

РОССИЙСКИЙ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ

**RUSSIAN
TECHNOLOGICAL
JOURNAL**



*Информационные системы.
Информатика.
Проблемы информационной безопасности*

*Роботизированные комплексы и системы.
Технологии дистанционного зондирования и неразрушающего контроля*

Современные радиотехнические и телекоммуникационные системы

*Микро- и нанoeлектроника.
Физика конденсированного состояния*

Аналитическое приборостроение и технологии

Математическое моделирование

*Экономика наукоемких и высокотехнологичных
предприятий и производств*

Мировоззренческие основы технологии и общества





Э Л Е К Т Р О Н Н О Е С Е Т Е В О Е И З Д А Н И Е

РОССИЙСКИЙ технологический журнал

**RUSSIAN
TECHNOLOGICAL
JOURNAL**

- Информационные системы. Информатика. Проблемы информационной безопасности
 - Роботизированные комплексы и системы. Технологии дистанционного зондирования и неразрушающего контроля
 - Современные радиотехнические и телекоммуникационные системы
 - Микро- и нанoeлектроника. Физика конденсированного состояния
 - Аналитическое приборостроение и технологии
 - Математическое моделирование
 - Экономика наукоемких и высокотехнологичных предприятий и производств
 - Мировоззренческие основы технологии и общества
- Information systems. Computer sciences. Issues of information security
 - Multiple robots (robotic centers) and systems. Remote sensing and non-destructive testing
 - Modern radio engineering and telecommunication systems
 - Micro- and nanoelectronics. Condensed matter physics
 - Analytical instrument engineering and technology
 - Mathematical modeling
 - Economics of knowledge-intensive and high-tech enterprises and industries
 - Philosophical foundations of technology and society

**Российский технологический журнал =
Russian Technological Journal
2021, том 9, № 4**

**Rossiiskii tekhnologicheskii zhurnal =
Russian Technological Journal
2021, Vol. 9, No. 4**

<https://doi.org/10.32362/2500-316X-2021-9-4>

<https://www.rtg-mirea.ru>



Электронное сетевое издание
Российский технологический журнал =
Russian Technological Journal
2021, том 9, № 4

Дата опубликования 30 июля 2021 г.

Научно-технический рецензируемый журнал освещает вопросы комплексного развития радиотехнических, телекоммуникационных и информационных систем, электроники и информатики, а также результаты фундаментальных и прикладных междисциплинарных исследований, технологических и организационно-экономических разработок, направленных на развитие и совершенствование современной технологической базы.

Периодичность: один раз в два месяца.

Журнал основан в декабре 2013 года. До 2016 года издавался под названием «Вестник МГТУ МИРЭА» (ISSN 2313-5026).

Учредитель и издатель:

федеральное государственное бюджетное
образовательное учреждение
высшего образования

«МИРЭА – Российский технологический университет»
119454, РФ, г. Москва, пр-т Вернадского, д. 78.

Журнал входит в Перечень ведущих рецензируемых научных журналов ВАК РФ, в которых должны быть опубликованы основные научные результаты диссертаций на соискание ученой степени кандидата наук и доктора наук, индексируется в РГБ, РИНЦ, elibrary, Соционет, Directory of Open Access Journals (DOAJ), Directory of Open Access Scholarly Resources (ROAD), Google Scholar, Open Archives Initiative, Ulrich's International Periodicals Directory.

Главный редактор:

Сигов Александр Сергеевич, академик РАН,
доктор физ.-мат. наук, профессор, президент ФГБОУ ВО
МИРЭА – Российский технологический университет
(РТУ МИРЭА), Москва, Россия.
Scopus Author ID 35557510600, ResearcherID L-4103-2017,
sigov@mirea.ru.

Редакция:

Зав. редакцией	к.т.н. Г.Д. Середина
Научный редактор	д.т.н., проф. Г.В. Куликов
Выпускающий редактор	А.С. Алексеенко
Технический редактор	Д.В. Кардановская

119571, г. Москва, пр-т Вернадского, 86, оф. Л-119.
Тел.: +7(495) 246-05-55 (#2-88).
E-mail: seredina@mirea.ru.

Свидетельство о регистрации СМИ Эл № ФС 77-74578
от 14.12.2018 г. выдано Федеральной службой по надзору
в сфере связи, информационных технологий и массовых
коммуникаций (Роскомнадзор).

Electronic network journal
Rossiiskii tekhnologicheskii zhurnal =
Russian Technological Journal
2021, Vol. 9, No. 4

Publication date July 30, 2021.

The peer-reviewed scientific and technical journal highlights the issues of complex development of radio engineering, telecommunication and information systems, electronics and informatics, as well as the results of fundamental and applied interdisciplinary researches, technological and economical developments aimed at the development and improvement of the modern technological base.

Periodicity: bimonthly.

The journal was founded in December 2013. The name was «Herald of MSTU MIREA» until 2016 (ISSN 2313-5026).

Founder and Publisher:

Federal State Budget
Educational Institution
of Higher Education

«MIREA – Russian Technological University»
78, Vernadskogo pr., Moscow, 119454 Russia.

The journal is included into the List of peer-reviewed science press of the State Commission for Academic Degrees and Titles of Russian Federation.

The Journal is included in RSL (Russian State Library), Russian citation index, elibrary, Socionet, Directory of Open Access Journals (DOAJ), Directory of Open Access Scholarly Resources (ROAD), Google Scholar, Open Archives Initiative, Ulrich's International Periodicals Directory.

Editor-in-Chief:

Alexander S. Sigov, Academician at the Russian Academy
of Sciences, Dr. Sci. (Phys.–Math.), Professor,
President of MIREA – Russian Technological University
(RTU MIREA), Moscow, Russia.
Scopus Author ID 35557510600, ResearcherID L-4103-2017,
sigov@mirea.ru.

Editorial staff:

Managing Editor	Cand. Sci. (Eng.) Galina D. Seredina
Scientific Editor	Dr. Sci. (Eng.), Prof. Gennadiy V. Kulikov
Executive Editor	Anna S. Alekseenko
Technical Editor	Darya V. Kardanovskaya

86, Vernadskogo pr., Moscow, 119571 Russia.
Phone: +7(495) 246-05-55 (#2-88).
E-mail: seredina@mirea.ru.

Registration Certificate Эл № ФС 77-74578,
issued in December 14, 2018 by the Federal Service for
Supervision of Communications, Information Technology, and
Mass Media of Russia.

Редакционная коллегия

Кудж Станислав Алексеевич	профессор, д.т.н., ректор РТУ МИРЭА, Москва, Россия, Scopus Author ID 56521711400, ResearcherID AAG-1319-2019, https://orcid.org/0000-0003-1407-2788 , rector@mirea.ru
Банис Юрас Йонович	профессор, хабилитированный доктор наук, проректор Вильнюсского университета, Вильнюс, Литва, Scopus Author ID 7003687871, juras.banys@ff.vu.lt
Боков Алексей Алексеевич	старший научный сотрудник, химический факультет и 4D LABS, Университет Саймона Фрейзера, Ванкувер, Британская Колумбия, Канада, Scopus Author ID 35564490800, ResearcherID C-6924-2008, http://orcid.org/0000-0003-1126-3378 , abokov@sfu.ca
Буслаева Татьяна Максимовна	профессор, д.х.н., РТУ МИРЭА, Москва, Россия, Scopus Author ID 6602442002, buslaeva@mirea.ru
Буш Александр Андреевич	профессор, д.т.н., директор Института материалов твердотельной электроники РТУ МИРЭА, Москва, Россия, Scopus Author ID 7201882802, ResearcherID R-2287-2016, http://orcid.org/0000-0003-3990-9847 , bush@mirea.ru
Вахрушев Сергей Борисович	профессор, д.ф.-м.н., заведующий лабораторией нейтронных исследований Физико-технического института им. А.Ф. Иоффе Российской академии наук (РАН), профессор кафедры Физической электроники СПбГПУ, Санкт-Петербург, Россия, Scopus Author ID 7004228594, ResearcherID A-9855-2011, http://orcid.org/0000-0003-4867-1404 , s.vakhrushev@mail.ioffe.ru
Голованова Наталья Борисовна	профессор, д.э.н., заместитель первого проректора РТУ МИРЭА, Москва, Россия, Scopus Author ID 57191447039, golovanova@mirea.ru
Гуляев Юрий Васильевич	академик РАН, член Президиума РАН, профессор, д.ф.-м.н., научный руководитель Института радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН, Москва, Россия, Scopus Author ID 35562581800, gulyaev@cplire.ru
Жуков Дмитрий Олегович	профессор, д.т.н., заведующий кафедрой интеллектуальных технологий и систем РТУ МИРЭА, Москва, Россия, Scopus Author ID 57189660218, zhukov_do@mirea.ru
Кимель Алексей Вольдемарович	профессор, к.ф.-м.н., Университет Радбауд, г. Наймерген, Нидерланды, Scopus Author ID 6602091848, ResearcherID D-5112-2012, a.kimel@science.ru.nl
Кондратенко Владимир Степанович	профессор, д.т.н., заведующий кафедрой оптических и биотехнических систем и технологий РТУ МИРЭА, Москва, Россия, Scopus Author ID 15834985700, kondratenko@mirea.ru
Крамаров Сергей Олегович	профессор, д.ф.-м.н., Сургутский государственный университет, Сургут, Россия, Scopus Author ID 56638328000, ResearcherID E-9333-2016, https://orcid.org/0000-0003-3743-6513 , mavoo@yandex.ru
Мишина Елена Дмитриевна	профессор, д.ф.-м.н., зав. специализированной учебно-научной лабораторией фемтосекундной оптики для нанотехнологий РТУ МИРЭА, Москва, Россия, Scopus Author ID 7005350309, ResearcherID D-6402-2014, http://orcid.org/0000-0003-0387-5016 , mishina@mirea.ru
Пасечник Сергей Вениаминович	профессор, д.ф.-м.н., профессор кафедры оптических и биотехнических систем и технологий РТУ МИРЭА, Москва, Россия, Scopus Author ID 6701559250, ResearcherID P-7239-2015, http://orcid.org/0000-0002-6050-2761 , pasechnik@mirea.ru
Перно Филипп	профессор, Центральная Школа г. Лилль, Франция, Scopus Author ID 7003429648, philippe.pernod@ec-lille.fr
Романов Михаил Петрович	профессор, д.т.н., директор Института кибернетики РТУ МИРЭА, Москва, Россия, Scopus Author ID 14046079000, https://orcid.org/0000-0003-3353-9945 , m_romanov@mirea.ru
Савиных Виктор Петрович	член-корр. РАН, Дважды Герой Советского Союза, д.т.н., профессор, президент Московского государственного университета геодезии и картографии (МИИГАиК), Москва, Россия, Scopus Author ID 56412838700, vp@miigaik.ru
Соколов Виктор Васильевич	профессор, д.ф.-м.н., советник по научной работе РТУ МИРЭА, Москва, Россия, Scopus Author ID 56951446700, v_sokolov@mirea.ru
Тимошенко Андрей Всеволодович	профессор, д.т.н., проректор по учебной работе РТУ МИРЭА, Москва, Россия, Scopus Author ID 56576076700, ResearcherID Y-8709-2018, timoshenko@mirea.ru
Фетисов Юрий Константинович	профессор, д.ф.-м.н., профессор кафедры нанoeлектроники РТУ МИРЭА, Москва, Россия, Scopus Author ID 7003504213, fetisov@mirea.ru
Харин Юрий Семенович	член-корр. НАН Беларуси, профессор, д.ф.-м.н., директор НИИ прикладных проблем математики и информатики Белорусского государственного университета, Минск, Беларусь, Scopus Author ID 6603832008, http://orcid.org/0000-0003-4226-2546 , kharin@bsu.by
Цветков Виктор Яковлевич	профессор, д.т.н., советник ректората РТУ МИРЭА, Москва, Россия, Scopus Author ID 56069916700, tsvetkov@mirea.ru

Editorial Board

Stanislav A. Kudzh	Dr. Sci. (Eng.), Professor, Rector of RTU MIREA, Moscow, Russia, Scopus Author ID 56521711400, ResearcherID AAG-1319-2019, https://orcid.org/0000-0003-1407-2788 , rector@mirea.ru
Juras Banys	Habilitation Doctor of Sciences, Professor, Vice-Rector of Vilnius University, Vilnius, Lithuania, Scopus Author ID 7003687871, juras.banys@ff.vu.lt
Alexei A. Bokov	Senior Research Fellow, Department of Chemistry and 4D LABS, Simon Fraser University, Vancouver, British Columbia, Canada, Scopus Author ID 35564490800, ResearcherID C-6924-2008, http://orcid.org/0000-0003-1126-3378 , abokov@sfu.ca
Tatyana M. Buslaeva	Dr. Sci. (Chem.), Professor, RTU MIREA, Moscow, Russia, Scopus Author ID 6602442002, buslaeva@mirea.ru
Alexander A. Bush	Dr. Sci. (Eng.), Professor, Director of the Institute of Materials of Solid State Electronics, RTU MIREA, Moscow, Russia, Scopus Author ID 7201882802, ResearcherID R-2287-2016, http://orcid.org/0000-0003-3990-9847 , bush@mirea.ru
Sergey B. Vakhrushev	Dr. Sci. (Phys.–Math.), Professor, Head of the Laboratory of Neutron Research, A.F. Ioffe Physico-Technical Institute of the Russian Academy of Sciences (RAS), Department of Physical Electronics of St. Petersburg Polytechnic University, St. Petersburg, Russia, Scopus Author ID 7004228594, ResearcherID A-9855-2011, http://orcid.org/0000-0003-4867-1404 , s.vakhrushev@mail.ioffe.ru
Nataliya B. Golovanova	Dr. Sci. (Econ.), Professor, Deputy First Vice-Rector of RTU MIREA, Moscow, Russia, Scopus Author ID 57191447039, golovanova@mirea.ru
Yury V. Gulyaev	Academician at the RAS, Dr. Sci. (Phys.–Math.), Professor, Supervisor of V.A. Kotelnikov Institute of Radio Engineering and Electronics of the RAS, Moscow, Russia, Scopus Author ID 35562581800, gulyaev@cplire.ru
Dmitry O. Zhukov	Dr. Sci. (Eng.), Professor, Head of the Department of Intelligent Technologies and Systems, RTU MIREA, Moscow, Russia, Scopus Author ID 57189660218, zhukov_do@mirea.ru
Alexey V. Kimel	PhD (Phys.–Math.), Professor, Radboud University, Nijmegen, Netherlands, Scopus Author ID 6602091848, ResearcherID D-5112-2012, a.kimel@science.ru.nl
Vladimir S. Kondratenko	Dr. Sci. (Eng.), Professor, Head of the Department of Optical and Biotechnical Systems and Technologies, RTU MIREA, Moscow, Russia, Scopus Author ID 15834985700, kondratenko@mirea.ru
Sergey O. Kramarov	Dr. Sci. (Phys.–Math.), Professor, Surgut State University, Surgut, Russia, Scopus Author ID 56638328000, ResearcherID E-9333-2016, https://orcid.org/0000-0003-3743-6513 , mavoo@yandex.ru
Elena D. Mishina	Dr. Sci. (Phys.–Math.), Professor, Head of the Specialized Educational and Research Laboratory of Femtosecond Optics for Nanotechnologies, RTU MIREA, Moscow, Russia, Scopus Author ID 7005350309, ResearcherID D-6402-2014, http://orcid.org/0000-0003-0387-5016 , mishina@mirea.ru
Sergey V. Pasechnik	Dr. Sci. (Phys.–Math.), Professor of the Department of Optical and Biotechnical Systems and Technologies, RTU MIREA, Moscow, Russia, Scopus Author ID 6701559250, ResearcherID P-7239-2015, http://orcid.org/0000-0002-6050-2761 , pasechnik@mirea.ru
Philippe Pernod	Professor, Dean of Research, University of Lille, Villeneuve-d'Ascq, France, Scopus Author ID 7003429648, philippe.pernod@ec-lille.fr
Mikhail P. Romanov	Dr. Sci. (Eng.), Professor, Director of the Institute of Cybernetics, RTU MIREA, Moscow, Russia, Scopus Author ID 14046079000, https://orcid.org/0000-0003-3353-9945 , m_romanov@mirea.ru
Viktor P. Savinykh	Corresponding Member of the RAS, Dr. Sci. (Eng.), Professor, President of Moscow State University of Geodesy and Cartography, Moscow, Russia, Scopus Author ID 56412838700, vp@miigaik.ru
Viktor V. Sokolov	Dr. Sci. (Phys.–Math.), Professor, Adviser on Scientific Work of RTU MIREA, Moscow, Russia, Scopus Author ID 56951446700, v_sokolov@mirea.ru
Andrey V. Timoshenko	Dr. Sci. (Eng.), Professor, Vice Rector for Academic Affairs of RTU MIREA, Moscow, Russia, Scopus Author ID 56576076700, ResearcherID Y-8709-2018, timoshenko@mirea.ru
Yury K. Fetisov	Dr. Sci. (Phys.–Math.), Professor of the Department of Nanoelectronics, RTU MIREA, Moscow, Russia, Scopus Author ID 7003504213, fetisov@mirea.ru
Yury S. Kharin	Corresponding Member of the National Academy of Sciences of Belarus, Dr. Sci. (Phys.–Math.), Professor, Director of the Institute of Applied Problems of Mathematics and Informatics of the Belarusian State University, Minsk, Belarus, Scopus Author ID 6603832008, http://orcid.org/0000-0003-4226-2546 , kharin@bsu.by
Viktor Ya. Tsvetkov	Dr. Sci. (Eng.), Professor, Councilor of the Administration of RTU MIREA, Moscow, Russia, Scopus Author ID 56069916700, tsvetkov@mirea.ru

Содержание

Юбилейный выпуск

- 7** *Васильев А.Г.*
Институту радиотехнических и телекоммуникационных систем
РТУ МИРЭА – 50 лет

Современные радиотехнические и телекоммуникационные системы

- 9** *Бабенко В.П., Битюков В.К.*
Энергетические и шумовые характеристики повышающе-понижающего преобразователя SEPIC с монополярным и биполярным выходом
- 20** *Бойков К.А., Куликов Г.В., Костин М.С.*
Радиосенсорная диагностика целостности сигналов внутрисхемной и периферийной архитектуры микропроцессорных устройств
- 28** *Воруничев Д.С., Воруничева К.Ю.*
Текущие возможности технологии прототипирования многослойных печатных плат на 3D-принтере
- 38** *Заикин Б.А., Котов А.Ф.*
Оценка эффективности алгоритмов фильтрации вектора состояния малоразмерного объекта наблюдения при аппроксимации траектории его перемещения немарковским процессом
- 49** *Иванов Д.А., Нефедов В.И.*
Двухволновые WDM-мультиплексоры на основе комбинированных волоконных структур
- 56** *Исаков В.Н., Ланкина В.С.*
Моделирование электромагнитного поля излучающей апертуры
- 68** *Коваленко А.Н., Ярлыков А.Д.*
Аналитические выражения для электродинамических параметров экранированной микрополосковой линии
- 77** *Парамонов А.А., Хоанг Ван Зунг*
Совместное использование частотно-временного разнесения и помехоустойчивого кодирования в системах радиосвязи с ППРЧ
- 85** *Подольская Е.С.*
Пространственные взаимосвязи сети автодорог и покрытия сотовой связью на основе открытых геоданных: обзор и опыт использования на примере Иркутской области
- 98** *Увайсов С.У., Черноверская В.В., Дао Ань Куан, Нгуен Ван Туан*
Алгоритм Кохонена в задачах классификации конструктивных дефектов печатных узлов

Contents

Anniversary issue

Andrey G. Vasiliev

- 7** 50th Anniversary of the Institute of Radio Engineering and Telecommunications Systems of RTU MIREA

Modern radio engineering and telecommunication systems

Valery P. Babenko, Vladimir K. Bityukov

- 9** Energy and noise characteristics of a SEPIC buck-boost converter with unipolar and bipolar output

Konstantin A. Boikov, Mikhail S. Kostin, Gennady V. Kulikov

- 20** Radiosensory diagnostics of signal integrity in-circuit and peripheral architecture of microprocessor devices

Dmitry S. Vorunichev, Kristina Yu. Vorunicheva

- 28** Current capabilities of prototyping technologies for multilayer printed circuit boards on a 3D printer

Boris A. Zaikin, Alexander F. Kotov

- 38** An estimation of efficiency of filtering algorithms of state vector of small-sized observed object with non-Markovian approximation of trajectory

Dmitry A. Ivanov, Victor I. Nefedov

- 49** Two-wavelength WDM multiplexers based on combined fiber structures

Vladimir N. Isakov, Viktoriia S. Lankina

- 56** Modeling of the electromagnetic field of radiating aperture

Alexander N. Kovalenko, Alexey D. Yarlykov

- 68** Analytical expressions for electrodynamic parameters of the shielded microstrip line

Aleksei A. Paramonov, Hoang Van Zung

- 77** Joint use of frequency-time division and antinoise coding in radio communication systems with FHSS

Ekaterina S. Podolskaia

- 85** Spatial relationships of road network and cellular coverage based on the Open Geodata: review and user case of Irkutsk Region

Saygid U. Uvaysov, Viktoriya V. Chernoverskaya, Dao An Kuan, Nguyen Van Tuan

- 98** Kohonen's algorithm in problems of classification of defects in printed circuit assemblies

Юбилейный выпуск

Anniversary issue

<https://doi.org/10.32362/2500-316X-2021-9-4-7-8>

50 лет

Институту радиотехнических и телекоммуникационных систем РТУ МИРЭА

УВАЖАЕМЫЕ ЧИТАТЕЛИ РОССИЙСКОГО ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО ЖУРНАЛА!

