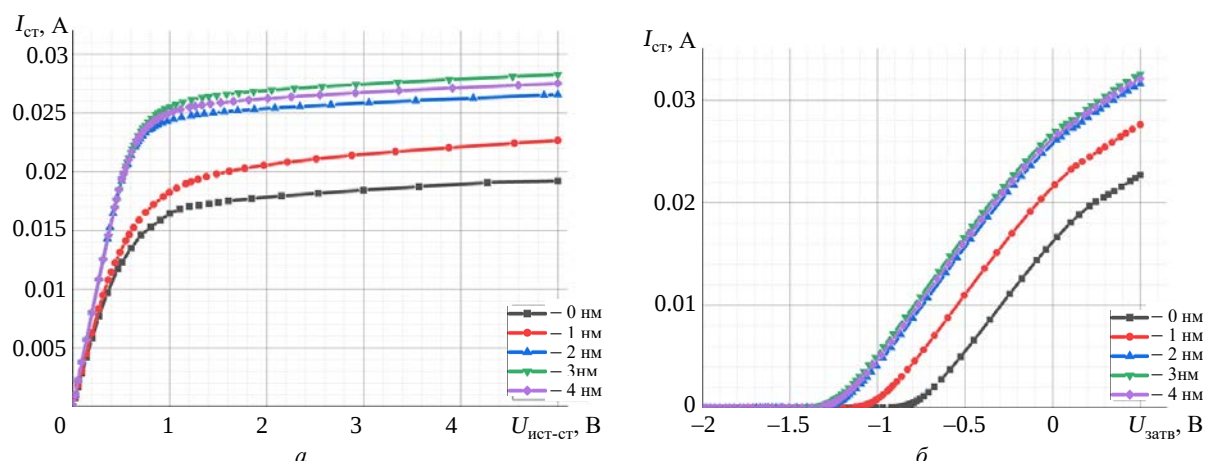


Рис. 4. Стоковые (а) и сток-затворные (б) характеристики численной модели рНЕМТ при различных толщинах спейсера AlGaAs
 Fig. 4. Drain (a) and transfer (b) characteristics of the numerical model of pHEMT for different thicknesses of the AlGaAs spacer layer

сток-исток в диапазоне от 0 до 5 В при фиксированном значении напряжения на затворе 0 В, были рассчитаны токи насыщения и сопротивления во включенном состоянии (R_{Dson}) для каждой из полученных кривых. В дополнение к проведенным экспериментам, исследование сток-затворных характеристик выполнено при фиксированном напряжении сток-исток 3 В и модуляции потенциала затвора в диапазоне от –2 до 0.5 В, что позволило определить пороговое напряжение и крутизну (S). Напряжение отсечки и крутизна измерялись в режиме насыщения, так как это является рабочим режимом моделируемого рНЕМТ, используемых в СВЧ-усилителях. Численное моделирование демонстрирует предельный ток насыщения 26.96 мА, который находится в пределах экспериментально зарегистрированного диапазона от 26.61 до 31.46 мА. Рассчитанное сопротивление во включенном состоянии, имеющее значение 24.98 Ом, находится в диапазоне экспериментально полученных значений от 24.8 до 28.13 Ом. Рассчитанное пороговое напряжение, оценивающееся в –1.42 В, также соответствует экспериментальным данным, варьирующимся от –1.48 до –1.26 В. Значение крутизны передаточной характеристики моделируемого рНЕМТ, оценивающееся в 23.3 мСм, лежит внутри диапазона экспериментальных данных, варьирующихся от 23.1 до 28.8 мСм.

При анализе стоковых ВАХ установлено воздействие параметра толщины спейсера на уровень тока насыщения и напряжения отсечки

в численной модели GaAs рНЕМТ.

В ходе экспериментальных исследований были зарегистрированы стоковые (см. рис. 3, а) и сток-затворные (см. рис. 3, б) вольт-амперные характеристики для структур GaAs рНЕМТ с варьируемой толщиной спейсера. Измерения стоковых характеристик осуществлялись при вариации напряжения сток-исток в интервале 0...5 В при нулевом потенциале затвора, тогда как сток-затворные зависимости фиксировались при фиксированном напряжении сток-исток 3 В с модуляцией затворного напряжения от –2 до 0.5 В. Результаты демонстрируют выраженную корреляцию между толщиной спейсера и ключевыми параметрами устройства: током насыщения и напряжением отсечки. На стоковых ВАХ ток насыщения в отсутствие спейсера составил 18.2 мА; при толщине спейсера 1 нм – 22.6 мА; при 2 нм – 26.9 мА; при 3 нм – 28.3 мА; при 4 нм – 27.1 мА. Сопротивление во включенном состоянии в отсутствие спейсера оценивается в 41.28 Ом; при толщине спейсера 1 нм – 35.76 Ом; при 2 нм – 24.98 Ом; при 3 нм – 25.13 Ом; при 4 нм – 25.02 Ом. На сток-затворных ВАХ напряжение отсечки в отсутствие спейсера составило –0.9 В. Определены напряжения отсечки для 1, 2, 3, 4 нм толщин соответственно: –1.19, –1.40, –1.46, –1.42 В. Крутизна в отсутствие спейсера оценивается в 19.8 мСм. Определена крутизна передаточной характеристики для 1, 2, 3, 4 нм толщин соответственно: 21.9, 23.3, 23.4, 23.4 мСм. Таким образом, в отсутствие спейсера и при очень тонком спейсере

с толщиной 1 нм рНЕМТ выходит из диапазона требуемых экспериментальных значений. Наблюдаемый результат связан с влиянием кулоновского рассеяния на донорном слое AlGaAs, из-за чего в канале InGaAs значительно снижается подвижность носителей заряда [15, 17]. При толщине спейсера 2 нм, принимающийся за базовый уровень в исследовании, а также при толщинах спейсера 3 и 4 нм рабочая структура остается в рамках номинального диапазона экспериментальных значений тока насыщения и напряжения отсечки. При толщине спейсера 3 нм структура демонстрирует более высокие показатели тока насыщения, чем прочие, что указывает на повышение работоспособности прибора при данной конфигурации. Таким образом, данную толщину следует считать оптимальной. Увеличение толщины спейсера свыше 3 нм приводит к ухудшению характеристик прибора. При толщине спейсера 4 нм ток насыщения снижается на 4.2 %, напряжение отсечки отклоняется на 2.7 % относительно толщины спейсера 3 нм. Данное явление связано со снижением количества электронов, попадающих в яму из донорного слоя, что, соответственно, приводит к уменьшению концентрации двумерного электронного газа в канале InGaAs. Подобное явление в НЕМТ описано в [18].

В границах проведенного параметрического анализа с 10 %-й вариацией заданных параметров исследованы стоковые характеристики (рис. 4, а) моделируемого рНЕМТ при фиксированном значении напряжения на затворе, установленном на уровне 0 В, и варьировании напряжения сток-исток в пределах от 0 до 5 В. В аналогичной манере сток-затворные характеристики (рис. 4, б) исследованы при стабильном напряжении сток-исток 3 В, с изменением напряжения на затворе в диапазоне от –2 до 0.5 В. Целью построения данных графиков являлось выявление параметров, оказывающих наиболее существенное влияние на функциональные характеристики моделируемого устройства рНЕМТ.

В результате проведенного анализа установлено, что предельное отклонение тока стока на стоковых характеристиках составляет порядка 12.7 %. Сопоставимые изменения наблюдаются для напряжения отсечки, которое по

данным сток-затворных характеристик достигает 11.2 %. Также проведена оценка предельных отклонений крутизны и сопротивления во включенном состоянии, которые оцениваются, соответственно, в 3.43 и 8.65 %. Данный результат получен в результате вариации концентрации электронов в донорном слое AlGaAs на уровне 10 %.

Анализ быстродействия моделируемого рНЕМТ выявил зависимость частоты отсечки от напряжения на затворе (рис. 5). Изменение потенциала затвора от –0.5 до 0.5 В при постоянном напряжении сток-исток 3 В сопровождается уменьшением частоты отсечки с 29 до 15 ГГц. Экспериментальные измерения, проведенные при нулевом напряжении затвора и напряжении сток-исток 3 В, зафиксировали частоту отсечки в диапазоне 22...28 ГГц, тогда как численная модель предсказала значение 22.5 ГГц. Данное поведение частоты отсечки от напряжения на затворе связано с усилением межэлектронных столкновений и нагревом носителей в канале рНЕМТ. Совпадение частотных характеристик модели с экспериментальными данными, а также корректное воспроизведение зависимости частоты отсечки от управляющего напряжения подтверждают достоверность используемой численной модели рНЕМТ. Полученные результаты свидетельствуют о ее адекватности для прогнозирования рабочих параметров устройства, включая высокочастотные характеристики, что критично для проектирования микроволновых компонентов на основе гетероструктур III–V.

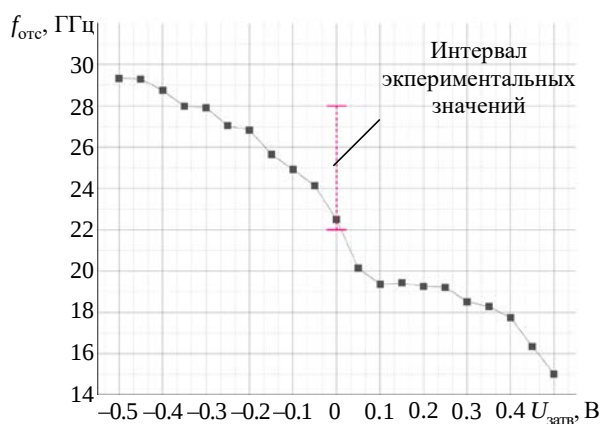


Рис. 5. Расчетная зависимость частоты отсечки от напряжения на затворе

Fig. 5. Calculated dependence of cutoff frequency on gate voltage

Исследование выявило следующие закономерности:

- вариация длины затвора на уровне 10 % индуцирует отклонение напряжения отсечки на 3.5 % на сток-затворной ВАХ и тока насыщения на 2.2 % на стоковой характеристике. Отклонение крутизны составило 3.43 %, а отклонение сопротивления во включенном состоянии – 1 %;

- корректировка длины канала на 10 % провоцирует сопряженные изменения обоих параметров: снижение длины вызывает 3 %-е уменьшение тока насыщения на стоковой характеристике и 3.5 %-й сдвиг напряжения отсечки на сток-затворной ВАХ, тогда как увеличение приводит к менее выраженным отклонениям (1.5 и 1.4 % соответственно), что согласуется с [19]. Отклонения крутизны и сопротивления во включенном состоянии оцениваются в 0.43 и 1.64 % соответственно;

- изменение глубины затвора в GaAs-структуре на 10 % вызывает незначительные отклонения напряжения отсечки на 0.7 % на сток-затворной ВАХ и тока насыщения на 0.3 % на стоковой характеристике. Вариация данного параметра не оказывает значимого влияния на крутизну и сопротивление во включенном состоянии;

- изменение концентрации носителей в контактной области на 10 % не оказывает статистически значимого влияния на рабочие параметры транзистора;

- изменение толщины спейсера AlGaAs значительно влияет на рабочие характеристики GaAs pHEMT. При толщине 3 нм достигаются наилучшие показатели тока насыщения – 28 мА, напряжения отсечки со значением –1.46 В, крутизны передаточной характеристики – 23.4 мСм и сопротивления во включенном состоянии – 25.13 Ом. При толщине спейсера 4 нм ток насыщения снижается на 4.2 %, напряжение отсечки отклоняется на 2.7 % относительно толщины спейсера 3 нм. Далее переход на толщину спейсера 2 нм сопровождается падением тока насыщения на 4.6 %, регистрируется увеличение напряжения отсечки на 4.2 %. Отклонения крутизны и сопротивления во включенном состоянии при толщинах спейсера от 2 до 4 нм относительно друг друга оказываются менее 1 %. Резкое ухудшение данных показателей транзистора регистрируется при

переходе с базового уровня со значением 2 на толщину спейсера 1 нм – ток насыщения в этом случае падает на 16 %, напряжение отсечки отклоняется на 15 % в сторону увеличения показателя. Значения крутизны и сопротивления во включенном состоянии падают на 6 и 43 % соответственно. В отсутствие спейсера критическое влияние кулоновского рассеяния на донорном слое AlGaAs на канал InGaAs отклоняет ток насыщения на 32 %, напряжение отсечки – на 35 %, крутизну – на 15 %, сопротивление во включенном состоянии – на 65 % по отношению к базовому уровню спейсера. Характеристики, определяемые толщинами 1 и 0 нм, выходят за пределы номинальных технологических данных.

Заключение. В результате всестороннего параметрического моделирования идентифицированы и количественно оценены ключевые факторы, детерминирующие эксплуатационные показатели GaAs/AlGaAs/InGaAs pHEMT. Проведенное исследование актуализирует необходимость их экспериментального изучения для верификации и подтверждения корректности прогнозируемых свойств модели. Значительные отклонения, как в токе стока, так и в значениях напряжения отсечки, обнаружены в результате 10 %-й корректировки концентрации донорного слоя AlGaAs, подтверждая его определяющую роль в формировании электрофизических характеристик устройства. Менее выраженное влияние продемонстрировали 10 %-е вариации геометрических параметров: длины канала, длины затвора и глубины его залегания в GaAs-слое, что свидетельствует об устойчивости этих параметров в контексте моделирования. Толщина спейсера оказывает существенное влияние на характеристики структуры: очень тонкий спейсер – 1 нм значительно ухудшает характеристики транзистора. Толщина спейсера, согласующаяся с экспериментальными характеристиками структур, для численной модели транзистора составляет 3 нм. Увеличение толщины спейсера свыше оптимальной приводит к ухудшению характеристик.

На этапе разработки приборов численная модель pHEMT предоставляет возможность выявить ключевые параметры, оказывающие значительное влияние на функциональные характеристики устройства. Исследование численной

модели позволяет проводить контроль необходимых характеристик и выявлять несоответствия технологическим требованиям параметров для проведения процедуры отбраковки.

Авторский вклад

Сапожников Александр Владимирович – проектирование численной модели в среде TCAD; анализ экспериментальных данных.

Пушница Илья Сергеевич – получение и систематизация экспериментальных данных.

Дудин Анатолий Леонидович – рекомендации по процессу моделирования pHEMT в TCAD; обсуждение результатов.