Вашему вниманию предлагается необычный выпуск журнала. В нем представлены статьи действующих преподавателей и ученых Института радиотехнических и телекоммуникационных систем (РТС). Это не «парадные» статьи, специально подготовленные к знаменательной дате. Нам кажется значительно более полезным представить сегодняшний мгновенный срез научной мысли наших маститых ученых и молодых, начинающих исследователей. Как и любой живой организм, Институт РТС за 50 лет своего существования переживал разные периоды: энтузиазм и творческий подъем 70–80-х годов, разочарование и озабоченность 90-х и нулевых. Современный этап развития Института связан с совершенствованием учебного процесса на основе глубокой модернизации лабораторной базы в наиболее перспективных направлениях современной радиоэлектроники. В Институте сформирован уникальный образовательный и научно-исследовательский кластер «Радиоэлектронные технологии» с самым современным оборудованием для обучения студентов и проведения научных исследований.

В лаборатории «Цифровое проектирование и моделирование радиоэлектронных средств» ведутся работы по проектированию, разработке, Spice/HDL/Mixed-Signal моделированию, а также теплофизическому, аэродинамическому, кинематическому и

электродинамическому анализу радиоэлектронных устройств.

Лаборатория «Сборка и монтаж радиоэлектронных средств» предназначена для отработки современных методов и средств монтажа, сборки, радиоизмерений, ремонта и сервисного обслуживания электронных, микроэлектронных и радиотехнических изделий, таких как Wi-Fi-, GSM/GPS/ГЛОНАСС- и RFID-модули, а также радиолокаторы, пеленгаторы, радиосенсоры и средства радиомониторинга, управляющая автоматика и механизмы системы принятия решений.

В специализированной лаборатории «Технологические процессы производства радиоэлектронных средств» разрабатываются методы стереооптического и микровизионного

контроля радиоэлектронных изделий, проводятся климатические, механические и конструкционные испытания конструктивов и сборочных единиц радиоэлектронной аппаратуры.

В лаборатории «Настройка и регулировка радиоэлектронных средств» проводятся исследования в области сигнального анализа и схемотехнического тестирования аналоговых и цифровых радиоэлектронных устройств, а также высокоточной настройки и регулировки радиотехнических параметров функциональных узлов электронных изделий для





обеспечения заданных эксплуатационных характеристик и номинальных режимов работы.

В лаборатории «3D-прототипирование и контроль многослойных печатных плат» ведутся работы по созданию технологии печатной электроники и прототипированию устройств на многослойных печатных платах, внутрисхемному контролю системой с летающими пробниками и периферийному JTAG-сканированию готовых изделий, а также используются зондовые и электрофизические методы и средства контроля радиодеталей и компонентов.

На базе новейших лабораторий недавно созданного Космоцентра студенты, аспиранты и научные сотрудники производят отработку и моделирование элементов и систем радиолокационного, радионавигационного и связного оборудования, систем мониторинга окружающего пространства.

В Институте открыты новые кафедры, необходимые для подготовки специалистов и проведения научно-исследовательских работ по направлениям современной радиоэлектроники, востребованным отечественной промышленностью:

- Кафедра радиоволновых процессов и технологий, где в учебно-научных лабораториях «Радиоволновые технологии», «Разработка и эксплуатация радиоэлектронных средств», «Радиоволновые процессы и модули СВЧ», оснащенных уникальным радиоизмерительным оборудованием, проводятся работы в области разработки, исследования и эксплуатации программно-аппаратных радиотехнических устройств и радиоволновых приложений, построенных на принципах регистрации, преобразования, анализа и цифровой обработки

сигнальных, радиофизических и электродинамических процессов, а также моделирования и прототипирования средств радиосенсорной телеметрии и радиоидентификации, радиомониторинга и радиовидения;

- Кафедра телекоммуникаций, располагающая современными средствами моделирования и расчета радиотехнических устройств, программно-определяемыми радиосистемами, современным сетевым телекоммуникационным оборудованием;
- Кафедра геоинформационных систем, ведущая образовательную и научно-исследовательскую деятельность в области геоинформационных технологий, в том числе в области разработки геоинформационных приложений и модулей, обработки и анализа пространственных данных, включая данные дистанционного зондирования Земли.

Современная радиоэлектроника – невероятно быстро развивающаяся отрасль, фактически определяющая уровень развития современного мира. Наша цель – готовить специалистов, способных жить и работать в условиях жесткого конкурентного сосуществования с ведущими мировыми разработчиками и производителями радиоэлектронных средств.

Мы опираемся на опыт сотен сотрудников Факультета, а ныне Института РТС, внесших неоценимый вклад в подготовку студентов и аспирантов нескольких поколений. Мы помним всех: выдающихся ученых и промышленников, талантливых профессоров и доцентов, трудолюбивых преподавателей и скромных лаборантов. Научные и технологические достижения прошлых лет составляют фундамент, на котором строится современная жизнь Института. Мир стремительно меняется, и чтобы соответствовать новым реалиям, необходимо уметь быстро реализовывать на практике постоянно расширяющиеся технологические возможности. Предприятиям нужны молодые специалисты, способные сразу подключаться к решению научно-производственных задач любой сложности. Профессорско-преподавательский состав Института, оснащенного самым современным лабораторным и научно-исследовательским оборудованием, делает акцент на подготовке именно таких кадров для отечественной радиоэлектронной отрасли.

А.Г. Васильев
доктор физико-математических наук,
профессор,
директор Института РТС РТУ МИРЭА

УДК 621.3.08:621.3.089.2:621.311.6

<https://doi.org/10.32362/2500-316X-2021-9-4-9-19>

НАУЧНАЯ СТАТЬЯ

Энергетические и шумовые характеристики повышающе-понижающего преобразователя SEPIC с униполярным и биполярным выходом

В.П. Бабенко,
В.К. Битюков[@]

МИРЭА – Российский технологический университет, Москва, 119454 Россия

[@] Автор для переписки, e-mail: bitukov@mirea.ru

Резюме. Повышающе-понижающий преобразователь, построенный по топологии SEPIC, имеет ряд преимуществ, которые выделяют его среди других конфигураций. Он позволяет из униполярного входного напряжения получить как униполярное, так и биполярное выходное напряжение с хорошей симметричностью между положительным и отрицательным выходными напряжениями, а также обеспечивает экономичность и схемотехническую простоту в униполярной и биполярной топологии за счет использования единственного переключателя, для управления которым возможно использовать существующие интегральные контроллеры повышающих преобразователей. Рассмотрены топологии повышающе-понижающего преобразователя SEPIC, построенного по традиционной схеме (с двумя катушками индуктивности) и по схеме на магнитосвязанных дросселях. Для анализа процессов и факторов, влияющих на эффективность работы преобразователя, выполнено схемотехническое моделирование в среде *Electronics Workbench*. Представлены результаты исследования импульсного преобразователя постоянного входного напряжения, построенного по повышающе-понижающей топологии SEPIC, в униполярное или биполярное выходное напряжение. Схемотехническое моделирование позволило уточнить характеристики коммутационных процессов, оценить уровень пульсаций входного тока и его спектральные характеристики, сформулировать рекомендации по выбору параметров элементов преобразователей и формированию сигналов управления. По результатам моделирования получены нагрузочные, регулировочные и шумовые характеристики преобразователя. Для преобразователя на дискретных и магнитосвязанных дросселях проведено исследование уровня симметричности положительного и отрицательного выходного напряжения. Дана оценка влияния индуктивностей рассеяния в преобразователях с магнитной связью индуктивных элементов. Приведены примеры практической реализации преобразователей, построенных по топологии SEPIC. Установлено, что сопротивление обмоток дросселя менее 0.5 Ом практически не сказывалось на КПД преобразователя, оставаясь порядка 0.9 в широком диапазоне токов нагрузки, а основным источником потерь преобразования являлся пассивный диодный ключ. Синхронные схемы преобразователей ряда производителей обладают большей эффективностью, но требуют более сложных контроллеров управления активными ключами с элементами защиты от сквозных токов.

Ключевые слова: DC/DC-преобразователь, повышающе-понижающий преобразователь, SEPIC, моделирование, схемотехника, униполярное и биполярное выходное напряжение, нагрузочная, регулировочная и шумовая характеристики

• Поступила: 20.01.2021 • Доработана: 26.01.2021 • Принята к опубликованию: 13.03.2021

Для цитирования: Бабенко В.П., Битюков В.К. Энергетические и шумовые характеристики повышающе-понижающего преобразователя SEPIC с униполярным и биполярным выходом. *Российский технологический журнал*. 2021;9(4):9–19. <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2021-9-4-9-19>

Прозрачность финансовой деятельности: Никто из авторов не имеет финансовой заинтересованности в представленных материалах или методах.

Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

RESEARCH ARTICLE

Energy and noise characteristics of a SEPIC buck-boost converter with unipolar and bipolar output

Valery P. Babenko,
Vladimir K. Bitukov @

MIREA – Russian Technological University, Moscow, 119454 Russia
@ Corresponding author, e-mail: bitukov@mirea.ru

Abstract. Some advantages of the SEPIC buck-boost converter makes it stand out from other configurations. It makes possible to obtain from a unipolar input voltage both unipolar and bipolar output voltage with a good symmetry between positive and negative output voltages. It also provides efficient performance as well as circuit simplicity in unipolar and bipolar topology owing to the use of a single switch which can be operated by available integrated controllers of boost converters. The article considers the topologies of a SEPIC buck-boost converter built according to the traditional scheme (with two inductors) and according to the scheme on magnetically coupled chokes. To analyze the processes and factors affecting the converter operation efficiency, a circuit simulation has been done using the Electronics Workbench. The results of the investigation of a pulsed DC converter of input voltage to unipolar or bipolar output voltage using SEPIC buck-boost topology are presented. The circuit simulation enables to specify the switching process characteristics, to estimate the ripple level of the input current and its spectral characteristics, and to develop recommendations concerning the choice of parameters of converters elements and generation of control signals. Based on the simulation results, the load, control, and noise characteristics of the converter are obtained. The level of symmetry of positive and negative output voltage is investigated for the converter on discrete and magnetically coupled chokes. The assessment of the effect of leakage inductance on converters with magnetic coupling of inductive elements is given. Examples of practical implementation of converters built according to the SEPIC topology are shown. It is found that the resistance of the choke windings, which is less than 0.5 Ohm, has practically no effect on the efficiency of the converter, retaining the factor of about 0.9 in a wide range of load currents, while the main source of conversion losses is a passive diode switch. Synchronous converter circuits of a number of manufacturers are more efficient, but require more complex controllers for active switches with elements for protection against through currents.

Keywords: DC/DC converter, buck-boost converter, SEPIC, simulation, circuitry, unipolar/bipolar output voltage, load, regulation, noise characteristics

• Submitted: 20.01.2021 • Revised: 26.01.2021 • Accepted: 13.03.2021

For citation: Babenko V.P., Bitukov V.K. Energy and noise characteristics of a SEPIC buck-boost converter with unipolar and bipolar output. *Rossiiskii tekhnologicheskii zhurnal = Russian Technological Journal*. 2021;9(4):9–19 (in Russ.). <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2021-9-4-9-19>

Financial disclosure: The authors have no a financial or property interest in any material or method mentioned.

The authors declare no conflicts of interest.

ВВЕДЕНИЕ

Импульсный преобразователь, построенный по топологии SEPIC (Single Ended Primary Inductance Convert – преобразователь с несимметрично нагруженной первичной индуктивностью), является хорошо известной разновидностью DC/DC преобразователя. В своей стандартной форме он может вырабатывать выходное напряжение той же полярности, как большее входного, так и меньшее или равное ему [1, 2]. Это делает такой преобразователь особенно полезным в приложениях с батарейным питанием, где начальное напряжение выше, а к концу разряда первичного источника электропитания становится ниже требуемого стабилизированного выходного напряжения, когда возникает необходимость обеспечить аналоговые микроэлектронные устройства, датчики, операционные усилители двумя разнополярными напряжениями, близкими по номиналу и небольшими нагрузочными токами [3].

Повышающе-понижающие преобразователи также привлекают внимание специалистов по организации низковольтных микросетей постоянного тока униполярного и биполярного типа для питания электронных устройств с использованием возобновляемых источников электроэнергии, выходное напряжение или частота которых изменяется в широких пределах [4].

Кроме того, повышающе-понижающие топологии находят применение в корректорах коэффициента мощности при разработке компактных и эффективных источников вторичного электропитания, работающих при больших пиковых входных перегрузках [5].

Традиционно понижающие-повышающие преобразователи состоят из двух секций, входной и выходной, отделенных разделительным конденсатором. Схемотехника секций содержит элементы типового понижающего, повышающего и инвертирующего преобразователя. В более простых асинхронных топологиях конверторов используется один активный ключевой элемент – транзистор и один пассивный – диод. В синхронных топологиях оба ключа активные, за счет чего достигаются лучшие характеристики устройства. Однако управление несколькими транзисторными ключами верхнего и нижнего уровня с элементами защиты от сквозных токов усложняет схемотехнику, что, конечно, отражается на стоимости.

Для получения выходного биполярного напряжения из входного униполярного интересным решением, особенно в условиях, когда напряжение питания изменяется в значительных пределах, является комбинация униполярных конверторных преобразователей неинвертирующего SEPIC и

инвертирующего Cuck, у которых входная секция идентична топологии повышающего DC/DC преобразователя [6]. Однако такое решение не единственное. Аналогичными свойствами обладает схема биполярного варианта SEPIC, являющаяся предметом исследования данной статьи.

1. СХЕМОТЕХНИКА УНИПОЛЯРНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ SEPIC

Неинвертирующий повышающе-понижающий преобразователь SEPIC, упрощенная схема которого приведена на рис. 1, представляет собой последовательно соединенные две секции, называемые входной и выходной, соответственно. Входная секция – это повышающий DC/DC преобразователь, содержащий дроссель $L1$ и активный ключ $S1$, а выходная секция представляет собой понижающий DC/DC преобразователь, содержащий в асинхронной топологии коммутируемый пассивный ключ $VD1$ (обычно диод Шоттки).

Разделительный («летающий») конденсатор $C1$, включенный между секциями, препятствует прохождению постоянного тока с входа на выход, а также участвует в накоплении энергии и ее перекачке из входной секции в выходную. Процесс преобразования электрической энергии состоит из двух сменяющих друг друга фаз: фазы накопления энергии в дросселе $L1$ входной секции, когда ключ $S1$ замкнут, и фазы перекачки запасенной в дросселе $L1$ энергии в выходную секцию ($L2$, $VD1$, $C_{\text{вых}}$) и нагрузку, когда ключ $S1$ разомкнут [2].

В первой фазе работы преобразователя, когда ключ $S1$ замкнут (положение *a*), к дросселю приложено входное напряжение $U_{\text{вх}}$, которое на интервале времени $t_{\text{вкл}}$ вызывает протекание через обмотку дросселя $L1$ линейно нарастающего тока I_{L1}^a (на рис. 1 показан сплошной линией) и накопление электромагнитной энергии в магнитном поле дросселя $L1$. При этом диод $VD1$ обратно смещен положительным напряжением $U_{\text{вых}}$, приложенным к катоду $VD1$, что поддерживает его в запертом состоянии. «Летающий» конденсатор $C1$, заряженный на предыдущей фазе с полярностью, показанной на рис. 1, разряжается током I_{L2}^a (сплошная линия) через дроссель $L2$ и замкнутый ключ $S1$, вследствие чего энергия, накопленная в конденсаторе $C1$, перекачивается в энергию дросселя $L2$.

Во второй фазе работы преобразователя, когда ключ $S1$ разомкнут (положение *b*), на интервале времени $t_{\text{выкл}}$ ЭДС самоиндукции дросселя $L2$ открывает диод $VD1$. Током I_{L2}^b (пунктирная линия) энергия дросселя $L2$ через открытый диод перекачивается в выходной конденсатор $C_{\text{вых}}$ и заряжает его.

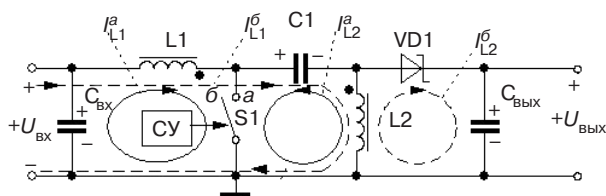


Рис. 1. Топология неинвертирующего повышающе-понижающего преобразователя SEPIC

Управление выходным напряжением и его стабилизацией выполняется схемой управления (СУ), формирующей импульсы управления активным ключом S1 с постоянным периодом T повторения импульсов

$$T = t_{\text{вкл}} + t_{\text{выкл}} = 1/f, \quad (1)$$

где f – частота следования импульсов; $t_{\text{вкл}}$ – время, когда ключ замкнут; $t_{\text{выкл}}$ – время, когда ключ разомкнут.

Коэффициент преобразования преобразователя $U_{\text{ВЫХ}}/U_{\text{ВХ}}$ зависит от коэффициента заполнения импульсной последовательности D (Duty ratio) [7]

$$\frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{D}{(1-D)}, \quad (2)$$

где

$$D = \frac{t_{\text{вкл}}}{t_{\text{вкл}} + t_{\text{выкл}}} = \frac{t_{\text{вкл}}}{T}. \quad (3)$$

Дроссели L1 и L2 в схеме рассматриваемого преобразователя могут быть выполнены как без магнитной связи между собой (рис. 1), так и с магнитной связью, когда магнитный сердечник является общим для двух и более индуктивностей (рис. 2).

Токи в фазах накопления (сплошная линия) и перекачки энергии (пунктирная линия), показанные на рис. 2, поясняют принцип работы преобразователя SEPIC на магнитосвязанных дросселях. В последнее время номенклатура электронных компонент пополнилась дросселями на значительные токи с магнитосвязанными обмотками на едином сердечнике по цене лишь немного выше, чем у сопоставимых одиночных дросселей. Причем, магнитосвязанная катушка индуктивности не только занимает меньшую площадь, но и для получения того же пульсирующего тока через обмотку индуктивности требует вдвое меньше величины индуктивности, требуемой для SEPIC с двумя отдельными дросселями [6]. Обмотки меньшей индуктивности имеют меньшее активное сопротивление, что, в свою очередь, снижает потери мощности при сохранении малых габаритных размеров [8].

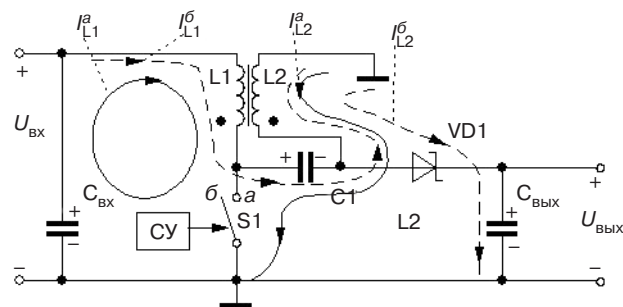


Рис. 2. Топология повышающе-понижающего преобразователя SEPIC на магнитосвязанных дросселях

Многие характеристики повышающе-понижающего преобразователя SEPIC на магнитосвязанных дросселях, например, потери на переключение транзисторов, энергетические, нагрузочные, регулировочные и шумовые характеристики преобразователя требуют дополнительного исследования [9].

Топология SEPIC выделяется рядом других преимуществ по сравнению с традиционными схемами DC/DC преобразователей понижающего и повышающего типа:

- емкостное разделение входа и выхода делает устройство менее чувствительным к короткому замыканию на выходе;
- при разомкнутом ключе S1 напряжение на выходе преобразователя SEPIC уменьшается до нуля;
- в преобразователе SEPIC используется минимальное количество активных компонентов, которые управляются простым контроллером, что удешевляет конструкцию и позволяет сэкономить место на плате;
- топологию SEPIC отличает пониженный шум при высокочастотном переключении, что снижает проблемы с электромагнитными помехами.

2. МОДЕЛИРОВАНИЕ УНИПОЛЯРНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ SEPIC

Для анализа процессов и факторов, влияющих на эффективность работы преобразователя, выполнено схемотехническое моделирование в среде *Electronics Workbench (EWB)*, что обусловлено спецификой поставленной задачи. Программа *EWB* отличается удобным, интуитивно понятным интерфейсом, имеется обширная библиотека аналоговых и цифровых электронных компонентов, в том числе мощных MOSFET транзисторов, что открывает возможность схемотехнического моделирования силовых устройств [10].

В данной работе использованы результаты ранее опубликованных работ по исследованию силовых ключей MOSFET из библиотеки *EWB* [11, 12]

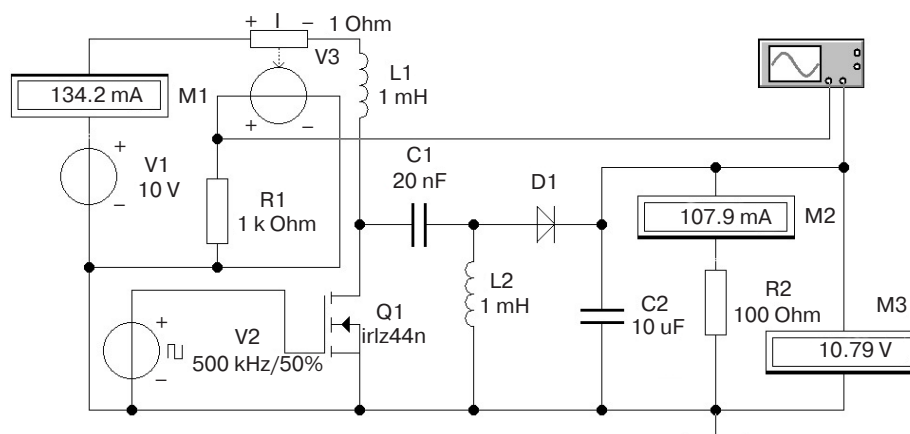


Рис. 3. Схема для моделирования униполярного преобразователя SEPIC на несвязанных дросселях

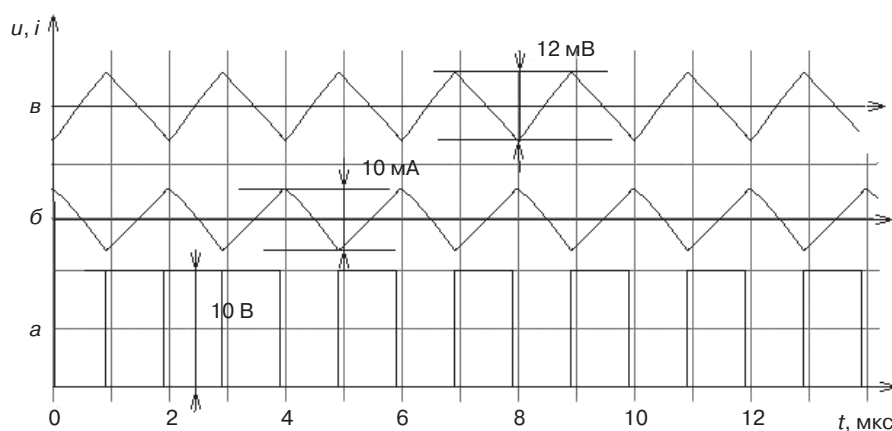


Рис. 4. Временные диаграммы: а – тактовые импульсы; б – пульсации входного тока; в – пульсации выходного напряжения

в статическом и динамическом режимах и сопоставление их с соответствующими данными Datasheet.

Схема для моделирования униполярного конвертора SEPIC на несвязанных дросселях приведена на рис. 3. Ключ Q1 (MOSFET) коммутирует ток входного источника питания V1 с частотой тактовых импульсов, задаваемых генератором V2. Выходная секция преобразователя содержит элементы L2, D1 и нагружена на резистор R2, зашунтированный конденсатором фильтра C2. Измерительными приборами M2 и M3 выполнялся контроль постоянных составляющих выходного тока и напряжения. Измерение пульсаций выходного напряжения проводилось осциллографом.

Входной ток контролировался двумя способами. Постоянная составляющая входного тока измерялась амперметром M1. Для контроля формы входного тока (пульсаций) использовался преобразователь ток-напряжение V3 (Current Controlled Voltage Source), обеспечивающий преобразование тока, протекающего через датчик тока в напряжение на резисторе R1 относительно «земли», пропорциональное измеряемому току, которое регистрировалось осциллографом.

На рис. 4 приведены осциллограммы сигналов. Согласно Datasheet, n -канальный транзистор Q1 типа IRLZ44N из библиотеки NTRNL (Infineon Technologies) имеет пороговое напряжение на затворе, равное 2 В. Но для полного отпирания транзистора требуется напряжение на затворе порядка 10 В [10], что обеспечивается установкой опций генератора импульсов V2 (рис. 3).

Выходное напряжение содержит постоянную составляющую выходного напряжения около $U_{\text{ВЫХ}} = 10$ В, измерение которого выполнялось вольтметром M3. Форма пульсаций выходного напряжения (график в рис. 4), регистрируемая осциллографом, зависела от тока нагрузки и емкости конденсатора выходного фильтра. При параметрах, указанных на схеме, уровень пульсаций выходного напряжения порядка $U_{\text{ВЫХ}} = 12$ мВ (при выходном напряжении около $U_{\text{ВЫХ}} = 10$ В). Входной ток преобразователя также содержит две компоненты: постоянную $I_{\text{ВХ}} =$ и пульсирующую $I_{\text{ВХ}} \sim$. Установлено, что постоянная составляющая входного тока $I_{\text{ВХ}} =$, измеряемая амперметром M1, равна 134 мА, а пульсирующая составляющая входного тока $I_{\text{ВХ}} \sim$ на частоте тактовых импульсов не превышала 10 мА (график б рис. 4).

Спектр гармоник входного тока I_{BX} , полученный при моделировании в режиме Analysis Fourier, приведен на рис. 5. Результаты моделирования показали, что амплитуда первой гармоники пульсирующего входного тока относительно невелика (3.5 мА) по сравнению с постоянной составляющей входного тока (134 мА).

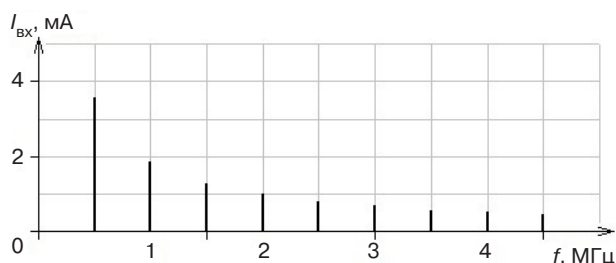


Рис. 5. Спектр гармоник входного тока

Основная шумовая компонента входного тока сосредоточена в первой гармонике (рис. 5) на частоте коммутации $f = 500$ кГц, что упрощает требования к входному фильтру.

К сожалению, рассмотренный DC/DC преобразователь, построенный по топологии SEPIC, требует наличия двух катушек индуктивности, что увеличивает массогабаритные параметры источника вторичного электропитания.

Эффективность униполярного SEPIC с магнитосвязанными дросселями исследовалась на схеме, приведенной на рис. 6.

При моделировании магнитосвязанных индуктивностей L1 и L2 использован компонент EWB – T1 Nonlinear Transformer, позволяющий оптимизировать индуктивности рассеивания обмоток. Количество витков обмоток выбрано одинаковое и равное 10. В остальном схема похожа на предыдущую, показанную на рис. 3. При сильной связи между обмотками, когда в опциях индуктивность

рассеивания каждой обмотки выбиралась менее 1 мкГн, на входном токе преобразователя по сигналу с преобразователя ток-напряжение V3, контролируемому осциллографом, наблюдались короткие импульсы входного тока значительной амплитуды, указывающие на колебательные переходные процессы при переключении. При индуктивности рассеивания более 5 мкГн импульсные пульсации входного тока исчезали и форма тока I_{BX} приобретала вид, показанный на графике б рис. 4. Остальные осциллограммы также соответствовали ранее рассмотренным диаграммам (рис. 4).

Нагрузочная характеристика, представляющая зависимость выходного напряжения $U_{ВЫХ}$ от силы тока нагрузки I_H , показана на кривой а рис. 7. Видно, что при токах нагрузки в диапазоне от 50 до 500 мА она имеет падающий характер, соответствующий выходному (динамическому) сопротивлению преоб-

$$R_i = \left| \frac{\Delta U_{ВЫХ}}{\Delta I_H} \right| \approx 15 \text{ Ом.}$$

Регулировочная характеристика (зависимость выходного напряжения от коэффициента заполнения импульсов D), приведенная на кривой б рис. 7, получена вариацией параметра Duty Cycle генератора импульсов V2, соответствует с достаточной точностью выражению (2).

3. СХЕМОТЕХНИКА БИПОЛЯРНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ SEPIC

Используя свойства магнитосвязанных дросселей, схему импульсного преобразователя напряжения с топологией SEPIC путем добавления нескольких пассивных компонентов можно преобразовать в схему биполярного симметричного источника напряжения, упрощенная схема которого показана на рис. 8.

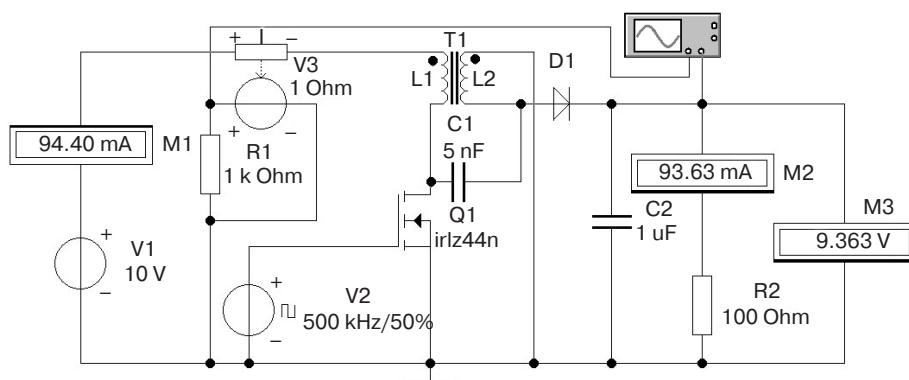


Рис. 6. Схема моделирования униполярного преобразователя SEPIC на магнитосвязанных индуктивностях

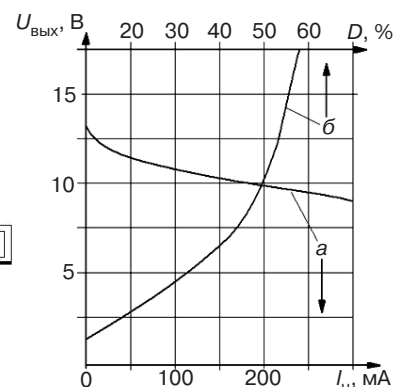


Рис. 7. Характеристики униполярного преобразователя SEPIC: а – нагрузочная; б – регулировочная

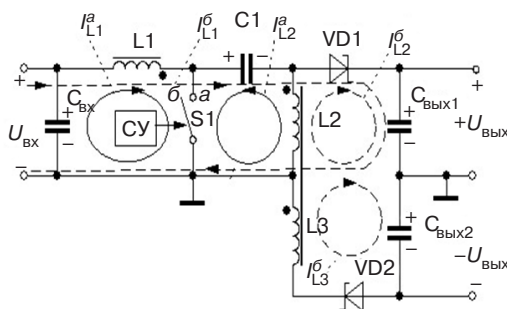


Рис. 8. Топология биполярного преобразователя SEPIC

Как и в схеме униполярного SEPIC, в рассматриваемой схеме при замыкании ключа S1 током I_{L1}^a электромагнитная энергия накапливается в дросселе L1. При этом конденсатор C1 разряжается через замкнутый ключ S1 и перекачивает энергию в дроссели L2 и L3, выполненные на общем магнитном сердечнике. В этой фазе диоды VD1 и VD2 обратны смещены напряжением на выходных конденсаторах $C_{ВЫХ1}$ и $C_{ВЫХ2}$. Как и в предыдущих схемах, токи обозначены: при замкнутом ключе S1 – сплошной линией, а при разомкнутом – пунктиром.

При размыкании ключа энергия, запасенная в дросселях L2 и L3, через диодные ключи VD1 и VD2 перекачивается в биполярную нагрузку и конденсаторы $C_{ВЫХ1}$ и $C_{ВЫХ2}$ выходных фильтров.

Основным преимуществом рассматриваемой конфигурации является возможность реализовать биполярный канал постоянного тока только с одним управляемым переключателем и, что немаловажно, нижнего уровня. Это упрощает и удешевляет реализацию его схемы управления, позволяя использовать богатый ассортимент микросхем управления повышающих DC/DC преобразователей, выпускаемыми фирмами Texas Instruments¹, National

¹ URL: www.ti.com, дата обращения 11.01.2021. [URL: www.ti.com. Accessed January 11, 2021.]

Semiconductor², Maxim-Dallas³, Linear Technology⁴ и On Semiconductor⁵.

4. МОДЕЛИРОВАНИЕ БИПОЛЯРНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ SEPIC

Схема моделирования биполярного повышающе-понижающего DC/DC преобразователя, построенного по топологии SEPIC, приведена на рис. 9.

Дроссели L2 и L3 являются магнитосвязанными и выполнены на базе компонента EWB Nonlinear Transformer T1 с одинаковыми обмотками с количеством витков, равным 10. При моделировании в опциях трансформатора можно варьировать сопротивление обмоток, причем величина сопротивления менее 0.5 Ом не влияла на выходное напряжение. Нагрузкой неинвертирующего выхода является резистор R2 с измерительными приборами M2 и M3, а инвертирующего – R3 с измерительными приборами M4 и M5. Ключ Q1 (n-канальный MOSFET) коммутирует ток входного источника питания V1 с частотой тактовых импульсов 500 кГц, задаваемых генератором V2. Входная секция включает транзисторный ключ Q1 и дроссель L1. Выходная секция положительного канала $U_{ВЫХ+}$ выполнена на элементах L2, D1, C2. Выходная секция отрицательного канала $U_{ВЫХ-}$ – на элементах L3, D2, C3. Входная секция отделена по постоянному току от выходных секций разделительным конденсатором C1. Измерительными приборами M2...M5 выполняется контроль постоянных составляющих выходного тока и напряжения. Форма пульсаций входного

² URL: www.national.com, дата обращения 11.01.2021. [URL: www.national.com. Accessed January 11, 2021.]

³ URL: www.maxim-ic.com, дата обращения 11.01.2021. [URL: www.maxim-ic.com. Accessed January 11, 2021.]

⁴ URL: www.linear.com, дата обращения 11.01.2021. [URL: www.linear.com. Accessed January 11, 2021.]

⁵ URL: www.onsemi.com, дата обращения 11.01.2021. [URL: www.onsemi.com. Accessed January 11, 2021.]

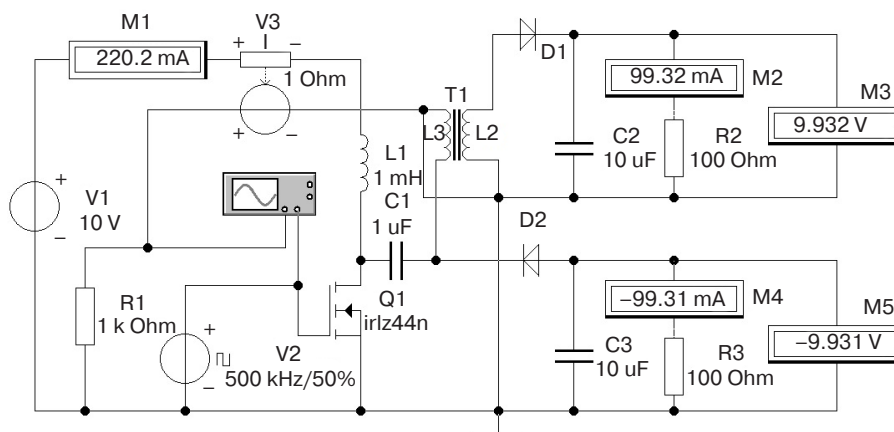


Рис. 9. Схема моделирования биполярного преобразователя SEPIC на магнитосвязанных индуктивностях

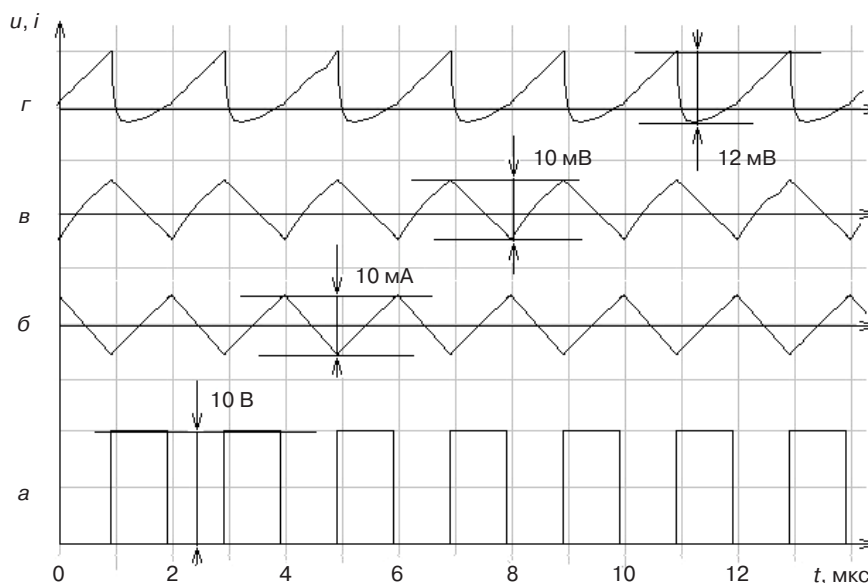


Рис. 10. Осциллограммы биполярного преобразователя SEPIC:

а – тактовые импульсы; б – пульсации входного тока; в – пульсации выходного напряжения положительного канала $+U_{\text{Вых}}$; г – пульсации выходного напряжения отрицательного канала $-U_{\text{Вых}}$

тока, как и в предыдущей схеме, контролировалась осциллографом с помощью преобразователя ток-напряжение V3.

На рис. 10 показаны осциллограммы тока и напряжений, иллюстрирующие работу биполярного преобразователя SEPIC на магнитосвязанных индуктивностях. Уровень пульсаций входного тока $I_{\text{ВХ} \sim}$ (график б рис. 10) в значительной степени зависел от индуктивности дросселя L1.

При небольшой индуктивности дросселя L1 ($L1 = 0.1$ мГн) величина пульсаций входного тока составляла $I_{\text{ВХ} \sim} = 100$ мА, что является заметной частью постоянной составляющей входного тока $I_{\text{ВХ}} = 220$ мА (вольтметр M1). Но при увеличении индуктивности дросселя L1 в десять раз (до $L1 = 1$ мГн) пульсации входного тока снижались также в десять раз до $I_{\text{ВХ} \sim} = 10$ мА. При этом оставались неизменными как входной ток $I_{\text{ВХ}}$, так и выходное напряжение положительного и отрицательного канала. Уровень пульсаций выходного напряжения (рис. 10, графики в, г) определялся сопротивлениями резисторов нагрузки R2 и R3 и емкостью выходных фильтров C2 и C3.

Нагрузочная и регулировочная характеристики биполярного преобразователя полностью соответствовали характеристикам униполярного преобразователя, приведенным на рис. 7.

Биполярная схема преобразователя SEPIC (рис. 9) при изменении силы тока нагрузки в широких пределах имеет хорошую симметричность между двумя выходными напряжениями $+U_{\text{ВХ}}$ и $-U_{\text{ВХ}}$. Разность абсолютных значений выходного напряжения не превышала 0.01 В, что соответствовало относительной симметричности 0.01%. Следует учитывать, что обе индуктивности L2 и L3 должны иметь хорошую

магнитную связь и малую индуктивность рассеивания, чтобы избежать «звона» на обмотках трансформатора T1.

Эффективность биполярного преобразователя в значительной степени определялась потерями на диодах VD1 и VD2. В широком диапазоне выходных токов КПД составлял около 90%, несколько понижаясь до 80% с уменьшением токов нагрузки менее 10 мА. Сопротивление обмоток трансформатора менее 0.5 Ом практически не сказывалось на величине КПД преобразователя.

5. ПРИМЕРЫ ПРАКТИЧЕСКОЙ РЕАЛИЗАЦИИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ SEPIC

Преобразователи SEPIC, как и обычные понижающие-повышающие аналоги, поставляются рядом фирм-поставщиков электронных компонент на основе модульных микросхем управления питанием. Эти модули объединяют ключевые компоненты импульсного стабилизатора в одну микросхему, что упрощает инженерное проектирование схем. Обычно такие модули не включают в себя катушки индуктивности и конденсаторы. Поэтому при проектировании устройств с SEPIC целесообразно выполнять в полном объеме указания производителя по применению соответствующих внешних компонент.

Для конфигураций униполярного преобразователя SEPIC (рис. 11) Linear Technology рекомендует модуль маломощного повышающего DC/DC преобразователя LT3467, который обеспечивает преобразование входного напряжения $U_{\text{ВХ}} = 2.4 \dots 16.0$ В в выходное напряжение $U_{\text{ВЫХ}} = 3 \dots 40$ В при максимальном токе 1.1 А и КПД около 90% [13].