Перепеловский Вадим Всеволодович – постановка задачи; рекомендации по процессу моделирования pHEMT в TCAD; обсуждение результатов.

Author's contribution

Alexander V. Sapozhnikov, design of the numerical model in the TCAD environment; analysis of experimental data.

Iliya S. Pushnitsa, obtaining and systematizing experimental data.

Anatoliy L. Dudin, recommendations on the process of pHEMT modeling in TCAD; discussion of the results.

Vadim V. Perepelovskiy, problem statement; recommendations on the process of pHEMT modeling in TCAD; discussion of the results.

Список литературы

1. High electron mobility transistors: performance analysis, research trend and applications / M. N. A. Aadit, S. G. Kirtania, F. Afrin, M. K. Alam, Q. D. M. Khosru; ed. by M. M. Pejovic, M. M. Pejovic // Different Types of Field-Effect Transistors-Theory and Applications. In Tech. 2017. P. 45–64.

doi: 10.5772/67796

2. Noise measurements of discrete HEMT transistors and application to wideband very low-noise amplifiers / A. H. Akgiray, S. Weinreb, R. Leblanc, M. Renvoise, P. Frijlink, R. Lai, S. Sarkozy // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2013. Vol. 61, № 9. P. 3285–3297.

doi: 10.1109/TMTT.2013.2273757

3. K-band GaAs MMIC Doherty power amplifier for microwave radio with optimized driver / R. Quaglia, V. Camarchia, T. Jiang, M. Pirola, S. D. Guerrieri, B. Loran // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2014. Vol. 62, № 11. P. 2518–2525.

doi: 10.1109/TMTT.2014.2360395

4. Nonlinear modeling of GaAs pHEMTs for millimeter-wave mixer design / G. Crupi, A. Raffo, G. Avolio, G. Bosi, G. Sivverini, F. Palomba, G. Vannini // Solid-State Electronics. 2015. Vol. 104. P. 25–32.

doi: 10.1016/j.sse.2014.11.001

5. An ultra-wideband distributed amplifier MMICs based on 0.15-um GaAs pHEMT technology / J. Yang, L. Wang, L. Li, J. Zhan, Y. F. Xie, M. Z. Zhan // Intern. J. of Numerical Modelling: Electronic Networks, Devices and Fields. 2020. Vol. 33, № 3. Art. № e2605.

doi: 10.1002/jnm.2605

6. First demonstration of amplification at 1 THz using 25-nm InP high electron mobility transistor process / X. Mei, W. Yoshida, M. Lange, J. Lee, J. Zhou, P. H. Liu, W. R. Deal // IEEE Electron Device Lett. 2015. Vol. 36, № 4. P. 327–329.

doi: 10.1109/LED.2015.2407193

7. Карпов С. Н. Методика прогнозирования характеристик транзисторных GaAs-гетероструктур и полевых транзисторов на их основе // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. 2023. Вып. 2 (558). С. 61–69.

8. Sentaurus™ Device User Guide. Ver. T-2022. 03. URL: <https://www.synopsys.com/support/licensing-installation-computeplatforms/synopsys-documentation.html> (дата обращения 25.03.2024)

9. Experimental Study of a Low-Voltage 4H-SiC Drift Step Recovery Diode / S. A. Shevchenko, B. V. Ivanov, A. A. Smirnov, V. A. Ilyin, A. V. Afanasyev, K. A. Sergushichev // IEEE Conf. of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIConRus), St Petersburg, Moscow, Russia, 27–30 Jan. 2020. IEEE, 2020. P. 1004–1006.

doi: 10.1109/EIConRus49466.2020.9039004

10. Коловский Ю. В., Левицкий А. А., Маринускин П. С. Компьютерное моделирование компонентов МЭМС // Проблемы разработки перспективных микро- и нанoeлектронных систем (МЭС). 2008. № 1. С. 398–401.

11. Quantum Modeling of Nanoscale Symmetric Double-Gate InAlAs/InGaAs/InP HEMT / N. Verma, M. Gupta, R. S. Gupta, J. Jogi // J. of Semiconductor Technology and Science. 2013. Vol. 13, № 4. P. 342–354.

doi: 10.5573/JSTS.2013.13.4.342

12. Influence of double InGaAs/InAs channel on DC and RF performances of InP-based HEMTs / H. L. Hao, M. Y. Su, H. T. Wu, H. Y. Mei, R. X. Yao, F. Liu, S. X. Sun // J. of Ovonic Research. 2022. Vol. 18, № 3. P. 411–419.

doi: 10.15251/JOR.2022.183.411

13. Influence of spacer thickness on the noise performance in InP HEMTs for cryogenic LNAs / J. Li, A. Pourkabirian, J. Bergsten, N. Wadefalk, J. Grahn // IEEE Electron Device Lett. 2022. Vol. 43, № 7. P. 1029–1032.

doi: 10.1109/LED.2022.3178613

14. Atomic-scale insights of indium segregation and its suppression by GaAs insertion layer in InGaAs/AlGaAs multiple quantum wells / S. F. Ma, L. Li, Q. B. Kong, Y. Xu, Q. M. Liu, S. Zhang, X. D. Hao // Chinese Physics B. 2023. Vol. 32, № 3. Art. № 037801. doi: 10.1088/1674-1056/ac70b5

15. Huang Y., Shklovskii B. I., Zudov M. A. Scattering mechanisms in state-of-the-art GaAs/AlGaAs quantum wells // Physical Review Materials. 2022. Vol. 6, № 6. Art. № L061001. doi:10.1103/PhysRevMaterials.6.L061001

16. Pattnaik G., Mohapatra M. Design of AlGaAs/InGaAs/GaAs-Based PHEMT for High Frequency Application // Proc. of Intern. Conf. on Communication, Circuits, and Systems. Lecture Notes in Electrical Engineering. Vol. 728. Springer, Singapore, 2021. P. 329–337. doi: 10.1007/978-981-33-4866-0_41

17. Hwang E. H., Das Sarma S. Limit to two-dimensional mobility in modulation-doped GaAs quantum structures: How to achieve a mobility of 100 million // Phys. Rev. B. 2008. Vol. 77, № 23. Art. № 235437. doi: 10.1103/PhysRevB.77.235437

18. Influences of δ -doping time and spacer thickness on the mobility and two-dimensional electron gas concentration in δ -doped GaAs/InGaAs/GaAs pseudomorphic heterostructures / H. M. Shieh, W. C. Hsu, M. J. Kao, C. L. Wu // J. of Vacuum Science & Technology B: Microelectronics and Nanometer Structures Processing, Measurement, and Phenomena. 1994. Vol. 12, № 1. P. 154–157. doi:10.1116/1.587174

19. Gao H. C., Yin Z. J. Theoretical and Experimental Optimization of InGaAs Channels in GaAs PHEMT Structure // Chinese Physics Let. 2015. Vol. 32, № 6. Art. № 068102. doi: 10.1088/0256-307X/32/6/068102

Информация об авторах

Сапожников Александр Владимирович – магистр по направлению "Электроника и нанoeлектроника" (2023, Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)), аспирант кафедры физической электроники и технологии Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), инженер АО "Светлана-Рост". Автор двух научных публикаций. Сфера научных интересов – СВЧ; моделирование приборов твердотельной электроники; НЕМТ.