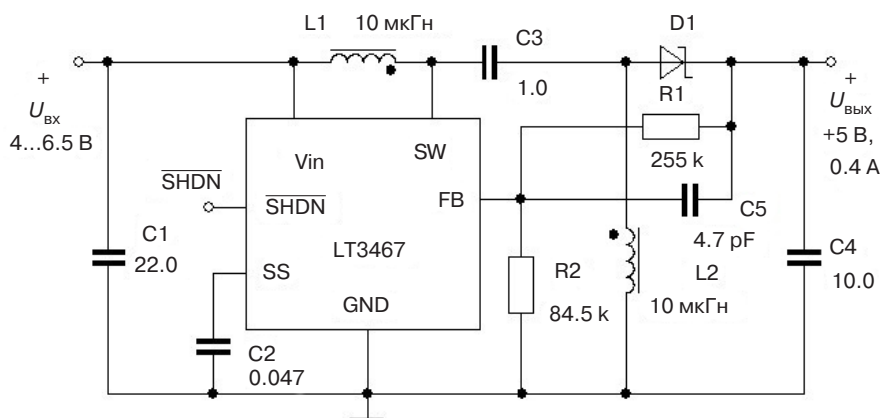


Рис. 11. Практическая реализация униполярного повышающе-понижающего преобразователя SEPIC

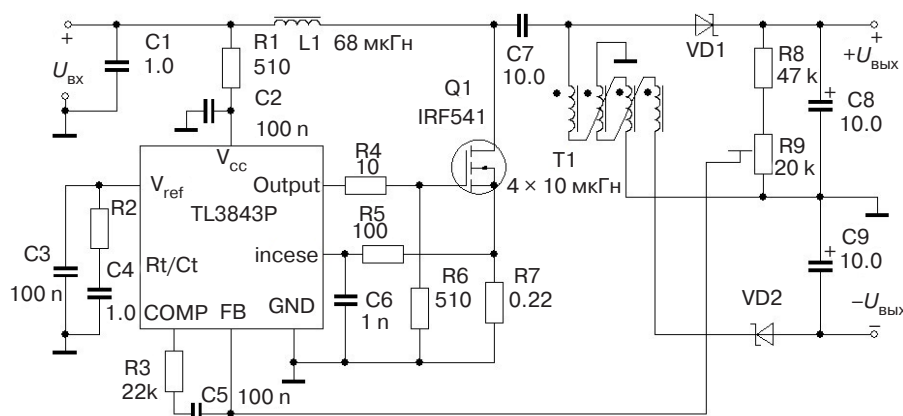


Рис. 12. Практическая реализация биполярного преобразователя SEPIC

Выходное напряжение регулируется выбором коэффициента деления резистивного делителя $R1R2$ в цепи отрицательной обратной связи. Устойчивая работа преобразователя во всем диапазоне выходных напряжений поддерживается корректирующим конденсатором $C5$.

Аналогичное решение построения униполярного SEPIC предлагает Texas Instruments на базе контроллера TPS61170 [6, 14]. Этот модуль имеет похожий диапазон выходного напряжения от 3 до 38 В при входном напряжении от 3 до 18 В. Устройство работает на фиксированной частоте 1.2 МГц и может обеспечить на выходе ток до 1.2 А при КПД около 90%.

В работе [15] рассмотрен вариант построения биполярного преобразователя с топологией SEPIC на базе ШИМ контроллера повышающего преобразователя TL3843P (Texas Instruments), схема включения которого приведена на рис. 12.

Внешний ключевой транзистор $Q1$ имеет токовое управление за счет сигнала протекания тока стока через резистор $R7$. Стабилизация и регулировка выходного напряжения по обоим каналам осуществляется за счет отрицательной обратной связи с резистивного делителя $R8R9$ выходного напряжения $+U_{\text{ВЫХ}}$. Несмотря на то, что стабилизация

реализована только в положительном канале, в обоих каналах в широком диапазоне выходных токов обеспечивается хорошая перекрестная стабилизация обоих выходных напряжений. Несимметрия выходных напряжений не превышала 0.1%. В качестве магнитосвязанных индуктивностей использован типовой четырехобмоточный трансформатор $T1$ с индуктивностью каждой обмотки 10 мкГн.

ВЫВОДЫ

Среди многообразия преобразователей для устройств с батарейным питанием повышающе-понижающий преобразователь SEPIC имеет ряд преимуществ, которые выделяют его среди других конфигураций:

- позволяет из униполярного входного напряжения получить как униполярное, так и биполярное выходное напряжение с хорошей симметричностью между положительным и отрицательным выходными напряжениями. Разность абсолютных значений выходного напряжения при выходном токе до 300 мА не превышала 0.01 В, что соответствовало относительной симметричности положительного и отрицательного выходов 0.01%;

- обеспечивает экономичность и простоту в униполярной и биполярной топологии за счет использования единственного переключателя, для управления которым можно использовать существующие интегральные контроллеры повышающих преобразователей;
- проведенное моделирование позволило уточнить влияние параметров на нагрузочную, регулировочную и шумовую характеристики преобразователей. Измеренное выходное сопротивление каждого канала преобразователя составляло 15 Ом при изменении тока нагрузки до 0.3 А;
- низкий уровень пульсаций входного тока, который является основным источником шумов и помех, составляет порядка 10 мА при входном токе 220 мА, из них лишь 3.5 мА приходится на первую гармонику частоты коммутации. Это упрощает задачу входной фильтрации, снижает величину емкости входного фильтра;

- характеристики униполярного и биполярного преобразователя практически идентичны при реализации на дросселях многообмоточных магнитосвязанных и однообмоточных без магнитной связи;
- моделирование показало, что сопротивление обмоток дросселя менее 0.5 Ом практически не сказывалось на величине КПД преобразователя, оставаясь порядка 0.9 в широком диапазоне токов нагрузки, а основным источником потерь преобразования являлся пассивный диодный ключ. Синхронные схемы преобразователей ряда производителей обладают большей эффективностью, но требуют более сложных контроллеров управления активными ключами с элементами защиты от сквозных токов.

Вклад авторов. Все авторы в равной степени внесли свой вклад в исследовательскую работу.

Authors' contribution. All authors equally contributed to the research work.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Лукин А.В., Кастров М.Ю., Малышков Г.М. и др. *Преобразователи напряжения силовой электроники*. М.: Радио и связь; 2004. 416 с. ISBN 5-256-01680-6
2. Битюков В.К., Симачков Д.С., Бабенко В.П. *Источники вторичного электропитания*: 4-е изд., перераб. и доп. М.: Инфра-Инженерия; 2020. 376 с.
3. Иоффе Д. Разработка импульсного преобразователя напряжения с топологией SEPIC. *Компоненты и технологии*. 2006;9(62):126–132.
4. Ferrera M.B., Duran E., Marques J.M.A., Litran S.P. A SEPIC-Cuk combination converter for bipolar DC microgrid applications. In: *IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*. 2015, p. 884–889. <https://doi.org/10.1109/ICIT.2015.7125209>
5. Кастров М.Ю., Соловьев И.Н. Трехфазный выпрямитель с коррекцией коэффициента мощности на основе преобразователя SEPIC, работающего в режиме непрерывных токов. *Практическая силовая электроника*. 2010;4(40):5–12.
6. Falin J. Designing DC/DC converters based on SEPIC topology. *Analog Applications Journal*. 2008;4Q:18–21. URL: <https://www.ti.com/lit/an/slyt309/slyt309.pdf>
7. Томсетт К. Улучшенная топология для формирования биполярного питания из одного входного напряжения. *Электронные компоненты*. 2012;3:67–73.
8. Макаренко В. О применении связанных катушек индуктивности в DC/DC-преобразователях. *Электронные компоненты и системы*. 2013;8:24–29. URL: http://www.ekis.kiev.ua/UserFiles/Image/pdfArticles/8_2013/Inductors_in_rising_DC-DC_part1_EKIS_8_2013-3.pdf
9. Беттен Д. Преимущества DC/DC-преобразователей топологии SEPIC со связанными индуктивностями. *Журнал по применению аналоговых компонентов*. 2011;2Q:14–17. URL: <https://www.ti.com/lit/an/rust018/rust018.pdf>

REFERENCES

1. Lukin A.V., Kastrov M.Yu., Malyshkov G.M., et al. *Preobrazovateli napryazheniya silovoi elektroniki (Power electronics voltage converters)*. Moscow: Radio i Svyaz'; 2004. 416 p. (in Russ.). ISBN 5-256-01680-6
2. Bityukov V.K., Simachkov D.S., Babenko V.P. *Istochniki vtorichnogo elektropitaniya (Secondary power supply sources)*: 4th ed. Moscow: Infra-Inzheneriya; 2020. 376 p. (in Russ.).
3. Ioffe D. Development of a ripple voltage converter using SEPIC topology. *Komponenty i Tekhnologii = Components & Technologies*. 2006;9(62):126–132 (in Russ.).
4. Ferrera M.B., Duran E., Marques J.M.A., Litran S.P. A SEPIC-Cuk combination converter for bipolar DC microgrid applications. In: *IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*. 2015, p. 884–889. <https://doi.org/10.1109/ICIT.2015.7125209>
5. Kastrov M.Yu., Solov'ev I.N. Three-phase rectifier with power factor correction based on SEPIC converter operating in continuous current mode. *Prakticheskaya Silovaya Elektronika = Practical Power Electronics*. 2010;4(40):5–12 (in Russ.).
6. Falin J. Designing DC/DC converters based on SEPIC topology. *Analog Applications Journal*. 2008;4Q:18–21. Available from URL: <https://www.ti.com/lit/an/slyt309/slyt309.pdf>
7. Tomsett K. Improved topology to generate bipolar power from a single output voltage. *Elektronnye Komponenty = Electronic Components*. 2012;3:67–73 (in Russ.).
8. Makarenko V. Application of related inductors in the DC/DC converters. *Elektronnye Komponenty i Sistemy = Electronic Components and Systems*. 2013;8:24–29 (in Russ.). Available from URL: http://www.ekis.kiev.ua/UserFiles/Image/pdfArticles/8_2013/Inductors_in_rising_DC-DC_part1_EKIS_8_2013-3.pdf
9. Betten J. Benefits of a coupled-inductor SEPIC converter. *Zhurnal po primeneniyu analogovykh komponentov = Analog Applications Journal*. 2011;2Q:14–17 (in Russ.). Available from URL: <https://www.ti.com/lit/an/rust018/rust018.pdf>

10. Бабенко В.П., Битюков В.К. Имитационное моделирование процессов переключения силовых полевых транзисторов в программе Electronics Workbench. *Радиотехника и электроника*. 2019;64(2):199–205. <https://doi.org/10.1134/S0033849419020025>
11. Бабенко В.П., Битюков В.К., Кузнецов В.В., Симачков Д.С. Моделирование статических и динамических потерь в MOSFET-ключках. *Российский технологический журнал*. 2018;6(1):20–39. <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2018-6-1-20-39>
12. Бабенко В.П., Битюков В.К., Симачков Д.С. Схемотехническое моделирование DC/DC-преобразователей. *Информационно-измерительные и управляющие системы*. 2016;14(11):69–82.
13. Keeping S. The SEPIC option for battery-power management. Digi-Key Electronics. URL: <https://www.digikey.gr/en/articles/the-sepic-option-for-battery-power-management>
14. Raghavendra K., Zeb K., Muthusamy A., et al. A comprehensive review of DC–DC converter topologies and modulation strategies with recent advances in solar photovoltaic systems. *Electronics*. 2020;9(1):31. <https://doi.org/10.3390/electronics9010031>
15. Plasoianu Gh. Два варианта преобразователя SEPIC. *Радиолоцман*. 2019;96:64–66.
10. Babenko V.P., Bityukov V.K. Simulation of switching of high-power FETs using the Electronics Workbench Software. *Journal of Communications Technology and Electronics*. 2019;64(2):176–181. <https://doi.org/10.1134/S1064226919020025> [Babenko V.P., Bityukov V.K. Imitatsionnoe modelirovanie protsessov pereklyucheniya silovykh polevykh tranzistorov v programme Electronics Workbench. *Radiotekhnika i elektronika = Journal of Communications Technology and Electronics*. 2019;64(2):199–205 (in Russ.).]
11. Babenko V.P., Bityukov V.K., Kuznetsov V.V., Simachkov D.S. Simulation of static and dynamic losses in MOSFET switches. *Rossiiskii tekhnologicheskii zhurnal = Russian Technological Journal*. 2018;6(1):20–39 (in Russ.). <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2018-6-1-20-39>
12. Babenko V.P., Bityukov V.K., Simachkov D.S. Circuit simulation of DC/DC converters. *Informatsionno-Izmeritel'nye i Upravlyayushchie Sistemy = Information-measuring and Control Systems*. 2016;14(11):69–82 (in Russ.).
13. Keeping S. The SEPIC option for battery-power management. Digi-Key Electronics. Available from URL: <https://www.digikey.gr/en/articles/the-sepic-option-for-battery-power-management>
14. Raghavendra K., Zeb K., Muthusamy A., et al. A comprehensive review of DC–DC converter topologies and modulation strategies with recent advances in solar photovoltaic systems. *Electronics*. 2020;9(1):31. <https://doi.org/10.3390/electronics9010031>
15. Plasoianu Gh. Two variations on the SEPIC converter. *Radiolotsman = Radio Locman*. 2019;96:64–66 (in Russ.).

Об авторах

Бабенко Валерий Павлович, к.т.н., доцент, кафедра радиоволновых процессов и технологий Института радиотехнических и телекоммуникационных систем ФГБОУ ВО «МИРЭА – Российский технологический университет» (119454, Россия, Москва, пр-т Вернадского, д. 78). E-mail: vbabenko16091940@gmail.com.

Битюков Владимир Ксенофонович, д.т.н., профессор, кафедра радиоволновых процессов и технологий Института радиотехнических и телекоммуникационных систем ФГБОУ ВО «МИРЭА – Российский технологический университет» (119454, Россия, Москва, пр-т Вернадского, д. 78). E-mail: bitukov@mirea.ru. ResearcherID Y-8325-2018, Scopus Author ID 6603797260, <https://orcid.org/0000-0001-6448-8509>

About the authors

Valery P. Babenko, Cand. Sci. (Eng.), Associate Professor, Department of Radio Wave Processes and Technology, Institute of Radio Engineering and Telecommunication Systems, MIREA – Russian Technological University (78, Vernadskogo pr., Moscow, 119454 Russia). E-mail: vbabenko16091940@gmail.com.

Vladimir K. Bityukov, Dr. Sci. (Eng.), Professor, Department of Radio Wave Processes and Technology, Institute of Radio Engineering and Telecommunication Systems, MIREA – Russian Technological University (78, Vernadskogo pr., Moscow, 119454 Russia). E-mail: bitukov@mirea.ru. ResearcherID Y-8325-2018, Scopus Author ID 6603797260, <https://orcid.org/0000-0001-6448-8509>

Современные радиотехнические и телекоммуникационные системы

Modern radio engineering and telecommunication systems

УДК 004.052.42 + 537.862

<https://doi.org/10.32362/2500-316X-2021-9-4-20-27>

НАУЧНАЯ СТАТЬЯ

Радиосенсорная диагностика целостности сигналов внутрисхемной и периферийной архитектуры микропроцессорных устройств

К.А. Бойков[®],
М.С. Костин,
Г.В. Куликов

МИРЭА – Российский технологический университет, Москва, 119454 Россия

[®] Автор для переписки, e-mail: nauchnyi@yandex.ru

Резюме. Впервые разработан и представлен пассивный метод радиосенсорной диагностики целостности сигналов микропроцессорных устройств, основанный на регистрации электрической составляющей ближнего поля электромагнитных излучений, индуцируемых вследствие тактового формирования (непостоянства) импульсной характеристики цифровой цепи, обусловленной динамической перестройкой активной конфигурации ее внутрисхемной и периферийной архитектуры. Показано, что реальное излучение есть суперпозиция полей излучателей активной архитектуры микропроцессора, у каждого из которых своя импульсная и амплитудно-частотная характеристика со своими пиками и провалами, резонансами и возбуждениями. Представлено выражение для свободной составляющей при колебательном характере процесса перераспределения энергии между реактивными накопителями, зависящей от значений емкостей подзатворных диэлектриков МДП-транзисторов, барьерных и диффузионных емкостей p - n переходов, индуктивностей и омических сопротивлений элементов цепи и схемы их архитектурного соединения. Подготовлен и проведен эксперимент по методу пассивной радиоволновой технической диагностики микропроцессорных устройств на специально разработанном тестовом образце с известным алгоритмом выполнения команд. Представлены результаты регистрации серий сигнальных радиопрофилей при запуске образца цифрового устройства и проведена корреляционная оценка воспроизводимости эксперимента. Доказано, что на реперном сигнальном радиопрофиле формируются временные интервальные переходы свободных осцилляций, соответствующие обращению микроконтроллера к периферии по алгоритму командного функционирования образца. Показана возможность получения подробной информации о характере периферийной нагрузки и ее работоспособности посредством исследования соответствующих участков реперного сигнального радиопрофиля. Установлено, что на регистрируемых радиоизображениях четким образом идентифицируются спектрально-временные фреймы программно-аппаратного функционирования исследуемого цифрового устройства.

Ключевые слова: техническая диагностика, радиосенсорное сканирование, сигнальный радиопрофиль, микропроцессорное устройство, внутрисхемная архитектура, периферийная архитектура, целостность сигналов, электромагнитное излучение, свободные колебания

• Поступила: 23.03.2021 • Доработана: 05.04.2021 • Принята к опубликованию: 12.04.2021

Для цитирования: Бойков К.А., Костин М.С., Куликов Г.В. Радиосенсорная диагностика целостности сигналов внутрисхемной и периферийной архитектуры микропроцессорных устройств. *Российский технологический журнал*. 2021;9(4):20–27. <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2021-9-4-20-27>

Прозрачность финансовой деятельности: Никто из авторов не имеет финансовой заинтересованности в представленных материалах или методах.

Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

RESEARCH ARTICLE

Radiosensory diagnostics of signal integrity in-circuit and peripheral architecture of microprocessor devices

Konstantin A. Boikov[@],
Mikhail S. Kostin,
Gennady V. Kulikov

MIREA – Russian Technological University, Moscow, 119454 Russia

[@] Corresponding author, e-mail: nauchnyi@yandex.ru

Abstract. For the first time, a passive method for radiosensor diagnostics of the integrity of signals from microprocessor devices was developed and presented. The method is based on the registration of the electrical component of the near field of electromagnetic radiation induced as a result of the clock formation (variability) of the impulse response of a digital circuit caused by the dynamic restructuring of the active configuration of its in-circuit and peripheral architecture. It is shown that real radiation is a superposition of fields of emitters of the active architecture of a microprocessor, each of which has its own impulse and amplitude-frequency characteristics with its own peaks and dips, resonances and excitations. An expression of the free component is presented for the oscillatory nature of the process of energy redistribution between reactive storage devices, which depends on the capacitances of the gate dielectrics of MIS transistors, barrier and diffusion capacities of *p-n* junctions, inductances and ohmic resistances of circuit elements and the scheme of their architectural connection. An experiment was prepared and carried out on the method of passive radio-wave technical diagnostics of microprocessor devices on a specially developed test sample with a known command execution algorithm. The results of registration of a series of signal radio profiles when starting a sample of a digital device are presented, and a correlation assessment of the reproducibility of the experiment is carried out. It is proved that time interval transitions of free oscillations are formed on the reference signal radio profile. These transitions correspond to the microcontroller's reference to the periphery according to the algorithm of the command functioning of the sample. The possibility of obtaining detailed information about the nature of the peripheral load and its performance by examining the corresponding sections of the reference signal radio profile is shown. It was found that the spectral-time frames of the software and hardware functioning of the digital device under study are clearly identified on the recorded radio images.

Keywords: technical diagnostics, radio sensor scanning, signal radio profile, microprocessor device, in-circuit architecture, peripheral architecture, signal integrity, electromagnetic radiation, free oscillations

• Submitted: 23.03.2021 • Revised: 05.04.2021 • Accepted: 12.04.2021

For citation: Boikov K.A., Kostin M.S., Kulikov G.V. Radiosensory diagnostics of signal integrity in-circuit and peripheral architecture of microprocessor devices. *Rossiiskii tekhnologicheskii zhurnal = Russian Technological Journal*. 2021;9(4):20–27 (in Russ.). <https://doi.org/10.32362/2500316X-2021-9-4-20-27>

Financial disclosure: The authors have no a financial or property interest in any material or method mentioned.

The authors declare no conflicts of interest.

ВВЕДЕНИЕ

Активное применение цифровых микропроцессорных устройств (ЦМУ) стало неотъемлемой частью производственного и техносферного обеспечения стратегически важных отраслей радиоэлектронного сектора экономики. Рост автоматизированного управления на любом направлении деятельности современного общества сопровождается стремительным развитием и усложнением уже существующих ЦМУ. Одновременно с этим, непрерывно возрастающие требования к надежности сложных аппаратно-программных систем [1], от правильной работы которых зависят, в конечном счете, здоровье и жизнь людей, контроль состояния окружающей среды, устойчивое производство и военно-экономическая безопасность, вызывают необходимость создания эффективных методов технической диагностики (ТД) целостности сигналов внутрисхемной и периферийной архитектуры микропроцессорных устройств [2]. Очевидно, что во время работы ЦМУ не исключены отказы, частичное или полное прекращение функционирования – сбой алгоритма, системное «зависание», внештатное командное прерывание или перегрев в результате естественного старения материалов самого кристалла и радиокомпонентов цепей обвязки, наводимых электромагнитных и электростатических полей, нарушения условий эксплуатации и т.д. [3]. Выявление и устранение причин появления дефектов, приводящих к нарушению функционированию ЦМУ, является на сегодняшний день актуальной задачей их эффективной ТД. При этом особенно важно выявлять возможные причины отказа ЦМУ на ранних этапах, заблаговременно предшествующих сбою работы той или иной радиоэлектронной системы.

Сегодня под ТД в общем смысле следует понимать отрасль научно-технических знаний, сущность которой составляют теория, методы и средства обнаружения и поиска дефектов объектов технической природы [2]. Области применения ТД расширяются, так как она становится гарантией надежности и достоверного функционирования ЦМУ. ТД ЦМУ можно разбить на следующие две основные задачи: текущий контроль (мониторинг функционирования в допустимых интервалах) и автоматическая защита (при опасных отклонениях вводится противодействие фактору, вызвавшему отклонение).

Одними из проверенных и отработанных производственных средств для выполнения ТД ЦМУ являются внутрисхемные технологии JTAG-тестирования, известные также под названием «граничное сканирование» [4]. Задачи ТД, решаемые в рамках JTAG-технологий, относятся к системно ограниченному обнаружению структурных, по большей части программных, а не функционально-аппаратных

неисправностей. При этом для применения технологии JTAG-тестирования необходим гальванический доступ к возможным местам возникновения этих неисправностей посредством JTAG-регистра, если речь идет о тестировании на уровне отдельных плат или систем, или посредством так называемой JTAG-оболочки, если речь идет о тестировании на уровне арифметико-логического устройства микропроцессора [5].

Следует заметить, что ни одна из совершенных производственных технологий структурного тестирования на сегодняшний день не обеспечивает полного покрытия дефектов, следовательно, для обеспечения приемлемого уровня ТД используются комбинации различных технологий, необходимых для тех типов неисправностей, в которых они максимально эффективны, в том числе основанных на бесконтактных методах радиоволновой диагностики.

В работе приводится новый пассивный метод диагностики функционирования ЦМУ – пассивная радиоволновая ТД – основанный на регистрации электрической составляющей электромагнитных излучений, индуцируемых вследствие тактового формирования импульсной характеристики цепей ЦМУ, обусловленной динамической перестройкой активной конфигурации внутрисхемной и периферийной архитектуры ЦМУ. Предлагаемый метод откроет новые возможности радиосенсорной ТД для обнаружения сигнально-архитектурных и функциональных неисправностей ЦМУ, которые невозможно идентифицировать при помощи JTAG-технологий.

1. ОПИСАНИЕ МЕТОДА ПАССИВНОЙ РАДИОСЕНСОРНОЙ ТЕХНИЧЕСКОЙ ДИАГНОСТИКИ

Метод пассивной радиосенсорной ТД основан на регистрации и анализе во временной области электрической составляющей электромагнитных излучений ($E_{\text{И}}$), существующих в диапазоне частот 1 кГц ... 10 ГГц, создаваемых самими ЦМУ. Данное излучение отражает процесс функционирования устройства, а полученный при регистрации $E_{\text{И}}$ сигнальный радиопрофиль (СРП) корректно функционирующего ЦМУ возможно занести в электронную базу в качестве репера для дальнейшей постобработки.

Модуль электрической составляющей электромагнитных излучений в случае ЦМУ при тактировании определяется как [6]

$$|E_{\text{И}}| = 2 \cdot A \cdot \frac{\sin(\tau \pi f n)}{\pi n}, \quad (1)$$

где τ – длительность тактового импульса; n – число тактовых импульсов; f – частота следования импульсов тактирования; A – амплитуда возбуждения при переключении состояния периферии.

Следует понимать, что реальное излучение есть суперпозиция полей излучателей активной архитектуры ЦМУ, у каждого из которых своя импульсная и амплитудно-частотная характеристика со своими пиками и провалами, резонансами и возбуждениями. Однако функционирование ЦМУ связано с тактированием, т.е. возбуждения, возникающие при взаимодействии микропроцессора с периферией, разнесены во времени.

Узлы и элементы электронной аппаратуры, в которых имеют место большие напряжения и протекают малые токи, создают в ближней зоне побочного излучения электромагнитные поля с преобладанием электрической компоненты [7].

Как правило, все ЦМУ имеют стабилизацию по питанию в виде шунтирующего керамического конденсатора (емкостной группы), поэтому при подаче напряжения питания возникает перераспределение энергии между элементами фильтрации и паразитными индуктивностями (далее – накопителями), которое имеет колебательный характер. Скорость затухания колебаний будет зависеть от соотношения нагрузочных параметров потребителей (ядро ЦМУ и его периферия) и накопителей, причем чем меньше нагрузка потребителя, тем медленнее будут затухать колебания.

Поскольку в ЦМУ взаимодействие с периферией (конфигурация портов общего назначения, переключение и чтение АЦП, управление нагрузкой и т.д.) осуществляется с каждым тактом, то здесь также имеют место возникновения колебательного перераспределения энергии между накопителями, в роли которых выступают емкости подзатворных диэлектриков МДП-транзисторов, барьерные и диффузионные емкости p - n переходов [8].

Аналитически отношение величины нагрузок потребителей и накопителей определяется значением корней характеристического уравнения, составленного для электрической цепи [9]. В общем случае по законам Ома и Кирхгофа составляются уравнения электромагнитного состояния цепи для мгновенных значений напряжений и токов

$$Ri + L \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} \int i dt = V_{CC}, \quad (2)$$

где i – ток, протекающий в цепи; R – омическое сопротивление токопроводящих соединителей; L – индуктивность накопителей; C – емкость накопителей; V_{CC} – напряжение питания.

Поскольку интерес представляет регистрация электрической составляющей электромагнитных излучений, то целесообразно получить уравнение относительно напряжения U . Подставив в (2) значение тока через емкостный накопитель $i = C \frac{dU}{dt}$, получим

$$RC \frac{dU}{dt} + LC \frac{d^2U}{dt^2} + U = V_{CC}. \quad (3)$$

При этом выражение (3) может быть записано как характеристическое уравнение:

$$RCp + LCp^2 + 1 = 0. \quad (4)$$

Решение уравнения (4) – решение с нулевой правой частью, соответствует режиму, когда внешняя принуждающая сила источника V_{CC} на цепь непосредственно не воздействует. Влияние V_{CC} проявляется здесь через энергию, запасенную в полях индуктивных и емкостных накопителей. То есть, речь идет о свободном режиме работы и общее решение уравнения (4) называется свободной составляющей (U_{CB}).

Выражение для свободной составляющей определяется видом корней характеристического уравнения и зависит от значений параметров элементов цепи (R , L , C) и схемы их соединений. При колебательном характере процесса перераспределения энергии между накопителями корни характеристического уравнения (4) комплексно-сопряженные $p_{1,2} = -\delta \pm j\omega$, а выражение свободной составляющей имеет вид [10]:

$$U_{CB}(t) = X e^{-\delta t} \sin(\omega t), \quad (5)$$

где X – постоянная интегрирования, зависящая от значений параметров накопителей; δ – коэффициент затухания; ω – угловая частота.

Таким образом, после подачи напряжения питания и запуска тактового генератора ЦМУ возможна регистрация и идентификация СРП электрической составляющей электромагнитных излучений, созданных самим устройством. В результате колебательного характера процесса перераспределения энергии между накопителями (динамической перестройки периферийной архитектуры ЦМУ) профиль временного перераспределения электрической компоненты ближнего поля несет информацию о настройке микропроцессора на функционирование, подключении нагрузок, чтения данных из аналого-цифровых преобразователей (АЦП) [11] и прочее взаимодействие с периферией.

2. ПОДГОТОВКА И ПРОВЕДЕНИЕ ЭКСПЕРИМЕНТА

Для экспериментального исследования излучения ЦМУ разработан экспериментальный образец, состоящий из микроконтроллера ATmega16 (DD1) [12], обвязочных компонентов ($R1$, $R2$, $C1$, $C2$), периферийной нагрузки в виде светодиода ($HL1$). Принципиальная электрическая схема прототипа ЦМУ приведена на рис. 1 (неиспользуемые выводы DD1 скрыты).

В функциональном состоянии ЦМУ работает по заданному алгоритму. После подачи питания от источника Б1 посредством ключа SA1 контроллер DD1 конфигурируется на функционирование: настраивает порт A.4 на выход (вывод 36 DD1) и подключает его к потенциалу питания (таким образом загорается светодиод HL1); порт A.3 (вывод 37 DD1) настраивается как АЦП с разрядностью 10 бит и возможностью чтения напряжения на входе X2. Подачей напряжения низкого уровня на вход X1 осуществляется сброс микроконтроллера на выполнение начального конфигурирования.

Для регистрации СРП электрической составляющей электромагнитных излучений в эксперименте использовались сверхбыстродействующий осциллограф реального времени DSOS604A (6 ГГц) и логопериодическая сверхширокополосная антенна с рабочим диапазоном от 80 МГц до 2 ГГц (рис. 2).

При подаче питающего напряжения на микропроцессорное устройство (МУ) принятый логопериодической антенной (А) СРП, обнаруживается и

регистрируется сверхбыстродействующим осциллографом реального времени (БО). Далее полученные данные передаются в персональный компьютер (ПК) с возможностью постобработки и корреляционного анализа полученных значений.

Пуск микроконтроллера происходит при подаче напряжения питания на его вывод V_{CC} , все регистры ввода-вывода переводятся в исходное состояние, и в счетчик команд записывается начальный адрес. По истечении интервала времени t (как правило, несколько микросекунд), необходимого для стабилизации напряжения питания и запуска тактового генератора, микроконтроллер приступает к выполнению программы, начиная с команды, записанной в его памяти по нулевому адресу (рис. 3).

На рис. 3 представлен СРП (график (а) на рис. 3) суперпозиции полей излучения связанных с наличием накопителя в виде фильтрующей емкости C2 и включением блока компаратора напряжения (BODLEVEL). Далее идут свободные колебания

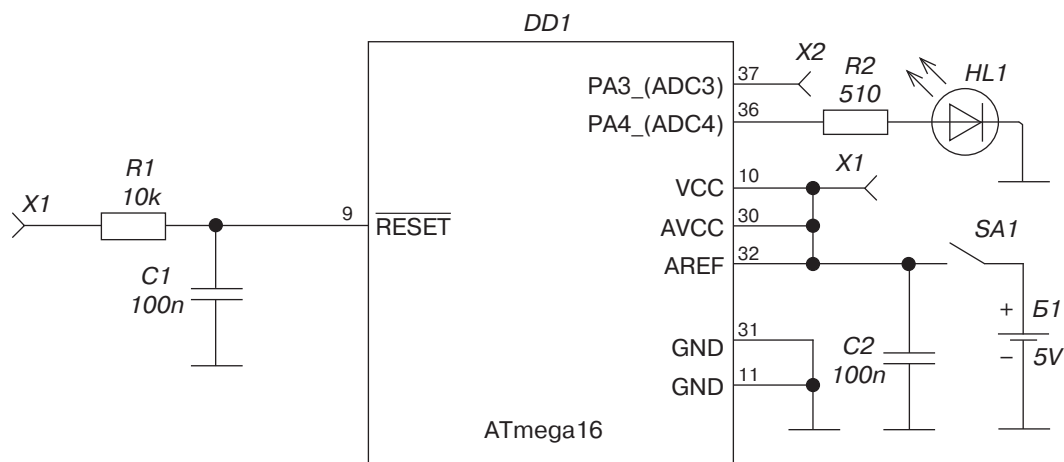


Рис. 1. Принципиальная электрическая схема прототипа экспериментального образца

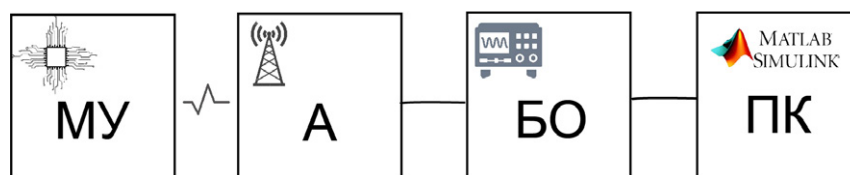


Рис. 2. Блок-схема проведения эксперимента

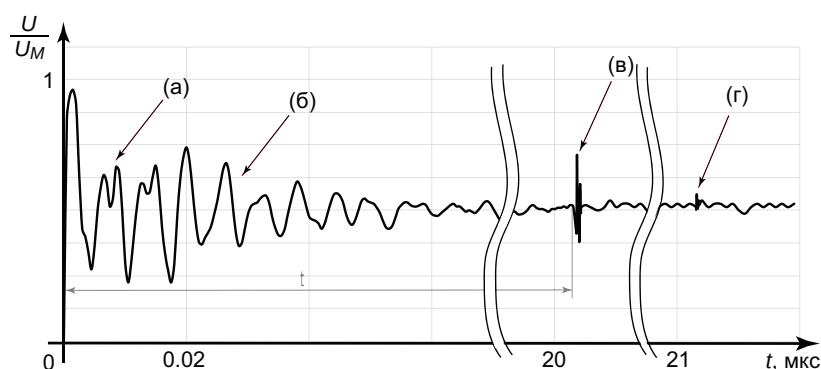


Рис. 3. Осциллограмма приведенного СРП функционирования экспериментального образца ЦМУ

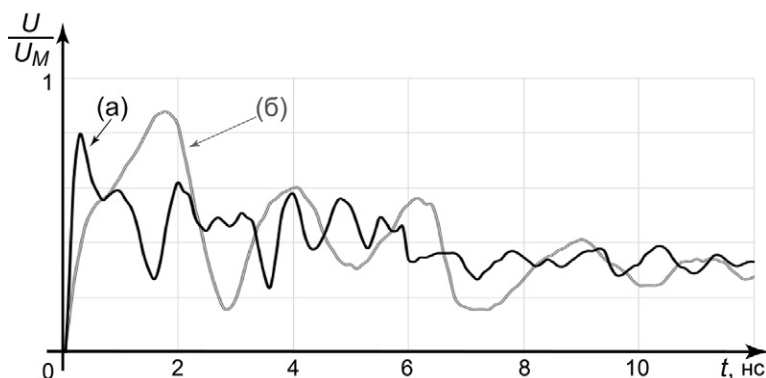


Рис. 4. Осциллограмма приведенного СРП при активации нагрузки

(график (б) на рис. 3), описываемые выражением (5) и связанные только с перераспределением энергии в фильтрующей цепи. Выполнение программы (график (в) на рис. 3) начинается через интервал стабилизации t с настройки порта A.4 на выход и подключения его к потенциалу питания. Небольшой всплеск (график (г) на рис. 3) на СРП функционирования тестового образца связан с чтением показания АЦП на входе X2.

Для оценки воспроизводимости СРП функционирования одного и того же ЦМУ необходимо провести серию измерений и вычислить взаимную корреляцию r [13]:

$$r = \frac{\sum (Y_{1,i} - \bar{Y}_1) \cdot (Y_{2,i} - \bar{Y}_2)}{\sqrt{\sum (Y_{1,i} - \bar{Y}_1)^2 \cdot \sum (Y_{2,i} - \bar{Y}_2)^2}}, \quad (6)$$

где $Y_1 = \frac{U}{U_M}$ — выборки значений сигнала (а);

$Y_2 = \frac{U_B}{U_{MB}}$ — выборки значений сигнала (б);

$\bar{Y}_1 = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M Y_{1,i}$, $\bar{Y}_2 = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M Y_{2,i}$ — средние значения выборок; M — число выборок.

Используя выражение (6), получим, что при числе выборок $M = 100$ взаимная корреляция между любым из полученных СРП $r > 0.9$, что говорит о существенном сходстве исследуемых радиоизображений [7].

С точки зрения ТД интересна область (в) настройки порта A.4 на выход и подключения его к потенциалу питания, что приводит к активизации нагрузки в виде включения светодиода HL1. На рис. 4 представлены два СРП активизации нагрузки: (а) — нагрузка исправна; (б) — нагрузка повреждена (отсутствует).

В случае исправной нагрузки (график (а) на рис. 4) СРП представляет суперпозицию полей излучения, связанных с барьерной и диффузионной емкостью светодиода, а также емкостями подзатворного диэлектрика и емкостью сток-подложка МДП-транзистора

(ключа), коммутирующего порт общего назначения. Когда же нагрузка неисправна или отсутствует (график (б) на рис. 4), СРП представляет собой перераспределение энергии в накопителях, связанных только с емкостью подзатворного диэлектрика и емкостью сток-подложка МДП-транзистора (ключа).

Следует заметить, что перераспределение энергии (динамичность активной архитектуры) при запираании и отпираании транзисторного ключа на полевом транзисторе сопровождается появлением импульсов (колебаний) в выходной цепи [14, 15]. Размах и форма данных импульсов зависят от параметров полевого транзистора и формы управляющего напряжения. В общем же случае перераспределение энергии в $p-n$ переходах связано с двумя процессами. Первый — накопление неосновных носителей заряда в базе при прямом смещении $p-n$ перехода и рассасывание при уменьшении управляющего напряжения. Электрическое поле в базе обычно невелико, и движение неосновных носителей определяется законами диффузии; накопление носителей и их рассасывание влияют на свойства $p-n$ перехода в режиме переключения. Второй — инерционный процесс перезарядки барьерной емкости $p-n$ перехода, что также влияет на его свойства [8].

Становится очевидно, что, зная реперный СРП, СРП исследуемого ЦМУ, частоту и коэффициент затухания возмущений, возможно судить не только характере и исправности нагрузки, но и о функционировании ЦМУ в целом.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Как показывают научно-практические исследования, на основе которых разрабатываются промышленные методики ТД ЦМУ, далеко не все проблемы ТД микропроцессорных устройств к настоящему времени решены, и не для каждой из них можно представить рамки возможных радиотехнических решений, которые вследствие молниеносного развития самих цифровых устройств постоянно сдвигаются и размываются [2, 3, 5]. Несмотря на это, ТД необходима и также стремительно

развивается как в области программных средств, так и в аппаратной среде.

В работе впервые представлен метод пассивной радиоволновой технической диагностики ЦМУ, основанный на регистрации электрической составляющей электромагнитных излучений, индуцируемых вследствие непрерывного тактового формирования импульсной характеристики цифровой цепи, обусловленной динамической перестройкой активной конфигурации ее внутрисхемной и периферийной архитектуры. На основе физико-математического обоснования предложенного метода был разработан экспериментальный образец ЦМУ и проведено лабораторное испытание, подтверждающее воспроизводимость эффективной регистрации переключения режимов и выявления дефектов в архитектуре ЦМУ при помощи радиосенсорного сканирования. В ходе эксперимента были сняты серии СРП, показавшие воспроизводимость по взаимной корреляции не хуже 0.9.

При более детальном исследовании СРП была показана возможность оценки корректности

функционирования ЦМУ в программной и аппаратной воспроизводимой области. Также показана возможность исследования характера нагрузки, ее параметров и исправного функционирования.

Предлагаемый метод пассивной радиоволновой технической диагностики, основанный на регистрации электрической составляющей электромагнитных излучений, создаваемых самими ЦМУ, открывает новые возможности ТД для дистанционного обнаружения структурных, функционально-аппаратных неисправностей и целостности сигналов ЦМУ, что особенно актуально при исследовании ЦМУ, эксплуатируемых в условиях, где полностью/частично исключается эффективность или возможность применения технологии JTAG-тестирования, требующей надежного гальванического доступа к опросу параметров аппаратной обвязки радиоэлектронного изделия [10, 14].

Вклад авторов. Все авторы в равной степени внесли свой вклад в исследовательскую работу.

Authors' contribution. All authors equally contributed to the research work.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Петушков Г.В. Оценка и прогнозирование надежности для высоконадежных программно-аппаратных систем на примере центров обработки данных. *Российский технологический журнал*. 2020;8(1):21–26. <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2020-8-1-21-26>
2. Еременко В.Т. и др. *Техническая диагностика электронных средств*. Орел: ФГБОУ ВПО «Госунiversитет – УНПК»; 2012. 157 с. ISBN 978-5-93932-424-3
3. Воробьев Ю.М. Методы контроля, обнаружения и диагностики неисправности цифровых устройств на ранних этапах отказов. В сб.: «*Вузовская наука в современных условиях*»; сб. мат. 54-й научно-технической конференции. Ульяновск: УлГТУ; 2020. С. 100–103.
4. Куликов Г.В., Костин М.С., Воруничев Д.С. Реинжиниринг изделий электронных средств в задачах внутрисистемного контррадиопротиводействия. *Вестник РАЕН*. 2018;18(3):75–86.
5. Hu Y., Li W., Wang Y.F., Jin G., Jiang X. A JTAG-based management bus on backplane for modular instruments. *Journal of Instrumentation*. 2019;14(9):T09002. <https://doi.org/10.1088/1748-0221/14/09/T09002>
6. Васильев Р.А., Ротков Л.Ю. *Обнаружение побочных электромагнитных излучений и наводок с помощью программно-аппаратного комплекса «Легенда»*. Нижний Новгород: Нижегородский госуниверситет; 2018. 45 с.
7. Костин М.С., Бойков К.А. *Радиоволновые технологии субнаносекундного разрешения: монография*. М.: РТУ МИРЭА; 2021. 142 с.
8. Ткаченко Ф.А. *Электронные приборы и устройства*. М.: Инфра-М; 2018. 156 с.
9. Башарин С.А. *Теоретические основы электротехники*. М.: Академия; 2018. 192 с.

REFERENCES

1. Petushkov G.V. Evaluation and reliability prediction for highly reliable software and hardware systems: The case of data processing centers. *Rossiiskii tekhnologicheskii zhurnal = Russian Technological Journal*. 2020;8(1):21–26 (in Russ.). <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2020-8-1-21-26>
2. Eremenko V.T., et al. *Tekhnicheskaya diagnostika elektronnykh sredstv (Technical diagnostics of electronic devices)*. Orel: FGBOU VPO “Gosuniversitet – UNPK”; 2012. 157 p. (in Russ.). ISBN 978-5-93932-424-3
3. Vorob'ev Yu.M. Methods for monitoring, detecting and diagnosing the malfunction of digital devices in the early stages of failures. In: “*Vuzovskaya nauka v sovremennykh usloviyakh*”; sb. mat. 54 nauchno-tekhnicheskoi konf. (Collection of materials of the 54th scientific and technical conference “University science in modern conditions”). Ul'yanovsk: UlGTU; 2020, p. 100–103. (in Russ.).
4. Kulikov G.V., Kostin M.S., Vorunichev D.S. Reengineering of electronic devices in the problems of insert system counterradiointerference. *Vestnik RAEN = Bulletin of Russian Academy of Natural Sciences*. 2018;18(3):75–86 (in Russ.).
5. Hu Y., Li W., Wang Y.F., Jin G., Jiang X. A JTAG-based management bus on backplane for modular instruments. *Journal of Instrumentation*. 2019;14(9):T09002. <https://doi.org/10.1088/1748-0221/14/09/T09002>
6. Vasil'ev R.A., Rotkov L.Yu. *Obnaruzhenie pobochnykh elektromagnitnykh izluchenii i navodok s pomoshch'yu programmno-apparatnogo kompleksa “Legenda” (Detection of spurious electromagnetic radiation and interference using the Legend software and hardware complex)*. Nizhny Novgorod: Nizhegorodskii gosuniversitet; 2018. 45 p. (in Russ.).