Адрес: АО "Светлана-Рост", пр. Энгельса, д. 27, Санкт-Петербург, 194156, Россия

E-mail: avsapozhnikov@stud.etu.ru

<https://orcid.org/0009-0006-5106-4428>

Пушница Игорь Сергеевич – специалист в области фундаментальной радиофизики и физической электроники (2004, Государственное образовательное учреждение высшего профессионального образования "Омский государственный университет"), ведущий инженер-конструктор АО "Светлана-Рост". Автор девяти научных публикаций. Сфера научных интересов – СВЧ; технология и моделирование полупроводниковых приборов, разработка ММИС; НЕМТ.

Адрес: АО "Светлана-Рост", пр. Энгельса, д. 27, Санкт-Петербург, 194156, Россия

E-mail: i.pushnitsa@svrost.ru

<https://orcid.org/0009-0006-9912-3490>

Дудин Анатолий Леонидович – специалист в области физики и технологии полупроводниковых приборов (1996, Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)), заместитель генерального директора по производству и технологическим разработкам АО "Светлана-Рост". Автор более 30 научных работ. Сфера научных интересов – СВЧ; технология полупроводниковых приборов; НЕМТ

Адрес: АО "Светлана-Рост", пр. Энгельса, д. 27, Санкт-Петербург, 194156, Россия

E-mail: a.dudin@svrost.ru

<https://orcid.org/0009-0007-2005-4304>

Перепеловский Вадим Всеволодович – кандидат физико-математических наук (1992), доцент (1995) кафедры физической электроники и технологии Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 30 научных работ. Сфера научных интересов – моделирование приборов твердотельной электроники.

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

E-mail: vvperepelovsky@mail.ru

<https://orcid.org/0009-0009-2622-4567>

References

1. Aadit M. N. A., Kirtania S. G., Afrin F., Alam M. K., Khosru Q. D. M. High Electron Mobility Transistors: Performance Analysis, Research Trend and Applications. Different Types of Field-Effect Transistors-Theory and

Applications. Ed. by M. M. Pejovic, M. M. Pejovic. In Tech, 2017, pp. 45–64. doi: 10.5772/67796

2. Akgiray A. H., Weinreb S., Leblanc R., Renvoise M., Frijlink P., Lai R., Sarkozy S. Noise Measurements of Discrete HEMT Transistors and Application to Wideband Very Low-Noise Amplifiers. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 2013, vol. 61, no. 9, pp. 3285–3297. doi: 10.1109/TMTT.2013.2273757
3. Quaglia R., Camarchia V., Jiang T., Pirola M., Guerrieri S. D., Loran B. K-band GaAs MMIC Doherty Power Amplifier for Microwave Radio with Optimized Driver. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 2014, vol. 62, no. 11, pp. 2518–2525. doi: 10.1109/TMTT.2014.2360395
4. Crupi G., Raffo A., Avolio G., Bosi G., Sivverini G., Palomba F., Vannini G. Nonlinear Modeling of GaAs pHEMTs for Millimeter-Wave Mixer Design. *Solid-State Electronics*. 2015, vol. 104, pp. 25–32. doi: 10.1016/j.sse.2014.11.001
5. Yang J., Wang L., Li L., Zhan J., Xie Y. F., Zhan M. Z. An Ultra-Wideband Distributed Amplifier MMICs Based on 0.15-um GaAs pHEMT Technology. *Intern. J. of Numerical Modelling: Electronic Networks, Devices and Fields*. 2020, vol. 33, no. 3, art. no. e2605. doi: 10.1002/jnm.2605
6. Mei X., Yoshida W., Lange M., Lee J., Zhou J., Liu P. H., Deal W. R. First Demonstration of Amplification at 1 THz Using 25-nm InP High Electron Mobility Transistor Process. *IEEE Electron Device Let.* 2015, vol. 36, no. 4, pp. 327–329. doi: 10.1109/LED.2015.2407193
7. Karpov S. N. Method for Predicting the Characteristics of Transistor GaAs-Heterostructures and HEMTs Transistors Based on Them. *Electronic Engineering. Series 1: Microwave Engineering*. 2023, no. 2 (558), pp. 61–69. (In Russ.)
8. SentaursTM Device User Guide, Ver. T-2022. 03. Available at: <https://www.synopsys.com/support/licensing-installation-computeplatforms/synopsys-documentation.html> (accessed 25.03.2024).
9. Shevchenko S. A., Ivanov B. V., Smirnov A. A., Ilyin V. A., Afanasyev A. V., Sergushichev K. A. Experimental Study of a Low-Voltage 4H-SiC Drift Step Recovery Diode. *IEEE Conf. of Russ. Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIConRus)*, St Petersburg, Moscow, Russia, 27–30 Jan. 2020. *IEEE*, 2020, pp. 1004–1006. doi: 10.1109/EIConRus49466.2020.9039004
10. Kolovskiy Yu. V., Levitskiy A. A., Marinushkin P. S. Computer Modeling of MEMS Components. *Problems of Developing Advanced Micro- and Nanoelectronic Systems*. 2008, no. 1, pp. 398–401. (In Russ.)
11. Verma N., Gupta M., Gupta R. S., Jogi J. Quantum Modeling of Nanoscale Symmetric Double-Gate InAlAs/InGaAs/InP HEMT. *J. of Semiconductor Technology and Science*. 2013, vol. 13, no. 4, pp. 342–354. doi: 10.5573/JSTS.2013.13.4.342
12. Hao H. L., Su M. Y., Wu H. T., Mei H. Y., Yao R. X., Liu F., Sun S. X. Influence of Double InGaAs/InAs Channel on DC and RF Performances of InP-Based HEMTs. *J. of Ovonic Research*. 2022, vol. 18, no. 3, pp. 411–419. doi: 10.15251/JOR.2022.183.411
13. Li J., Pourkabilian A., Bergsten J., Wadefalk N., Grahm J. Influence of Spacer Thickness on the Noise Performance in InP HEMTs for Cryogenic LNAs. *IEEE Electron Device Let.* 2022, vol. 43, no. 7, pp. 1029–1032. doi: 10.1109/LED.2022.3178613
14. Ma S. F., Li L., Kong Q. B., Xu Y., Liu Q. M., Zhang S., Hao X. D. Atomic-Scale Insights of Indium Segregation and Its Suppression by GaAs Insertion Layer in InGaAs/AlGaAs Multiple Quantum Wells. *Chinese Physics B*. 2023, vol. 32, no. 3, art. no. 037801. doi: 10.1088/1674-1056/ac70b5
15. Huang Y., Shklovskii B. I., Zudov M. A. Scattering Mechanisms in State-of-the-Art GaAs/AlGaAs Quantum Wells. *Physical Review Materials*. 2022, vol. 6, no. 6, art. no. L061001. doi: 10.1103/PhysRevMaterials.6.L061001
16. Pattnaik G., Mohapatra M. Design of AlGaAs/InGaAs/GaAs-Based PHEMT for High Frequency Application. *Proc. of Intern. Conf. on Communication, Circuits, and Systems. Lecture Notes in Electrical Engineering*. Vol. 728. Springer, Singapore, 2021, pp. 329–337. doi: 10.1007/978-981-33-4866-0_41
17. Hwang E. H., Das Sarma S. Limit to Two-Dimensional Mobility in Modulation-Doped GaAs Quantum Structures: How to Achieve a Mobility of 100 Million. *Phys. Rev. B*. 2008, vol. 77, no. 23, art. no. 235437. doi: 10.1103/PhysRevB.77.235437
18. Shieh H. M., Hsu W. C., Kao M. J., Wu C. L. Influences of δ -Doping Time and Spacer Thickness on the Mobility and Two-Dimensional Electron Gas Concentration in δ -Doped GaAs/InGaAs/GaAs Pseudomorphic Heterostructures. *J. of Vacuum Science & Technology B: Microelectronics and Nanometer Structures Processing, Measurement, and Phenomena*. 1994, vol. 12, no. 1, pp. 154–157. doi: 10.1116/1.587174
19. Gao H. C., Yin Z. J. Theoretical and Experimental Optimization of InGaAs Channels in GaAs PHEMT Structure. *Chinese Physics Let.* 2015, vol. 32, no. 6, art. no. 068102. doi: 10.1088/0256-307X/32/6/068102