10. Костин М.С., Ворунинчев Д.С. *Реинжиниринг радиоэлектронных средств*. М.: МИРЭА; 2018. 131 с. ISBN 978-5-7339-1466-4
11. Osolinskiy O., Kochan V., Dombrovskiy Z., Sachenko A., Kochan O. ADC for energy measurement systems of microcontroller. In: *Proceedings of the 2019 10th IEEE International Conference on Intelligent Data Acquisition and Advanced Computing Systems: Technology and Applications (IDAACS)*. 2019, p. 1012–1019. <https://doi.org/10.1109/IDAACS.2019.8924462>
12. Очкуренко Г.О. Программирование микроконтроллеров семейства AtMega на базе системы Arduino. *Теория и практика современной науки*. 2019;4(46):178–183.
13. Бойков К.А. Разработка и исследование системы радиоимпульсной регенерации для устройств высокоскоростной стробоскопической оцифровки. *Журнал радиоэлектроники*. 2018;3. URL: <http://jre.cplire.ru/jre/mar18/6/text.pdf>
14. Костин М.С., Ворунинчев Д.С., Марков Д.В. Реинжиниринговые исследования печатных плат с многослойной топологией в аспектах обеспечения технического противодействия. *Оборонный комплекс – научно-техническому прогрессу России*. 2018;1(137):47–56.
15. Костин М.С., Ворунинчев Д.С., Марков Д.В. Реинжиниринг радиоэлектронных цепей и сигналов печатных узлов с многослойной топологией в аспектах обеспечения технического противодействия. *Оборонный комплекс – научно-техническому прогрессу России*. 2018;3(139):49–56.
7. Kostin M.S., Boikov K.A. *Radiovolnovye tekhnologii subnanosekundnogo razresheniya: monografiya (Radio wave technologies of subnanosecond resolution: monograph)*. Moscow: RTU MIREA; 2021. 142 p. (in Russ.).
8. Tkachenko F.A. *Elektronnye pribory i ustroystva (Electronic devices and devices)*. Moscow: Infra-M; 2018. 156 p. (in Russ.).
9. Basharin S.A. *Teoreticheskie osnovy elektrotekhniki (Theoretical foundations of electrical engineering)*. Moscow: Akademiya; 2018. 192 p. (in Russ.).
10. Kostin M.S., Vorunichev D.S. *Reinzhiniring radioelektronnykh sredstv (Reengineering of radio electronic means)*. Moscow: MIREA; 2018. 131 p. (in Russ.). ISBN 978-5-7339-1466-4
11. Osolinskiy O., Kochan V., Dombrovskiy Z., Sachenko A., Kochan O. ADC for energy measurement systems of microcontroller. In: *Proceedings of the 2019 10th IEEE International Conference on Intelligent Data Acquisition and Advanced Computing Systems: Technology and Applications (IDAACS)*. 2019, p. 1012–1019. <https://doi.org/10.1109/IDAACS.2019.8924462>
12. Ochukurenko G.O. Programming of microcontrollers of AtMega family on the basis of Arduino system. *Teoriya i praktika sovremennoi nauki = Theory and Practice of Modern Science*. 2019;4(46):178–183 (in Russ.).
13. Boikov K.A. Development and research of a radio pulse regeneration system for high-speed stroboscopic digitizing devices. *Zhurnal Radioelektroniki = Journal of Radio Electronics*. 2018;3 (in Russ.). Available from URL: <http://jre.cplire.ru/jre/mar18/6/text.pdf>
14. Kostin M.S., Vorunichev D.S., Markov D.V. Reengineering study of PCB with multi-layer topology in aspects ensuring technical counteraction. *Oboronnyi kompleks – nauchno-tekhnicheskomu progressu Rossii = Defense Industry Achievements – Russian Scientific and Technical Progress*. 2018;1(137):47–56 (in Russ.).
15. Kostin M.S., Vorunichev D.S., Markov D.V. Reengineering of electronic circuits and signals of node PCB with multi-layer topology in aspects ensuring technical counteraction. *Oboronnyi kompleks – nauchno-tekhnicheskomu progressu Rossii = Defense Industry Achievements – Russian Scientific and Technical Progress*. 2018;3(139):49–56 (in Russ.).

Об авторах

Бойков Константин Анатольевич, к.т.н., доцент, кафедра радиоволновых процессов и технологий Института радиотехнических и телекоммуникационных систем ФГБОУ ВО «МИРЭА – Российский технологический университет» (119454, Россия, Москва, пр-т Вернадского, д. 78). E-mail: nauchnyi@yandex.ru. Scopus Author ID 57208926258.

Костин Михаил Сергеевич, д.т.н., доцент, кафедра конструирования и производства радиоэлектронных средств Института радиотехнических и телекоммуникационных систем ФГБОУ ВО «МИРЭА – Российский технологический университет» (119454, Россия, Москва, пр-т Вернадского, д. 78). E-mail: kostin_m@mirea.ru. Scopus Author ID 57208434671.

Куликов Геннадий Валентинович, д.т.н., профессор, кафедра радиоэлектронных систем и комплексов Института радиотехнических и телекоммуникационных систем ФГБОУ ВО «МИРЭА – Российский технологический университет» (119454, Россия, Москва, пр-т Вернадского, д. 78). E-mail: kulikov@mirea.ru. Scopus Author ID 36930533000, <http://orcid.org/0000-0001-7964-6653>

About the authors

Konstantin A. Boikov, Cand. Sci. (Eng.), Associate Professor, Department of Radio Wave Processes and Technologies, Institute of Radio Engineering and Telecommunication Systems, MIREA – Russian Technological University (78, Vernadskogo pr., Moscow, 119454 Russia). E-mail: nauchnyi@yandex.ru. Scopus Author ID 57208926258.

Mikhail S. Kostin, Dr. Sci. (Eng.), Associate Professor, Department of Design and Production of Radio-Electronic Means, Institute of Radio Engineering and Telecommunication Systems, MIREA – Russian Technological University (78, Vernadskogo pr., Moscow, 119454 Russia). E-mail: kostin_m@mirea.ru. Scopus Author ID 57208434671.

Gennady V. Kulikov, Dr. Sci. (Eng.), Professor, the Department of Radio Electronic Systems and Complexes, Institute of Radio Engineering and Telecommunication Systems, MIREA – Russian Technological University (78, Vernadskogo pr., Moscow, 119454 Russia). E-mail: kulikov@mirea.ru. Scopus Author ID 36930533000, <http://orcid.org/0000-0001-7964-6653>

Современные радиотехнические и телекоммуникационные системы

Modern radio engineering and telecommunication systems

УДК 658.5.012.14

<https://doi.org/10.32362/2500-316X-2021-9-4-28-37>

НАУЧНАЯ СТАТЬЯ

Текущие возможности технологии прототипирования многослойных печатных плат на 3D-принтере

Д.С. Воруничев[®], К.Ю. Воруничева

МИРЭА – Российский технологический университет, Москва, 119454 Россия

[®] Автор для переписки, e-mail: vorunichev@mirea.ru

Резюме. Исследовано новое направление в 3D-печати – прототипирование односторонних, двухсторонних и многослойных печатных плат. Определены текущие возможности и ограничения технологии 3D-печати печатных плат. Проведен сравнительный анализ характеристик двух представленных в отрасли для прототипирования радиоэлектроники настольных 3D-принтеров, а также первой профессиональной машины DragonFly LDM 2020, являющейся минифабрикой по прототипированию многослойных печатных плат. Представлен первый практический опыт работы и печати на DragonFly LDM 2020, поставленном в мегалабораторию «3D-прототипирование и контроль многослойных печатных плат» Института радиотехнических и телекоммуникационных систем МИРЭА – Российского технологического университета. Получены первые образцы напечатанных на 3D-принтере электронных плат методом струйной печати. Рассмотрена аддитивная технология процесса изготовления многослойных печатных плат, представляющая собой печать двумя печатающими головками токопроводящими и диэлектрическими наночернилами с двумя системами отверждения: инфракрасная система спекания для токопроводящих чернил и УФ-система отверждения диэлектрических чернил. Приведен метод производства LDM (DragonFly Lights-out Digital Manufacturing – технология круглосуточного аддитивного производства) с необходимым техническим обслуживанием. Этот метод позволяет системе работать круглосуточно с минимальным участием человека, существенно увеличив производительность 3D-печати и расширяя возможности изготовления прототипов. Исследованы применяемые для 3D-печати многослойных печатных плат материалы и их характеристики: диэлектрические акрилатные наночернила (Dielectric Ink 1092 – Dielectric UV Curable Acrylates Ink) и проводящие чернила с наночастицами серебра (AgCite™ 90072 Silver Nanoparticle Conductive Ink). Проведенное исследование позволяет сравнить технологические нормы печатной электроники с традиционными методами изготовления многослойных печатных плат по ряду параметров.

Ключевые слова: 3D-печать, многослойные печатные платы, прототипирование, LDM, аддитивная технология, 3D-принтер электроники, наночернила

• Поступила: 02.07.2020 • Доработана: 21.10.2020 • Принята к опубликованию: 15.03.2021

Для цитирования: Воруничев Д.С., Воруничева К.Ю. Текущие возможности технологии прототипирования многослойных печатных плат на 3D-принтере. *Российский технологический журнал*. 2021;9(4):28–37. <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2021-9-4-28-37>

Прозрачность финансовой деятельности: Никто из авторов не имеет финансовой заинтересованности в представленных материалах или методах.

Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

RESEARCH ARTICLE

Current capabilities of prototyping technologies for multilayer printed circuit boards on a 3D printer

Dmitry S. Vorunichev[@], Kristina Yu. Vorunicheva

MIREA – Russian Technological University, Moscow, 119454 Russia

[@] Corresponding author, e-mail: vorunichev@mirea.ru

Abstract. A new direction in 3D printing was investigated – prototyping of single-sided, double-sided and multilayer printed circuit boards. The current capabilities and limitations of 3D printed circuit board printing technology were identified. A comparative analysis of the characteristics of two desktop 3D printers presented in the industry for prototyping radio electronics, as well as the first professional machine DragonFly LDM 2020, which is a mini-factory for prototyping multilayer printed circuit boards, was carried out. The first practical experience of working and printing on DragonFly LDM 2020 supplied to the megalaboratory “3D prototyping and control of multilayer printed circuit boards” of the Institute of Radio Engineering and Telecommunication Systems MIREA – Russian Technological University is presented. The first samples of electronic boards printed on a 3D printer by the method of inkjet printing were obtained. An additive technology for the production of multilayer printed circuit boards is considered: printing with two printheads with conductive and dielectric nano-ink with two curing systems: an infrared sintering system for conductive ink and a UV curing system for dielectric ink. The LDM (Dragonfly Lights-out Digital Manufacturing) production method with the necessary maintenance is presented. The method allows the system to work round-the-clock with minimal human intervention, significantly increasing the productivity of 3D printing and expanding the possibilities of prototyping. The materials used for 3D printing of multilayer printed circuit boards and their characteristics were investigated: dielectric acrylate nano-ink (Dielectric Ink 1092 – Dielectric UV Curable Acrylates Ink), conducting ink with silver nanoparticles (AgCite™ 90072 Silver Nanoparticle Conductive Ink). The research carried out allows us to compare the technological standards of printed electronics with traditional methods of manufacturing multilayer printed circuit boards for a number of parameters.

Keywords: 3D printing, multilayer printed circuit boards, prototyping, LDM, additive technology, 3D printer electronics, nano inks

• Submitted: 02.07.2020 • Revised: 21.10.2020 • Accepted: 15.03.2021

For citation: Vorunichev D.S., Vorunicheva K.Yu. Current capabilities of prototyping technologies for multilayer printed circuit boards on a 3D printer. *Rossiiskii tekhnologicheskii zhurnal = Russian Technological Journal*. 2021;9(4):28–37 (in Russ.). <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2021-9-4-28-37>

Financial disclosure: No author has a financial or property interest in any material or method mentioned.

The authors declare no conflicts of interest.

ВВЕДЕНИЕ

Технология 3D-печати однотипными материалами, такими как термопласты или металлический порошок для прототипирования элементов конструкций, известна достаточно давно. Выпущена большая номенклатура промышленного оборудования от любительского до профессионального уровня, отлажен технологический процесс. По данному направлению наработан значительный опыт, позволяющий достоверно говорить о возможностях и ограничениях 3D-печати однотипными материалами. Современные возможности достаточны для

производства механических деталей, например, в машиностроении.

Однако до недавнего времени возможности 3D-печати прототипов электронных и радиоэлектронных средств были ограничены или недоступны вовсе ввиду сложности конструкций и необходимости поиска и применения многокомпонентных материалов, соответствующих по своим характеристикам конструктивным, технологическим и электрическим свойствам, предъявляемым к прототипам радиоэлектронных устройств на печатных платах. В настоящее время 3D-печать нашла применение и в радиоэлектронной отрасли для прототипирования устройств

на печатных платах [1]. Первый полнофункциональный 3D-принтер, позволяющий печатать даже самые сложные прототипы многослойных печатных плат непосредственно по производственным Gerber-файлам, выпущенным из электрических CAD-систем автоматизированного проектирования, был поставлен на рынок в 2015 году. Технология имела существенные ограничения, но за 5 лет ее возможности продвинулись прорывным образом. Позволяющий печатать многослойные печатные платы 3D-принтер DragonFly израильской фирмы Nano Dimension за 5 лет поставлен уже более чем на 100 предприятий и организаций по всему миру, от научно-исследовательских организаций, производственных компаний, ведущих мировых университетов до военных предприятий. Однако известно, что по состоянию на конец 2020 года в Россию поставлено всего две такие машины. Машина DragonFly LDM в 2020 году была закуплена и установлена в МИРЭА – Российском технологическом университете в Институте радиотехнических и телекоммуникационных систем на кафедре конструирования и производства радиоэлектронных средств в рамках создания мегалаборатории «3D-прототипирование и контроль многослойных печатных плат». Она стала первой, введенной в эксплуатацию после пуско-наладочных работ в марте 2020 года, на которой были распечатаны образцы прототипов многослойных печатных плат.

У технологии 3D-принтера DragonFly LDM есть несколько конкурентов из США и Канады [2], но проведенный в данной статье сравнительный анализ показывает, что технология данных устройств существенно уступает ей по возможностям. Таким образом, можно утверждать, что 3D-принтер DragonFly LDM – единственная на сегодня в своем профессиональном классе машина, позволяющая печатать многослойные печатные платы сложной конфигурации, фактически с неограниченным числом слоев (существуют только физические ограничения рабочего стола). Кроме сравнительного анализа технических характеристик проведено исследование основных возможностей и ограничений технологического процесса 3D-печати многослойных печатных плат на основе практического опыта использования DragonFly LDM 2020. Рассмотрена аддитивная технология процесса изготовления многослойных печатных плат, представляющая собой печать двумя печатающими головками токопроводящими и диэлектрическими наночернилами с двумя системами отверждения: инфракрасная система спекания для токопроводящих чернил и УФ-система отверждения диэлектрических чернил. Приведен метод производства LDM (Dragonfly Lights-out Digital Manufacturing – технология круглосуточного аддитивного производства) с необходимым техническим обслуживанием, который позволяет системе работать

круглосуточно с минимальным участием человека, существенно увеличив производительность 3D-печати и расширяя возможности изготовления прототипов.

Цель работы – исследование новой технологии 3D-печати многослойных печатных плат, ее текущих возможностей и ограничений.

1. СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ РЕШЕНИЙ 3D-ПЕЧАТИ УСТРОЙСТВ НА ПЕЧАТНЫХ ПЛАТАХ

Возможность 3D-печати устройств на печатных платах появилась сравнительно недавно и отличается от освоенной в отрасли печати термопластами и металлическими порошками, прежде всего, необходимостью применения сложных многокомпонентных материалов и технологии их отверждения с конструкторскими, электрическими и технологическими характеристиками, близкими к традиционной технологии. Одним из первых законченных решений стало появление в 2015 году 3D-принтера V-One канадской фирмы Voltera, позволяющего быстро изготовить прототип печатной платы дизайн-центрам самостоятельно [3]. Традиционная технология изготовления печатных плат, как правило, на производственных мощностях контрактного производителя электроники, может длиться до нескольких недель. Кроме того, контрактное производство предполагает передачу производственных Gerber-файлов разработанного устройства третьей стороне, что несет некоторые риски интеллектуальной собственности. При использовании 3D-принтера Voltera V-One изготовление одной несложной односторонней печатной платы занимает около часа. В 2015 году компания Voltera вошла в список победителей престижной международной премии James Dyson Award.

Основные характеристики 3D-принтера Voltera V-One представлены в таблице 1.

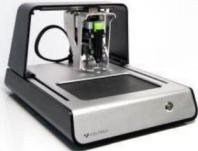
В 2016 году было представлено решение от компании Botfactory из США – Squink, а вскоре появилась и вторая, улучшенная модель SV2, позволившая осуществлять 3D-печать с более тонким допуском, на более высокой скорости и имеющая рабочую область большего размера [4]. В настоящее время модель SV2 представлена линейкой из трех вариантов исполнения. Базовая версия «SV2-starter» по соотношению цены и характеристик находится на уровне 3D-принтера Voltera V-One. Версия «SV2-enhanced» получила улучшенные характеристики печати, но при этом стоимость увеличилась примерно на 50% по сравнению с базовой версией. Профессиональное решение «SV2-Professional» имеет не только еще более высокие характеристики 3D-печати, но и возможность изготавливать прототипы многослойных печатных плат до 6 слоев, что существенно увеличивает возможность прототипирования сложных

устройств (другие рассмотренные устройства позволяют изготавливать только односторонние и двухсторонние печатные платы). Стоимость решения «SV2-Professional» в 2.5 раза выше базовой версии модели. Стоит отметить, что все рассмотренные модели устройств имеют настольное исполнение, что является существенным преимуществом. Основные

характеристики 3D-принтеров SV2 и трех вариантов его исполнения представлены в табл. 1.

Представителем совершенно другого класса является 3D-принтер DragonFly LDM 2020 израильской фирмы Nano Dimension, позволяющий изготавливать сложные многослойные печатные платы и являющийся, по сути, минифабрикой.

Таблица 1. Сравнительный анализ 3D-принтеров печатных плат

Параметр	Модель V-ONE	Модель SV2-starter	Модель SV2-enhanced	Модель SV2-Professional
Производитель	Voltera (Канада)	Botfactory (США)	Botfactory (США)	Botfactory (США)
Фото				
Печать токопроводящей схемы	Да Диспенсером (только высокие проводники)	Да Струйная печать	Да Струйная печать	Да Струйная печать (включая резистивные чернила, позволяющие печатать встроенные компоненты)
Печать диэлектрика	Нет	Да Струйная печать	Да Струйная печать	Да Струйная печать
Печать многослойных плат	Нет	Нет	Нет	Да (1–6 слоев)
Метод формирования межслойных переходов	Сверление/фрезерование + установка заклепок	3D-печать для заполненных отверстий + установка заклепок для сквозных отверстий	3D-печать для заполненных отверстий + установка заклепок для сквозных отверстий	3D-печать для заполненных отверстий + установка заклепок для сквозных отверстий
Возможность делать глухие/ скрытые отверстия	Нет	Нет	Нет	Да
Нанесение паяльной пасты диспенсером	Да	Да	Да	Да
Нанесение токопроводящего клея	Неизвестно	Да	Да	Да
Оплавление	Интегрировано в установку	Не интегрировано	Не интегрировано	Не интегрировано
Установка компонентов	Нет	Да В наличии видеокамера для совмещения, а также магазин компонентов	Да В наличии видеокамера для совмещения, а также магазин компонентов	Да В наличии видеокамера для совмещения, а также магазин компонентов
Минимальный проводник	200 мкм	200 мкм	200 мкм	200 мкм
Отверстия (минимальные)	400 мкм под заклепку	400 мкм под заклепку 600 мкм заполненное	400 мкм под заклепку 600 мкм заполненное	400 мкм под заклепку 600 мкм заполненное
Шаг выводов	0.65 мм (печать)	0.61 мм	0.51 мм	0.41 мм
Компоненты	Неизвестно	SOIC, SSOP, TSOP Type II (20–54), TSSOP (8–38), QFP (0.8 mm)	SOIC, SSOP, TSOP Type II (20–86), TSOP Type I, TSSOP (8–64), QFP (0.5 mm)	SOIC, SSOP, TSOP Type II (20–86), TSOP Type I, TSSOP (8–80), QFP (0.4 mm)
Размер печати	128 × 105 мм	152 × 117 мм	152 × 117 мм	152 × 117 мм
Сопротивление	12mΩ/Sq * *Комментарий изготовителя: указано для 70 мкм высоты проводника	40 mOhms/square (указано для невысоких проводников)	40 mOhms/square (указано для невысоких проводников)	40 mOhms/square (указано для невысоких проводников)
Гарантия на оборудование	1 год	2 года	2 года	2 года

2. ТЕКУЩИЕ ВОЗМОЖНОСТИ ПРОТОТИПИРОВАНИЯ МНОГОСЛОЙНЫХ ПЕЧАТНЫХ ПЛАТ НА 3D-ПРИНТЕРЕ DRAGONFLY LDM 2020

Израильская компания Nano Dimension была основана в 2012 году и специализируется на разработке 3D-печатных электронных систем и совершенствовании аддитивной технологии производственных процессов. Основной продукт – первый 3D-принтер многослойных печатных плат и основанные на нанотехнологиях проводящие и диэлектрические чернила нового поколения. Первая машина – 3D-принтер DragonFly Nano Dimension – была поставлена в 2015 году, и за прошедшие 5 лет технология существенным образом была улучшена. Сегодня это полностью профессиональное решение, которое создает в индустрии 3D-печати целое новое направление – прототипирование многослойных печатных машин для радиоэлектронной промышленности. Всего на текущий момент поставлено уже более 100 таких машин на различные предприятия во всем мире. Однако в Россию пока было поставлено всего две такие машины, причем пуско-наладка произведена только у 3D-принтера, поставленного в МИРЭА – Российский технологический университет. Компанией Nano Dimension создано профессиональное сообщество по исследованию и

совершенствованию технологии непосредственно пользователями 3D-принтера DragonFly, в которое вошли сотрудники Института радиотехнических и телекоммуникационных систем и компании ООО «Остек-СТ». Существуют «доверенная» область знаний, гарантирующая результат и заявленные характеристики, и «исследуемая», в рамках которой происходит постоянное совершенствование технологии. Применяемый материал для 3D-печати многослойных печатных плат по своим характеристикам является близким к FR-4. В 2017 году компанией получен грант комитета MEIMAD Израильского управления инноваций для разработки технологии 3D-печати керамических материалов.

Актуальной задачей является исследование применения технологии, ее возможностей и ограничений на основе практического использования 3D-принтера DragonFly, поскольку анализ показывает сравнительно небольшое число имеющихся публикаций по теме исследования, которые, в основном, носят обзорный характер. Первый 3D-принтер DragonFly LDM 2020 многослойных печатных плат, пуско-наладка которого была выполнена в марте 2020 года в рамках мегалаборатории «3D-прототипирование и контроль многослойных печатных плат» Института радиотехнических и телекоммуникационных систем, показан на рис. 1.



Рис. 1. 3D-принтер DragonFly LDM 2020 мегалаборатории 3D-прототипирования и контроля многослойных печатных плат: установка DragonFly LDM 2020 (а); демонстрация технологии 3D-печати на установке DragonFly LDM 2020 (б)

После выполнения пуско-наладочных работ была успешно распечатана квалификационная плата, которая продемонстрировала стабильность и отлаженность технологического процесса 3D-печати многослойных печатных плат. Распечатанные первые образцы тестовых многослойных печатных плат (рис. 2) позволили провести первичное исследование основных возможностей и ограничений новой технологии. На основе практического использования 3D-принтера DragonFly LDM 2020 исследован метод производства LDM с необходимым техническим обслуживанием, позволяющий системе работать круглосуточно с минимальным участием человека, существенно увеличив производительность 3D-печати и расширяя возможности изготовления прототипов. Стоит отдельно отметить, что машина, которая работает круглосуточно, относится к системам непрерывного цикла. Для непрерывного цикла использования машина подключается через сертифицированный источник бесперебойного питания. Для обеспечения такого режима работы регулярно осуществляются три вида технического обслуживания машины: ежедневное, недельное и двухнедельное.

После 3D-печати первых образцов многослойной печатной платы, содержащей встроенные печатные компоненты (трансформатор), был произведен монтаж в лаборатории сборки и монтажа

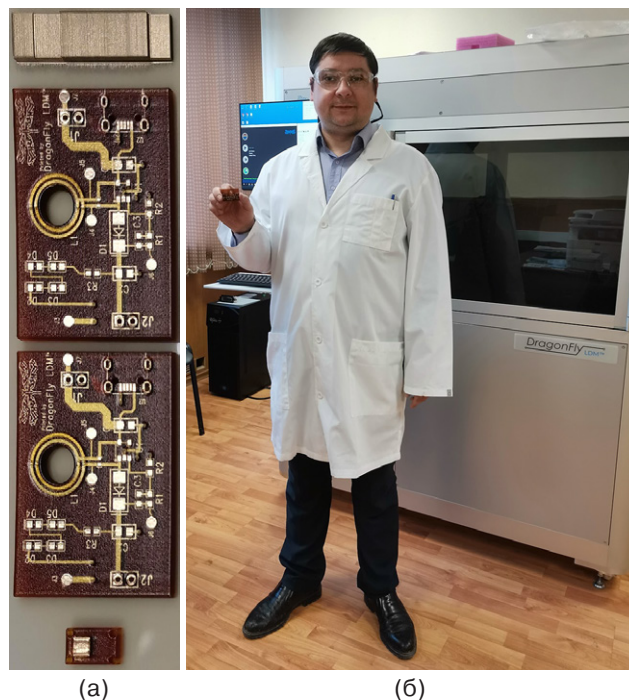


Рис. 2. Первые распечатанные образцы печатных плат (а) и демонстрация верификации на соответствие параметров печати (б)

радиоэлектронных средств кафедры конструирования и производства радиоэлектронных средств (рис. 3), который подтвердил работоспособность

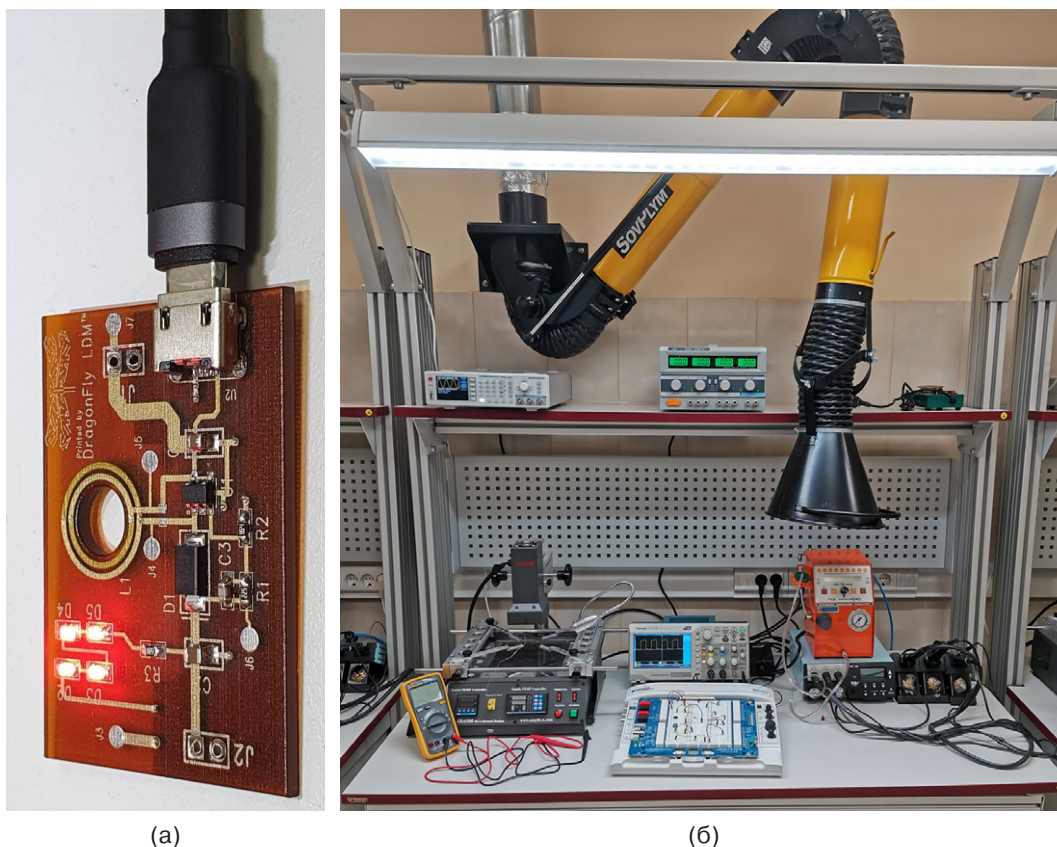


Рис. 3. Монтаж первой 20-слойной платы с печатным многослойным ВЧ-трансформатором в лаборатории сборки и монтажа радиоэлектронных средств: собранный образец печатного узла (а); оборудование, на базе которого осуществлялся монтаж и тестирование печатного узла (б)

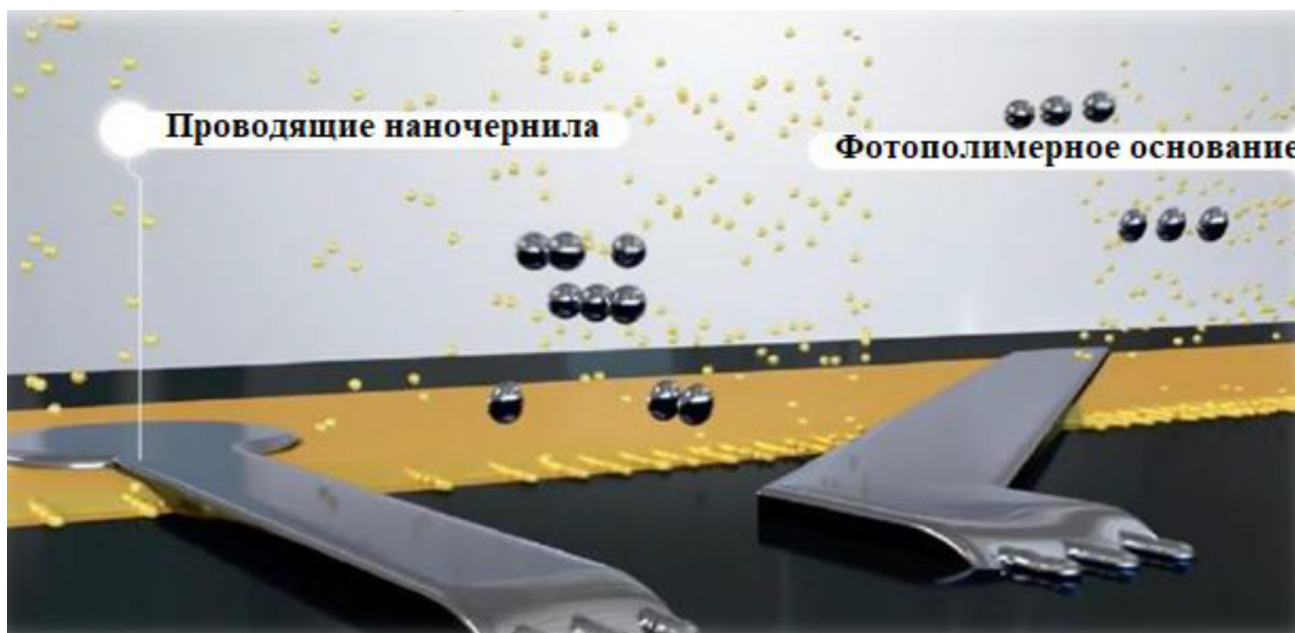


Рис. 4. Токопроводящие и диэлектрические наночернила [7]

изделия и стабильность технологического процесса 3D-печати. Запланирован эксперимент по исследованию конструктивных характеристик, изготовленных по новой технологии прототипов многослойных печатных плат и методов и средств улучшения параметров и технологии. Исследуются физико-химические характеристики наночернил на предмет улучшения их токопроводящих свойств; ведется микровизионный металлографический анализ структуры проводящих и непроводящих элементов конструкции по методам исследования «в светлом поле» и «в темном поле».

Текущие возможности технологии прототипирования многослойных печатных плат на 3D-принтере DragonFly LDM 2020 позволяют обеспечить защиту оригинальных радиотехнических изделий для дизайн-центров, поскольку прототипирование не передается третьей стороне – контрактному производителю электроники. 3D-принтер DragonFly LDM 2020, по сути, является мини-фабрикой, которую можно развернуть у разработчика без организации промышленного производства. Сам распечатанный прототип новой разработки позволяет провести проверку идеи, схемы и монтажа устройства. Прототипирование устройств на многослойных печатных платах применимо для различных отраслей: бытовая электроника, телекоммуникации, автомобильная промышленность, спецприменения и ОПК, авиационная и космическая промышленность, медицина. Существенное сокращение сроков прототипирования «от идеи до устройства» позволяет за несколько часов получить готовый прототип изделия [5]. Технологические нормы технологии:

- минимальная ширина проводник/зазор: 100 мкм;
- минимальная толщина слоя: 10 мкм;
- максимальная толщина слоя: 3 мм;
- диаметр капли диэлектрика: 3 мкм;
- диаметр капли токопроводящих чернил: 50 нм;
- диаметр сквозных отверстий: 400 мкм;
- диаметр неметаллизированных отверстий, 400 мкм;
- диаметр глухих отверстий: <200 мкм;
- максимальные размеры платы: $200 \times 200 \times 3$ мм;
- время печати платы: от 3 до 20 часов (примерно, зависит от заполнения платы);
- максимальная температура пайки: 140 °С.

При тонкой печати диэлектрический материал может быть использован для однократного сгиба, а сама печать не является планарной и может быть объемной. Послойная печать слоев позволяет применять в технологии встроенные компоненты. Выбор формы аддитивной 3D-печати не ограничен, что позволяет изготавливать изделия различной сложной геометрии, в том числе осуществлять монтаж компонентов на торцах печатной платы. Некоторые компоненты, например, такие как конденсаторы, могут быть распечатаны непосредственно на самой плате [6].

Основными элементами принтера являются две печатающие головки и две системы отверждения. Печатающая головка для нанесения токопроводящих чернил дополнена инфракрасной системой спекания, а диэлектрических чернил – УФ-системой отверждения (рис. 4).

В табл. 2 представлены параметры токопроводящих наночернил, а в табл. 3 – параметры диэлектрических чернил [7].

Таблица 2. Параметры токопроводящих наночернил

Параметр	Значение
Торговая марка	AgCite™ 90072 Silver Nanoparticle Conductive Ink
Внешний вид (цвет, форма)	Серая суспензия
Содержание металла (серебро)	50%
Диаметр частиц, нм	50
Вязкость [Па·с]	20
Плотность [г/мл]	1.82
Поверхностное натяжение [мН/м]	31
Температура спекания, °С	Минимальная, 140 Максимальная, 170
Проводимость (серебряные наночастицы) [См/м при 20 °С, σ]*	$3.15 \cdot 10^6 - 2.52 \cdot 10^7$
Максимальная температура оплавления припоя, °С	165
Максимальная температура для ручной пайки, °С	220
Шероховатость	Верхняя поверхность, менее 2 мкм Нижняя поверхность, менее 0.25 мкм
Условия хранения, °С	18–22
Срок годности	1 год

* Проводимость серебра – $6.30 \cdot 10^7 \sigma$ (См / м) при 20 °С.

Таблица 3. Параметры диэлектрических наночернил

Параметр	200 МГц	500 МГц	1 ГГц	2 ГГц	5 ГГц	10 ГГц	15 ГГц	20 ГГц
Диэлектрическая проницаемость (Dk)	2.80	2.81	2.81	2.80	2.78	2.76	2.75	2.78
Тангенс угла диэлектрических потерь (Df)	0.000	0.004	0.006	0.011	0.012	0.013	0.013	0.012

При необходимости предусмотрена процедура перевода машины в режим длительного ожидания (до 3 недель) или ее полной консервации.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Хесин С. 3D-принтер DragonFly – революционное решение для изготовления многослойных печатных плат. *Электроника: наука, технология, бизнес*. 2018;179(8):134–136. <https://doi.org/10.22184/1992-4178.2018.179.8.134.136>
2. Фрицлер К.Б., Принц В.Я. Методы трехмерной печати микро- и наноструктур. *Успехи физических наук*. 2019;189(1):55–71. <https://doi.org/10.3367/UFNr.2017.11.038239>
3. Смирнова О., Боброва Ю., Моисеев К. Анализ методов 3D-печати для изготовления печатных плат: общие положения. Часть 1. *Технологии в электронной промышленности*. 2020;124(8):20–25.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе было исследовано новое направление в 3D-печати – прототипирование многослойных печатных плат [8]. На основе практического использования первого 3D-принтера многослойных печатных плат определены основные возможности и ограничения технологии. Представлен первый практический опыт работы и печати на DragonFly LDM 2020 в мегалаборатории «3D-прототипирование и контроль многослойных печатных плат» Института радиотехнических и телекоммуникационных систем МИРЭА – Российского технологического университета. Приведен метод производства LDM с необходимым техническим обслуживанием, который позволяет системе работать круглосуточно с минимальным участием человека, существенно увеличив производительность 3D-печати и расширяя возможности изготовления прототипов. Исследованы применяемые для 3D-печати многослойных печатных плат материалы и их характеристики, близкие по параметрам к FR-4. Запланирован эксперимент по исследованию конструктивных характеристик, изготовленных по новой технологии прототипов многослойных печатных плат и методов и средств улучшения параметров и технологии. Исследуются физико-химические характеристики наночернил на предмет улучшения их токопроводящих свойств; ведется микровизионный металлографический анализ структуры проводящих и непроводящих элементов конструкции по методам исследования «в светлом поле» и «в темном поле» [9–15].

Вклад авторов. Все авторы в равной степени внесли свой вклад в исследовательскую работу.

Authors' contribution. All authors equally contributed to the research work.

REFERENCES

1. Khesin S. DragonFly 3D Printer is a revolutionary solution for the manufacture of multilayer printed circuit boards. *Elektronika: Nauka, tekhnologiya, biznes = Electronics: Science, Technology, Business*. 2018;179(8):134–136 (in Russ.). <https://doi.org/10.22184/1992-4178.2018.179.8.134.136>
2. Fritsler K.B., Prinz V.Y. 3D printing methods for micro- and nanostructures. *Physics-Uspekhi*. 2019;62(1):54–69. <https://doi.org/10.3367/UFNe.2017.11.038239> [Fritsler K.B., Prints V.Ya. Metody trekhmernoi pechati mikro- i nanostruktur. *Uspekhi fizicheskikh nauk*. 2019;189(1):55–71 (in Russ.).]