Information about the authors

Alexander V. Sapozhnikov, Master's degree in Electronics and nanoelectronics (2023, Saint Petersburg Electrotechnical University), Postgraduate student of the Department of Physical Electronics and Technology of Saint Petersburg Electrotechnical University, engineer of JSC "Svetlana-Rost". The author of 2 scientific publications. Area of expertise: microwave; modeling of solid-state electronics devices; HEMT. Address: JSC "Svetlana-Rost", 27, Engelsa Ave., St Petersburg 194156, Russia

E-mail: avsapozhnikov@stud.etu.ru
<https://orcid.org/0009-0006-5106-4428>

Iliya S. Pushnitsa, Specialist in fundamental radiophysics and physical electronics (2004, Omsk State University), leading design engineer of JSC "Svetlana-Rost". The author of 9 scientific publications. Area of expertise: microwave; technology and modeling of semiconductor devices, MMIC development; HEMT.

Address: JSC "Svetlana-Rost", 27, Engelsa Ave., St Petersburg 194156, Russia

E-mail: i.pushnitsa@svrost.ru
<https://orcid.org/0009-0006-9912-3490>

Anatoliy L. Dudin, Specialist in physics and technology of semiconductor devices (1996, Saint Petersburg Electrotechnical University), Chief Technologist of JSC "Svetlana-Rost" The author of more than 30 scientific publications. Area of expertise: microwave; technology of semiconductor devices; HEMT.

Address: JSC "Svetlana-Rost", 27, Engelsa Ave., St Petersburg 194156, Russia

E-mail: a.dudin@svrost.ru
<https://orcid.org/0009-0007-2005-4304>

Vadim V. Perepelovskiy, Cand. Sci. (Eng.) (1992), Associate Professor (1995) of the Department of Physical Electronics and Technologies of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of more than 30 scientific publications. Area of expertise: simulation of solid-state electronics devices.

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

E-mail: vvperepelovsky@mail.ru
<https://orcid.org/0009-0009-2622-4567>

АНДРЕЙ ДМИТРИЕВИЧ ГРИГОРЬЕВ
(03.02.1937–07.05.2025)



После продолжительной тяжелой болезни ушел из жизни доктор технических наук, профессор кафедры микроволновой электроники Андрей Дмитриевич Григорьев – признанный в России и за рубежом специалист в области электродинамики и техники СВЧ.

А. Д. Григорьев родился в 1937 г. в Ленинграде. В 1960 г. окончил кафедру радиотехнической электроники ЛЭТИ по специальности "Электронные приборы". По распределению работал в Физико-техническом институте им. А. Ф. Иоффе. В 1962 г. поступил в очную аспирантуру ЛЭТИ, после ее окончания в 1965 г. в течение 60 лет работал на кафедре радиотехнической электроники (в настоящее время – кафедра микроволновой электроники) в качестве ассистента и доцента, а после защиты в 1984 г. докторской диссертации – в должности профессора. Ученое звание профессора было присвоено в 1988 г.

Андрей Дмитриевич основал на кафедре научную группу, ориентированную на построение физических и математических моделей, разработку эффективных алгоритмов, методов компьютер-

ного моделирования и оптимизации электродинамических систем электронных приборов СВЧ. Работа велась в тесном сотрудничестве с предприятиями и НИИ электронной промышленности, такими, как НПО "Светлана", НИИ "Титан", НИИ "Исток" и др. Широкомасштабное тестирование в этих организациях программ, разработанных научной группой профессора Григорьева, показало, что по универсальности, быстродействию и точности расчета они не имели аналогов в СССР и за рубежом. Это послужило основанием для их включения в Государственный отраслевой фонд алгоритмов и программ.

В дальнейшем А. Д. Григорьев продолжил развивать новое направление, находящееся на стыке электродинамики, математической физики и компьютерных технологий, – вычислительную электродинамику. Под его руководством был разработан целый ряд компьютерных программ, в том числе пакет программ расчета поля и параметров объемных резонаторов "AZIMUTH", пакет программ анализа и оптимизации замедляющих систем "НЕВА", пакет программ "TREMSI" для анализа нестационарных процессов взаимодействия электромагнитного поля с потоками заряженных частиц в мощных микроволновых приборах. Разработанные совместно с компанией LG Electronics пакет программ "RFS" для численного расчета электромагнитных полей в сложных микроволновых устройствах и его более современная версия "WAVE" применялись для проектирования антенн более чем 100 моделей мобильных телефонов LG и используются в образовательных целях в нашем университете.

А. Д. Григорьев – автор свыше 150 научных публикаций, а также более 10 учебников для вузов и монографий, часть которых была издана на английском языке за рубежом. Наиболее известные из них: "Резонаторы и резонаторные замедляющие системы СВЧ. Численные методы расчета и проектирования" (Радио и связь, 1984); "Электродинамика и техника СВЧ" (Высшая школа, 1990); "Микроволновая электроника" (Лань, 2016); "Microwave Electronics" (Springer, 2018); "Terahertz Electronics" (Cambridge Scholars

Publ., 2020); "Microwave Theory and Techniques" (Cambridge Scholars Publ., 2023).

Профессор А. Д. Григорьев руководил магистерской образовательной программой "Микроволновая и телекоммуникационная электроника", был автором курсов лекций по дисциплинам "Микроволновая техника" и "Вакуумные микроволновые приборы" и др. Он входил в редколлегии нескольких ведущих отечественных и зарубежных научных журналов, был членом экспертного совета журнала "Известия вузов России. Радиоэлектроника", членом организационных и программных комитетов ряда престижных отечественных и международных научных и научно-технических конференций. Под его руководством защищены 1 докторская и 15 кандидатских диссертаций.

А. Д. Григорьев награжден знаками "Почетный работник высшего профессионального об-

разования" и "Почетный работник науки и техники РФ". Лауреат премии Правительства Санкт-Петербурга за выдающиеся достижения в области высшего образования и среднего профессионального образования за 2019 г.

Уход из жизни профессора А. Д. Григорьева – это невосполнимая утрата не только для нашего университета, но и для всей отечественной науки. Мы будем помнить Андрея Дмитриевича не только как крупного ученого, выдающегося специалиста в области микроволновой электроники и наставника, но и как радиолюбителя со стажем, знатока творчества Сальвадора Дали, заядлого хоккеиста и большого любителя горных лыж. Светлая память об Андрее Дмитриевиче Григорьеве навечно сохранится в сердцах коллег, учеников и всех, кто его знал.

Коллектив кафедры микроволновой электроники

Правила для авторов статей

В редакцию журнала "Известия вузов России. Радиоэлектроника" необходимо представить:

- электронную скан-копию рукописи (1 экз.) - файл статьи (pdf формат) с подписями всех авторов (объем оригинальной статьи не менее 8 страниц текста с аннотацией, обзорной статьи не более 20 страниц текста с аннотацией);
- электронную копию статьи (1 экз., docx формат);
- отдельный файл для каждого рисунка и каждой таблицы в формате тех редакторов, в которых они были подготовлены. Размещение рисунка в электронной копии статьи не освобождает от его представления отдельным файлом;
- оригинал/скан-копию экспертного заключения о возможности опубликования в открытой печати (1 экз.);
- сведения об авторах на русском и английском языках (1 экз., docx формат);
- рекомендацию кафедры (подразделения) к опубликованию (следует указать предполагаемую рубрику) (1 экз.);
- сопроводительное письмо (1 экз.). В письме должна быть отражена следующая информация: ФИО адресата и дата подачи рукописи; цель обращения и административная информация (заглавие рукописи, состав авторского коллектива, вид статьи); краткое изложение основных результатов исследования и описание их влияния на научное знание (1–2 абзаца); заявление об отсутствии подачи статьи в другие журналы и об отсутствии какого-либо конфликта интересов.

Принимаются к публикации статьи на русском и английском языках.

Рукопись не может быть опубликована, если она не соответствует предъявляемым требованиям и материалам, представляемым с ней.

Структура научной статьи

Авторам настоятельно рекомендуется придерживаться следующей структуры статьи:

- Заголовочная часть:
 - УДК (выравнивание по левому краю);
 - название статьи;
 - авторы (перечень авторов – Ф. И. О. автора (-ов) полностью. Инициалы ставятся перед фамилиями, после каждого инициала точка и пробел; инициалы не отрываются от фамилии. Если авторов несколько – Ф. И. О. разделяются запятыми), если авторов больше 3, необходимо в конце статьи указать вклад каждого в написание статьи;
 - место работы каждого автора и почтовый адрес организации. Если авторы относятся к разным организациям, то после указания всех авторов, относящихся к одной организации, дается ее наименование, а затем список авторов, относящихся ко второй организации, наименование второй организации, и т. д.;
 - аннотация – 200–250 слов, характеризующих содержание статьи;
 - ключевые слова – 5–7 слов и/или словосочетаний, отражающих содержание статьи, разделенных запятыми; в конце списка точка не ставится;
 - источник финансирования – указываются источники финансирования (гранты, совместные проекты и т. п.). Не следует использовать сокращенные названия институтов и спонсирующих организаций;
 - благодарности. В данном разделе выражается признательность коллегам, которые оказывали помощь в выполнении исследования или высказывали критические замечания в адрес статьи. Прежде чем выразить благодарность, необходимо заручиться согласием тех, кого планируете поблагодарить;
 - конфликт интересов – авторы декларируют отсутствие явных и потенциальных конфликтов интересов, связанных с публикацией настоящей статьи. Например, «Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов». Если конфликт интересов возможен, то необходимо пояснение (см. <https://publicationethics.org>).

- Заголовочная часть на английском языке:
 - название (Title);
 - авторы (Authors);
 - место работы каждого автора (Affiliation). Необходимо убедиться в корректном (согласно уставу организации) написании ее названия на английском языке. Перевод названия возможен лишь при отсутствии англоязычного названия в уставе. Если авторы относятся к разным организациям, то после указания всех авторов, относящихся к одной организации, дается ее наименование, затем приводится список авторов, относящихся ко второй организации, наименование второй организации, и т. д.;
 - аннотация (Abstract);
 - ключевые слова (Keywords);
 - источник финансирования (Acknowledgements);
 - конфликт интересов (Conflict of interest).
- Текст статьи.
- Приложения (при наличии).
- Авторский вклад. Если авторов больше 3, необходимо указать вклад каждого в написание статьи.
- Список литературы (библиографический список);
- Информация об авторах.

Название статьи должно быть информативным, с использованием основных терминов, характеризующих тему статьи, и четко отражать ее содержание в нескольких словах. Хорошо сформулированное название – гарантия того, что работа привлечет читательский интерес. Следует помнить, что название работы прочтут гораздо больше людей, чем ее основную часть.

Авторство и место в перечне авторов определяется договоренностью последних. При примерно равном авторском вкладе рекомендуется алфавитный порядок.

Аннотация представляет собой краткое описание содержания изложенного текста. Она должна отражать актуальность, постановку задачи, пути ее решения, фактически полученные результаты и выводы. Содержание аннотации рекомендуется представить в структурированной форме:

Введение. Приводится общее описание исследуемой области, явления. Аннотацию не следует начинать словами «Статья посвящена...», «Цель настоящей статьи...», так как вначале надо показать необходимость данного исследования в силу пробела в научном знании, почему и зачем проведено исследование (описать кратко).

Цель работы. Постановка цели исследования (цель может быть заменена гипотезой или исследовательскими вопросами).

Материалы и методы. Обозначение используемой методологии, методов, процедуры, где, как, когда проведено исследование и пр.

Результаты. Основные результаты (приводятся кратко с упором на самые значимые и привлекательные для читателя/научного сообщества).

Обсуждение (Заключение). Сопоставление с другими исследованиями, описание вклада исследования в науку.

В аннотации не следует упоминать источники, использованные в работе, пересказывать содержание отдельных разделов.

При написании аннотации необходимо соблюдать особый стиль изложения: избегать длинных и сложных предложений, выражать мысли максимально кратко и четко. Составлять предложения только в настоящем времени и только от третьего лица.

Рекомендуемый объем аннотации – 200–250 слов.

Ключевые слова – набор слов, отражающих содержание текста в терминах объекта, научной отрасли и методов исследования. Рекомендуемое количество ключевых слов/фраз – 5–7, количество слов внутри ключевой фразы – не более 3.

Текст статьи излагается в определенной последовательности. Рекомендуется придерживаться формата IMRAD (Introduction, Methods, Results, Discussion; Введение, Методы, Результаты, Обсуждение):

Введение. Во введении автор знакомит с предметом, задачами и состоянием исследований по теме публикации; при этом необходимо обязательно ссылаться на источники, из которых берется информация. Автор приводит описание "белых пятен" в проблеме или того, что еще не сделано, и формулирует цели и задачи исследования.

В тексте могут быть применены сноски, которые нумеруются арабскими цифрами. В сносках могут быть размещены: ссылки на анонимные источники из Интернета, ссылки на учебники, учебные пособия, ГОСТы, авторефераты, диссертации (если нет возможности процитировать статьи, опубликованные по результатам диссертационного исследования).

Методы. Необходимо описать теоретические или экспериментальные методы исследования, используемое оборудование и т. д., чтобы можно было оценить и/или воспроизвести исследование. Метод или методологию проведения исследования целесообразно описывать в том случае, если они отличаются новизной.

Научная статья должна отображать не только выбранный инструментарий и полученные результаты, но и логику самого исследования или последовательность рассуждений, в результате которых получены теоретические выводы. По результатам экспериментальных исследований целесообразно описать стадии и этапы экспериментов.

Результаты. В этом разделе представлены экспериментальные или теоретические данные, полученные в ходе исследования. Результаты даются в обработанном варианте: в виде таблиц, графиков, диаграмм, уравнений, фотографий, рисунков. В этом разделе приводятся только факты. В описании полученных результатов не должно быть никаких пояснений – они даются в разделе «Обсуждение».

Обсуждение (Заключение и Выводы). В этой части статьи авторы интерпретируют полученные результаты в соответствии с поставленными задачами исследования, приводят сравнение полученных собственных результатов с результатами других авторов. Необходимо показать, что статья решает научную проблему или служит приращению нового знания. Можно объяснять полученные результаты на основе своего опыта и базовых знаний, приводя несколько возможных объяснений. Здесь излагаются предложения по направлению будущих исследований.

Список литературы (библиографический список) содержит сведения о цитируемом, рассматриваемом или упоминаемом в тексте статьи литературном источнике. В список литературы включаются только рецензируемые источники (статьи из научных журналов и монографии).

Список литературы должен иметь не менее 15 источников (из них, при наличии, не более 20 % – на собственные работы), имеющих статус научных публикаций.

Приветствуются ссылки на современные англоязычные издания (требования МНБД Scopus – 80 % цитируемых англоязычных источников).

Ссылки на неопубликованные и нетиражированные работы не допускаются. Не допускаются ссылки на учебники, учебные пособия, справочники, словари, диссертации и другие малотиражные издания.

Если описываемая публикация имеет цифровой идентификатор Digital Object Identifier (DOI), его необходимо указывать в самом конце библиографической ссылки в формате "doi: ...". Проверять наличие DOI статьи следует на сайте: <http://search.crossref.org> или <https://www.citethisforme.com>.

Нежелательны ссылки на источники более 10–15-летней давности, приветствуются ссылки на современные источники, имеющие идентификатор doi.

За достоверность и правильность оформления представляемых библиографических данных авторы несут ответственность вплоть до отказа в праве на публикацию.

Аннотация на английском языке (Abstract) в русскоязычном издании и международных базах данных является для иностранных читателей основным и, как правило, единственным источником информации о содержании статьи и изложенных в ней результатах исследований. Зарубежные специалисты по аннотации

оценивают публикацию, определяют свой интерес к работе российского ученого, могут использовать ее в своей публикации и сделать на нее ссылку, открыть дискуссию с автором.

Текст аннотации должен быть связным и информативным. При написании аннотации рекомендуется использовать Present Simple Tense. Present Perfect Tense является допустимым. Рекомендуемый объем – 200–250 слов.

Список литературы (References) для зарубежных баз данных приводится полностью отдельным блоком, повторяя список литературы к русскоязычной части. Если в списке литературы есть ссылки на иностранные публикации, то они полностью повторяются в списке, готовящемся в романском алфавите. В References совершенно недопустимо использовать российский ГОСТ 7.0.5–2008. Библиографический список представляется с переводом русскоязычных источников на латиницу. При этом применяется транслитерация по системе BSI (см. <http://ru.translit.net/?account=bsi>).

Типовые примеры описания в References приведены на сайте журнала <https://re.eltech.ru>.

Сведения об авторах

Включают для каждого автора фамилию, имя, отчество (полностью), ученую или академическую степень, ученое звание (с датами присвоения и присуждения), почетные звания (с датами присвоения и присуждения), краткую научную биографию, количество печатных работ и сферу научных интересов (не более 5–6 строк), название организации, должность, служебный и домашний адреса, служебный и домашний телефоны, адрес электронной почты. Если ученых и/или академических степеней и званий нет, то следует указать место получения высшего образования, год окончания вуза и специальность. Также требуется включать идентификационный номер исследователя ORCID (Open Researcher and Contributor ID), который отображается как адрес вида <http://orcid.org/xxxx-xxxx-xxxx-xxxx>. При этом важно, чтобы кабинет автора в ORCID был заполнен информацией об авторе, имел необходимые сведения о его образовании, карьере, другие статьи. Вариант «нет общедоступной информации» при обращении к ORCID не допускается. В сведениях следует указать автора, ответственного за прохождение статьи в редакции.

Правила оформления текста

Текст статьи подготавливается в текстовом редакторе Microsoft Word. Формат бумаги А4. Параметры страницы: поля – верхнее и нижнее 2.5 см, левое и правое 2.25 см; колонтитулы – верхний 1.5 см, нижний 2.5 см. Применение полужирного и курсивного шрифтов допустимо при крайней необходимости.

Дополнительный, поясняющий текст следует выносить в подстрочные ссылки при помощи знака сноски, а при большом объеме – оформлять в виде приложения к статье. Ссылки на формулы и таблицы даются в круглых скобках, ссылки на использованные источники (литературу) – в квадратных прямых.

Все сведения и текст статьи набираются гарнитурой "Times New Roman"; размер шрифта основного текста 11 pt, остальных сведений 10 pt; выравнивание по ширине; абзацный отступ 0.6 см; межстрочный интервал "Множитель 1.1"; автоматическая расстановка переносов.

Правила верстки списка литературы, формул, рисунков и таблиц подробно описаны на сайте <https://re.eltech.ru>.

Перечень основных тематических направлений журнала

Тематика журнала соответствует номенклатуре научных специальностей:

2.2 – Электроника, фотоника, приборостроение и связь:

- 2.2.1 – Вакуумная и плазменная электроника.
- 2.2.2 – Электронная компонентная база микро- и наноэлектроники, квантовых устройств.
- 2.2.3 – Технология и оборудование для производства материалов и приборов электронной техники.
- 2.2.4 – Приборы и методы измерения (по видам измерений).
- 2.2.5 – Приборы навигации.
- 2.2.6 – Оптические и оптико-электронные приборы и комплексы.

2.2.7 – Фотоника.

2.2.8 – Методы и приборы контроля и диагностики материалов, изделий, веществ и природной среды.

2.2.9 – Проектирование и технология приборостроения и радиоэлектронной аппаратуры.

2.2.10 – Метрология и метрологическое обеспечение.

2.2.11 – Информационно-измерительные и управляющие системы.

2.2.12 – Приборы, системы и изделия медицинского назначения.

2.2.13 – Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения.

2.2.14 – Антенны, СВЧ-устройства и их технологии.

2.2.15 – Системы, сети и устройства телекоммуникаций.

2.2.16 – Радиолокация и радионавигация.

Указанные специальности представляются в журнале следующими основными рубриками:

"Радиотехника и связь":

- Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов.
- Проектирование и технология радиоэлектронных средств.
- Телевидение и обработка изображений.
- Электродинамика, микроволновая техника, антенны.
- Системы, сети и устройства телекоммуникаций.
- Радиолокация и радионавигация.

"Электроника":

- Микро- и нанoeлектроника.
- Квантовая, твердотельная, плазменная и вакуумная электроника.
- Радиофотоника.
- Электроника СВЧ.

"Приборостроение, метрология и информационно-измерительные приборы и системы":

- Приборы и системы измерения на основе акустических, оптических и радиоволн.
- Метрология и информационно-измерительные приборы и системы.
- Приборы медицинского назначения, контроля среды, веществ, материалов и изделий.

Адрес редакционной коллегии: 197022, Санкт-Петербург, ул. Проф. Попова, д. 5 Ф, СПбГЭТУ "ЛЭТИ", редакция журнала "Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника"

Технические вопросы можно выяснить по адресу radioelectronic@yandex.ru

ФОРУМ «ПЕРСПЕКТИВНЫЕ БЕСПРОВОДНЫЕ ТЕХНОЛОГИИ»

ПБТ-2025

1 - 3 октября 2025

Россия, Санкт-Петербург, СПбГЭТУ «ЛЭТИ»

ИНФОРМАЦИОННОЕ ПИСЬМО

1 - 3 октября 2025 года в Санкт-Петербургском государственном электротехническом университете «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина) состоится Форум «ПЕРСПЕКТИВНЫЕ БЕСПРОВОДНЫЕ ТЕХНОЛОГИИ» (ПБТ-2025).
Регистрация участников с докладами **до 15 июля 2025**.

НАУЧНЫЙ ТРЕК

**VI Всероссийская научно-техническая конференция
«Антенны и Распространение Радиоволн 2025» (APP'25)**

Мероприятие предоставляет специалистам в области антенной техники, электродинамики, измерений на СВЧ и распространения радиоволн широкие возможности для представления новых научных результатов, обмена опытом и установления деловых контактов.
Труды конференции на русском языке будут опубликованы в электронном виде и распространены в день открытия конференции.
Доклады размещаются в коллекции Научной электронной библиотеки e-library.ru и индексируются библиографической базой данных научных публикаций российских ученых РИНЦ.

Тематика конференции:

- Широкополосные антенны
- Антенные решётки
- Смарт-антенны, антенны для MIMO и разнесённого приема и обработка сигналов в антенной технике
- Излучатели и элементы антенных трактов
- Измерения в антенной технике
- Исследование характеристик рассеяния и снижение радиолокационной заметности
- Антенны на основе метаматериалов, метаповерхностей и искусственных длинных линий
- Распространение радиоволн
- Антенны телекоммуникационных систем мм-, субТГц- и оптического диапазонов
- Антенны RFID и IoT

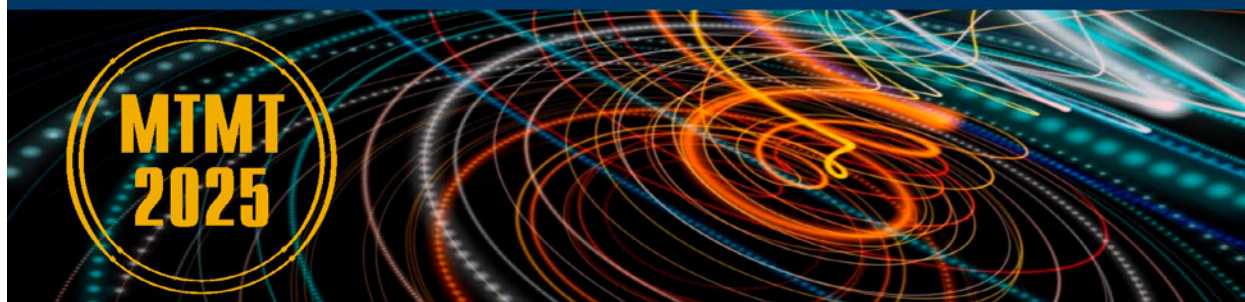
ADMINC.ETU.RU

АВТОРЕДАКТОРЫ:
Тел.: (812) 346-46-37
E-mail: IRVC.eltech@mail.ru

AWT.ETU.RU

ФОРУМ ПЕРСПЕКТИВНЫХ БЕСПРОВОДНЫХ ТЕХНОЛОГИЙ (ПБТ'25)

1-3 октября 2025



V Международная научная конференция «Antenna Design and Measurement International Conference 2025» (ADMInc'25)

Планируется поддержка Международного института инженеров электротехники и электроники IEEE (англ. Institute of Electrical and Electronic Engineers). По итогам рецензирования планируется передача англоязычных докладов для размещения в электронную библиотеку IEEE Xplore с последующей индексацией.

Тематика конференции:

- Special Session: 80 years of Faculty of Radio Engineering and Telecommunications Advanced Wireless Technologies.
- Wideband antennas
- Antenna arrays
- MIMO, smart antennas and signal processing
- Feed systems and components
- Antenna measurements
- Scattering and diffraction
- Metamaterials, artificial materials, and metasurfaces
- Wave propagation
- Mm-wave, THz and nano-optical antennas for communication systems
- RFID antennas and IoT

ADMINC.ETU.RU

Всероссийская научно-практическая конференция «Мультимодальные технологии мониторинга и телекоммуникаций» (MTMT'25)

В рамках празднования 80-летия факультета радиотехники и телекоммуникаций СПбГЭТУ «ЛЭТИ» запускается новая научно-практическая конференция, посвящённая широкому кругу вопросов связанных с технологиями мониторинга, связи и телекоммуникаций.

Труды конференции на русском языке будут опубликованы в электронном виде и распространены в день открытия конференции.

Доклады размещаются в коллекции Научной электронной библиотеки e-library.ru.

Тематика конференции:

- Системы и технологии радиомониторинга
- Радиофотонные компоненты, устройства и системы
- Цифровая обработка сигналов и приложения искусственного интеллекта в радиотехнических системах.
- Системы локации, связи и навигации
- Техническое зрение: формирование, обработка и анализ изображений

MTMT.ETU.RU

ДЕЛОВОЙ ТРЕК

3 октября 2025 года СПбГЭТУ «ЛЭТИ» приглашает представителей науки и бизнеса к содержательному диалогу на дискуссионной площадке, посвященной важнейшим аспектам развития перспективных беспроводных технологий.

КОНТАКТЫ:

Тел.: (812) 346-46-37

E-mail: IRVC.eltech@mail.ru

AWT.ETU.RU
ADMINC.ETU.RU
MTMT.ETU.RU

Известия высших учебных заведений России. **РАДИОЭЛЕКТРОНИКА**
Journal of the Russian Universities. **RADIOELECTRONICS**

Том 28 № 3 2025

Vol. 28 No. 3 2025

Научные редакторы А. М. Мончак, П. В. Апалина
Редакторы Э. К. Долгатов, И. Г. Скачек
Компьютерная верстка Е. И. Третьяковой

Science Editors A. M. Monchak, P. V. Apalina
Editors E. K. Dolgatov, I. G. Skachek
DTP Professional E. I. Tretyakova

Подписано в печать 27.06.25. Формат 60×84 1/8.

Бумага офсетная. Печать цифровая.

Уч.-изд. л. 17.94. Печ. л. 17.25. Тираж 300 экз. (1-й завод 1–150 экз.) Заказ 65.

Цена свободная.

Signed to print 27.06.25. Sheet size 60×84 1/8.

Educational-ed. liter. 17.94. Printed sheets 17.25. Number of copies 300.

Printing plant 1–150 copies. Order no. 65.

Free price.

Издательство СПбГЭТУ «ЛЭТИ»
197022, С.-Петербург, ул. Проф. Попова, 5 Ф

ETU Publishing house
5 F Prof. Popov St., St Petersburg 197022, Russia