4. Cook B., Tehrani B., Cooper J., Kim S., Tentzeris M., et al. Integrated printing for 2D/3D flexible organic electronic devices. In book: *Handbook of Flexible Organic Electronics*. Cambridge: Woodhead Publishing; 2015. P. 199–216. <https://doi.org/10.1016/B978-1-78242-035-4.00008-7>
5. Хесин С. 3D-принтер DragonFly – революция в изготовлении многослойных печатных плат. *Вектор высоких технологий*. 2018;4(39):38–41.
6. Butt J. Exploring the interrelationship between additive manufacturing and industry 4.0. *Designs*. 2020;4(2):13. <https://doi.org/10.3390/designs4020013>
7. DragonFly LDM. Inks user guide NanoDimension. Ness Ziona: Nano Dimension technologies document. 2020. 52 p. URL: <https://www.nano-di.com/ame-dragonfly-ldm-2-0>
8. Fried S. 3D printing technologies for electronics. *Journal of the Imaging Society of Japan*. 2017;56(6):617–620. <https://doi.org/10.11370/isj.56.617>
9. Костин М.С., Воруничев Д.С., Корж Д.А. Контрреинжиниринг радиоэлектронных средств. *Российский технологический журнал*. 2019;7(1):57–79 <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2019-7-1-57-79>
10. Vorunichev D.S., Kostin M.S., Zamuruev S.N. Classification of methods of reverse engineering in the configuration management of original high-tech radio electronic products. In: *2018 IEEE International Conference “Quality Management, Transport and Information Security, Information Technologies” (IT&QM&IS)*, 24–28 Sept. 2018. <https://doi.org/10.1109/ITMQIS.2018.8524910>
11. Иванов В.С., Гладкий Д.А., Воруничев Д.С. LPKF-LDS-технология производства трехмерных схем на пластике. *Российский технологический журнал*. 2021;9(1):48–57. <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2021-9-1-48-57>
12. Ежов В., Елисеев Н., Ковалевский Ю., Мейлицев В. Productronica и Semicon Europa 2019: автоматизация и скорость. Часть 2. *Электроника: наука, технология, бизнес*. 2020;193(2):32–59. <https://doi.org/10.22184/1992-4178.2020.193.2.32.58>
13. Лангау Л., Очур О. Прототипирование печатных плат с помощью аддитивных технологий. *Технологии в электронной промышленности*. 2020;124(8):26–27.
14. Дрор А. 3D-печать: высокое качество и малые объемы производства. *Технологии в электронной промышленности*. 2020;124(8):28–29.
15. Dong Y., Bao C., Kim W.S. Sustainable additive manufacturing of printed circuit boards. *Joule (Cell Press)*. 2018;(2):579–582. <http://dx.doi.org/10.1016/j.joule.2018.03.015>
3. Smirnova O., Bobrova J., Moiseev K. Analysis of 3D printing methods for the manufacture of printed circuit boards: general provisions. Part 1. *Tekhnologii v elektronnoi promyshlennosti = Technologies in the Electronic Industry*. 2020;124(8):20–25 (in Russ.).
4. Cook B., Tehrani B., Cooper J., Kim S., Tentzeris M., et al. Integrated printing for 2D/3D flexible organic electronic devices. In book: *Handbook of Flexible Organic Electronics*. Cambridge: Woodhead Publishing; 2015. P. 199–216. <https://doi.org/10.1016/B978-1-78242-035-4.00008-7>
5. Khesin S. DragonFly 3D printer is a revolution in multilayer PCB manufacturing. *Vektor vysokikh tekhnologii = The Hi-Tech Vector Research and Practice Journal*. 2018;4(39):38–41 (in Russ.).
6. Butt J. Exploring the interrelationship between additive manufacturing and industry 4.0. *Designs*. 2020;4(2):13. <https://doi.org/10.3390/designs4020013>
7. DragonFly LDM. Inks user guide NanoDimension. Ness Ziona: Nano Dimension technologies document. 2020. 52 p. Available from URL: <https://www.nano-di.com/ame-dragonfly-ldm-2-0>
8. Fried S. 3D printing technologies for electronics. *Journal of the Imaging Society of Japan*. 2017;56(6):617–620. <https://doi.org/10.11370/isj.56.617>
9. Kostin M.S., Vorunichev D.S., Korzh D.A. Counterreengineering of electronic devices. *Rossiiskii tekhnologicheskii zhurnal = Russian Technological Journal*. 2019;7(1):57–79 (in Russ.). <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2019-7-1-57-79>
10. Vorunichev D.S., Kostin M.S., Zamuruev S.N. Classification of methods of reverse engineering in the configuration management of original high-tech radio electronic products. In: *2018 IEEE International Conference “Quality Management, Transport and Information Security, Information Technologies” (IT&QM&IS)*, 24–28 Sept. 2018. <https://doi.org/10.1109/ITMQIS.2018.8524910>
11. Ivanov V.S., Gladky D.A., Vorunichev D.S. LPKF-LDS technology for the production of three-dimensional schemes on plastics. *Rossiiskii tekhnologicheskii zhurnal = Russian Technological Journal*. 2021;9(1):48–57 (in Russ.). <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2021-9-1-48-57>
12. Ezhov V., Eliseev N., Kovalevsky Yu., Meylitsev V. Productronica and Semicon Europa 2019: automation and speed. Part 2. *Elektronika: Nauka, tekhnologiya, biznes = Electronics: Science, Technology, Business*. 2020;193(2):32–59 (in Russ.). <https://doi.org/10.22184/1992-4178.2020.193.2.32.58>
13. Langau L., Ochur O. Prototyping printed circuit boards using additive technologies. *Tekhnologii v elektronnoi promyshlennosti = Technologies in the Electronic Industry*. 2020;124(8):26–27 (in Russ.).
14. Dror A. 3D printing: high quality and low production volumes. *Tekhnologii v elektronnoi promyshlennosti = Technologies in the Electronic Industry*. 2020;124(8):28–29 (in Russ.).
15. Dong Y., Bao C., Kim W.S. Sustainable additive manufacturing of printed circuit boards. *Joule (Cell Press)*. 2018;(2):579–582. <http://dx.doi.org/10.1016/j.joule.2018.03.015>

Об авторах

Воруничев Дмитрий Сергеевич, старший преподаватель, кафедра конструирования и производства радиоэлектронных средств Института радиотехнических и телекоммуникационных систем ФГБОУ ВО «МИРЭА – Российский технологический университет» (119454, Россия, Москва, пр-т Вернадского, д. 78). E-mail: vorunichev@mirea.ru.

Воруничева Кристина Юрьевна, магистрант, кафедра управления качеством и сертификации Института радиотехнических и телекоммуникационных систем ФГБОУ ВО «МИРЭА – Российский технологический университет» (119454, Россия, Москва, пр-т Вернадского, д. 78). E-mail: krab83@list.ru.

About the authors

Dmitry S. Vorunichev, Senior Lecturer, Department of Design and Production of Radio-Electronic Means, Institute of Radio Engineering and Telecommunication Systems, MIREA – Russian Technological University (78, Vernadskogo pr., Moscow, 119454 Russia). E-mail: vorunichev@mirea.ru.

Kristina Yu. Vorunicheva, Master Student, Department of Quality Management and Certification, Institute of Radio Engineering and Telecommunication Systems, MIREA – Russian Technological University (78, Vernadskogo pr., Moscow, 119454 Russia). E-mail: krab83@list.ru.

УДК 621.396.969.181.234

<https://doi.org/10.32362/2500-316X-2021-9-4-38-48>

НАУЧНАЯ СТАТЬЯ

Оценка эффективности алгоритмов фильтрации вектора состояния малоразмерного объекта наблюдения при аппроксимации траектории его перемещения немарковским процессом

Б.А. Заикин^{1, @},
А.Ф. Котов²

¹ Городская клиническая больница им. М.Е. Жадкевича, Москва, 121374 Россия

² МИРЭА – Российский технологический университет, Москва, 119454 Россия

@ Автор для переписки, e-mail: halfmazerkin@gmail.com

Резюме. В статье рассматриваются возможности оценивания векторов состояния объектов наблюдения, аппроксимация траекторий перемещений которых не является марковской. Во введении обсуждается следующая проблема: использование аппроксимации марковскими процессами траектории объекта наблюдения в некоторых случаях может приводить к расхождению теории и практики. Это происходит, например, в случае радиосистем координатометрии, работающих на малых дистанциях с объектами, у которых траекторные флуктуации сопоставимы с размерами самого объекта наблюдения. В первой части статьи проведено моделирование траекторий малоразмерных объектов наблюдения при аппроксимации траектории марковским процессом и указаны ограничения такого подхода. Предложено использование многомерного гауссова закона распределения для порождения траектории малоразмерного объекта наблюдения, который, с одной стороны, более точно моделирует поведение объекта, а с другой – требует больших вычислительных затрат. Во второй части проведено исследование точностных характеристик однопозиционной угломерно-дальномерной и трехпозиционной дальномерной радиосистем. В качестве алгоритмов оценивания в данных системах при моделировании использованы алгоритмы α - β , Калмана и нелинейного оценивания. Приведены параметры и характеристики моделирования. Дан критерий оценки качества фильтрации. В третьей части представлены результаты моделирования процесса оценивания местоположения объектов наблюдения с траекториями перемещения, аппроксимированными немарковскими процессами. Представлено подробное описание графиков. Моделирование подтверждает возможность использования алгоритмов Калмана и нелинейной фильтрации для оценивания траектории малоразмерного объекта наблюдения, модель траектории которого использует многомерный нормальный закон распределения. Указывается, что в ряде случаев ошибки фильтрации превышают ошибки единичного измерения, что приводит к выводу о необходимости дальнейшей модификации алгоритмов. В заключительной части дается рекомендация по дальнейшему уменьшению ошибок оценивания при использовании алгоритмов Калмана и нелинейного оценивания.

Ключевые слова: немарковская аппроксимация, алгоритм α - β , алгоритм Калмана, нелинейная фильтрация, однопозиционная радиолокация, многопозиционная радиолокация, квадрокоптеры

• Поступила: 18.04.2021 • Доработана: 11.05.2021 • Принята к опубликованию: 25.05.2021

Для цитирования: Заикин Б.А., Котов А.Ф. Оценка эффективности алгоритмов фильтрации вектора состояния малоразмерного объекта наблюдения при аппроксимации траектории его перемещения немарковским процессом. *Российский технологический журнал*. 2021;9(4):38–48. <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2021-9-4-38-48>

Прозрачность финансовой деятельности: Никто из авторов не имеет финансовой заинтересованности в представленных материалах или методах.

Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

RESEARCH ARTICLE

An estimation of efficiency of filtering algorithms of state vector of small-sized observed object with non-Markovian approximation of trajectory

Boris A. Zaikin^{1, @},
Alexander F. Kotov²

¹ M.E. Zhadkevich City Clinical Hospital, Moscow, 121374 Russia

² MIREA – Russian Technological University, Moscow, 119454 Russia

@ Corresponding author, e-mail: halfmazerkin@gmail.com

Abstract. The article discusses the possibilities of estimating the states vectors of observation objects with the non-Markovian approximation of the trajectories. The introduction discusses the problem consisting in the fact that the use of the approximation of the trajectory of the observed object by Markov processes in some cases can lead to a discrepancy between theory and practice. In the first section, we simulate the trajectories of observed objects when approximated by a Markovian process and indicate the limitations of this approach. It is proposed to use a multidimensional Gaussian distribution law for generating the trajectory of the observed object. In the second section, a study of the accuracy characteristics of a single-position angular-rangefinder radar and a three-position rangefinder radar are considered. Algorithms α - β , Kalman and nonlinear estimation are used in the modeling as estimation algorithms in these systems. The parameters and characteristics of the simulation are given. In the third part, the results of modeling the process of estimating the location of objects of observation with trajectories of movement approximated by non-Markov processes are presented. Modeling confirms the possibility of using submitted algorithms to estimate the trajectory of a small-sized object of observation, a trajectory model of which uses a multidimensional normal distribution law. It is pointed out that in several cases the filtering errors exceed the errors of a single measurement. This leads to the conclusion that further modification of the algorithms is necessary. In the final part, a recommendation is given on how to further reduce the estimation errors when using Kalman algorithms and nonlinear estimation.

Keywords: non-Markovian approximation, α - β algorithm, Kalman algorithm, nonlinear filtering, one-position radar, multi-position radar, quadcopters

• Submitted: 18.04.2021 • Revised: 11.05.2021 • Accepted: 25.05.2021

For citation: Zaikin B.A., Kotov A.F. An estimation of efficiency of filtering algorithms of state vector of small-sized observed object with non-Markovian approximation of trajectory. *Rossiiskii tekhnologicheskii zhurnal = Russian Technological Journal*. 2021;9(4):38–48 (in Russ.). <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2021-9-4-38-48>

Financial disclosure: Authors have no a financial or property interest in any material or method mentioned.

The authors declare no conflicts of interest.

ВВЕДЕНИЕ

Как известно, любая математическая модель базируется на тех или иных допущениях. Если опустить факт несовершенства общей физической теории, то большинство моделей будет балансировать между приближенностью к реальности и сложностью вычисления. Однако такой подход не может гарантировать получения достоверного результата при использовании моделей.

Применительно к радиотехническим и радиолокационным областям при синтезировании алгоритмов оценивания одним из подобных широко используемых допущений является то, что процесс, отражающий изменение во времени вектора состояния объекта наблюдения (ОН), обладает свойствами марковского процесса. Подобное допущение позволяет получить достаточно простой математический аппарат. Несмотря на то, что формально доказать такое утверждение представляется нетривиальной задачей, требующей наблюдений за большим числом различных объектов и большим количеством их траекторий и маневров, на практике при использовании синтезированных алгоритмов допущение марковости процесса в большинстве случаев дает хорошие результаты. Более того, аргументом в пользу использования в радиолокации марковских процессов в качестве моделей является то, что исторически в качестве объектов наблюдения выступали массивные инертные объекты – самолеты, корабли, дирижабли и т.д. Также стоит отметить, что в большинстве случаев рассматривались дальнедействующие импульсные системы, которые, соответственно, используют относительно невысокое количество импульсов (или пачек импульсов при когерентном приеме) принимаемого сигнала на фиксированном интервале наблюдения. Однако в дальнейшем, с развитием научно-технического прогресса появились, с одной стороны, радиотехнические системы координатометрии, работающие на малой дальности с большим числом импульсов за интервал наблюдения, а с другой стороны возникла необходимость вести наблюдения за такими объектами, как беспилотные летательные аппараты, обладающие меньшей инертностью, повышенной маневренностью и малыми размерами [1, 2]. Кроме того, вычислительные возможности ЭВМ постоянно возрастают и позволяют с помощью моделирования решать все более сложные математические задачи. В связи с этим возникает необходимость пересмотра упомянутого выше подхода.

Целью данной работы является рассмотрение алгоритмов фильтрации, основанных на тех представлениях, что оценивание векторов состояния объектов наблюдения будет выходить за рамки классической

теории оценивания с применением аппроксимации марковскими процессами. Интерес представляет не только потенциальная возможность использования «классических» алгоритмов в «неклассических» условиях, но и последующая возможность оптимизации для уменьшения погрешности фильтрации и оценка эффективности оптимизированных алгоритмов. С другой стороны, марковская аппроксимация использовалась и используется до сих пор, поскольку в теоретическом плане она позволяет получать законченный математический аппарат, хотя ряду исследователей она кажется весьма грубой, не соответствующей реалиям. И поэтому неудивительно, что имели место попытки использовать немарковскую аппроксимацию как более подходящую [3–5]. Но эти попытки, как правило, приводили к получению достаточно сложного математического аппарата, который по существу являлся той или иной модификацией марковской аппроксимации. И только с появлением современных ЭВМ, позволяющих моделировать сложные процессы, немарковская аппроксимация, возможно, найдет применение при имитационном моделировании.

В качестве объектов наблюдения (ОН) в данной работе используются квадрокоптеры – беспилотные летательные аппараты, обладающие повышенной маневренностью и малыми размерами. В качестве радиотехнических систем координатометрии – охранные радиосистемы, действующие на малой дальности и использующие большое число импульсов на фиксированном интервале наблюдения. Наконец, в качестве алгоритмов оценивания в данной работе выступают алгоритм α - β [6], алгоритм фильтрации Калмана [7] и модифицированный алгоритм нелинейной фильтрации, представленный в [8] и [9], именуемый далее для краткости алгоритмом нелинейной фильтрации.

1. МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ТРАЕКТОРИИ МАЛЫХ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ

В большинстве работ ([6, 8–12] и др.), в которых рассматривается функционирование алгоритмов фильтрации в различных радиотехнических системах координатометрии, акцент делается либо на рассмотрение геометрического построения системы, либо на модификацию непосредственно алгоритмов. Вопрос анализа траекторий объекта наблюдения и математического аппарата, стоящего за ним, во многих случаях считается тривиальным и либо не рассматривается, либо рассматривается для очень узких случаев без излишних подробностей. Однако при решении некоторых радиолокационных задач (например, при оценивании векторов состояния

объектов наблюдения в радиолокационных системах с ограниченной дальностью действия) приходится иметь дело с объектами, перемещение которых достаточно специфично и требует дополнительного анализа. Поэтому представляется целесообразным внимательнее рассмотреть математическое описание изменения вектора состояния малоразмерного объекта наблюдения.

В большинстве случаев, траекторию объекта наблюдения можно описать с помощью рекуррентного соотношения:

$$\vec{\Lambda}^{(v)} = \Phi \vec{\Lambda}^{(v-1)} + \mathbf{B} \vec{N}^{(v)}, \quad (1)$$

где $\vec{\Lambda}^{(v)}$ – вектор состояния ОН в v -й момент времени; Φ – матрица перехода; $\vec{\Lambda}^{(v-1)}$ – вектор состояния ОН в $(v-1)$ -й момент времени; $\mathbf{B}$ – матрица формирующих воздействий, состоящая из среднеквадратических отклонений траектории по различным координатам; $\vec{N}^{(v)}$ – гауссовский случайный вектор с нулевым математическим ожиданием и единичной дисперсией. Отметим, что такое математическое описание позволяет описывать довольно сложные траектории, при этом оставаясь в пределах марковского приближения. Объект наблюдения в принятой модели полагается точечным, поскольку отношение расстояния до объекта к его размеру считается достаточно большим.

Математическое описание траекторных флуктуаций в виде марковского процесса представляет собой одну из причин несоответствия между теоретической моделью и реальной картиной мира. Чтобы ясно обозначить эти возможные несоответствия, рассмотрим крайний случай вектора состояния, состоящего из одной величины. Пусть эта величина соответствует изменению положения объекта наблюдения по оси X . Также, ввиду того, что в данном случае нас интересуют флуктуации, для простоты будем считать, что $\Phi = \mathbf{I}$, где $\mathbf{I}$ – единичная матрица. Таким образом, математическое описание изменения вектора состояния, согласно (1), будет при данных допущениях выглядеть следующим образом:

$$x^{(v)} = x^{(v-1)} + b_x n_x^{(v)}, \quad (2)$$

где b_x – среднеквадратическое отклонение (СКО) траекторных флуктуаций по оси X ; $n_x^{(v)}$ – гауссова случайная величина с нулевым математическим ожиданием $M\{n_x^{(v)}\} = 0$ и единичной дисперсией $D\{n_x^{(v)}\} = 1$.

Как было сказано ранее, в рамках «классической» радиотехнической теории вид аппроксимации

флуктуаций не вставал остро по причине относительной медленности функционирования систем измерения и больших размеров объектов, которые были несоизмеримо больше самих флуктуаций. Таким образом, приближение в виде марковской последовательности давало хорошее соответствие теории и практики. Однако появление таких объектов, как квадрокоптеры, может приводить к траекторным флуктуациям, сопоставимым по размерам с самим объектом наблюдения, а системы их могут обладать значительно более высокой частотой следования импульсов.

Предположим, что среднеквадратичное отклонение траекторных флуктуаций для квадрокоптера составляет $b_{x1s} = 1$ м за 1 с; частота следования импульсов радиосистемы, сопровождающей этот объект наблюдения, составляет $n = 1000$ импульсов в секунду. Ограничим время наблюдения 1 секундой. Необходимо определить траекторию в интервале 1000 точек, который соответствует интервалу наблюдения 1 с. Если мы используем марковскую модель флуктуаций (2), то встает задача подбора такого СКО $b_{x0.001s}$, которое соответствует изменению траектории за 0.001 с. Рассмотрим два крайних случая: $b_{x0.001s} = b_{x1s}$ (рис. 1) и $b_{x0.001s} = \frac{b_{x1s}}{n}$ (рис. 2).

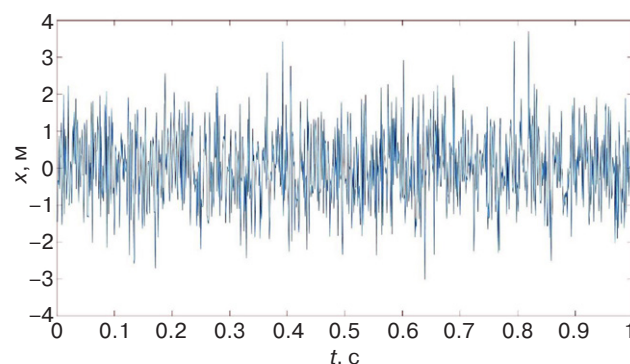


Рис. 1. Траекторные флуктуации марковского процесса при $b_{x0.001s} = b_{x1s}$

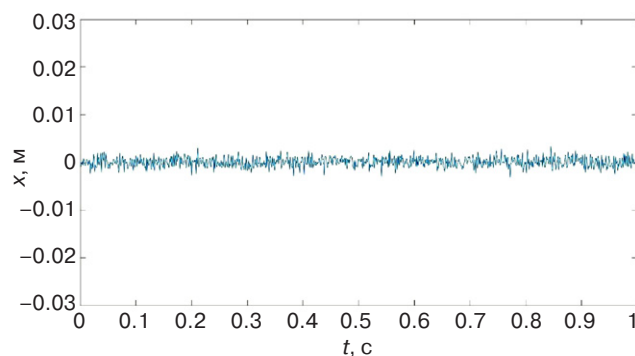


Рис. 2. Траекторные флуктуации марковского процесса при $b_{x0.001s} = \frac{b_{x1s}}{n}$

Как можно видеть из рис. 1 и рис. 2, ни один из двух вариантов не соответствует действительности. В первом случае мы получаем объект, который колеблется с большой амплитудой и частотой, не соответствующей реальному движению объекта наблюдения. Во втором случае мы получаем объект, который колеблется с малой амплитудой, и при этом маловероятно, что такой процесс будет иметь отклонение в 1–3 м в интервале, равном 1 секунде (которое можно ожидать по правилу 3σ). Любой промежуточный вариант также не будет соответствовать реалиям. Можно сделать вывод о непригодности марковской модели флуктуаций для рассмотрения данного случая описания движения объекта наблюдения.

Таким образом, возникает предложение рассмотреть иную модель траекторных флуктуаций объектов, подобных квадрокоптеру, при распределении их значений по многомерному гауссовому закону. Многомерный гауссов закон распределения предполагает корреляционные связи между компонентами, что противоречит марковскому представлению о том, что текущее состояние зависит только от предыдущего.

Многомерный гауссов процесс может быть задан вектором математических ожиданий и ковариационной матрицей:

$$\mathbf{M}_x^k = [m_x^1 m_x^2 \dots m_x^k], \quad (3)$$

$$\mathbf{COV}_x^k = \begin{bmatrix} D_x^1 & C_x^{12} & C_x^{13} & \dots & C_x^{1k} \\ C_x^{12} & D_x^2 & C_x^{23} & \dots & C_x^{2k} \\ C_x^{13} & C_x^{23} & D_x^3 & \dots & C_x^{3k} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ C_x^{1k} & C_x^{2k} & C_x^{3k} & \dots & D_x^k \end{bmatrix}, \quad (4)$$

где $\mathbf{M}_x^k$ – вектор, состоящий из математических ожиданий m_x^i -го одномерного нормального закона распределения, входящего в многомерный закон распределения; $\mathbf{COV}_x^k$ – ковариационная матрица многомерного нормального закона распределения; D_x^i – дисперсия i -го нормального закона распределения, входящего в многомерный закон распределения; C_x^{ij} – коэффициент корреляции между i -м и j -м нормальными распределениями, входящими в многомерный закон; k – мерность закона распределения (определяет в нашем случае количество импульсов).

Уравнение, аналогичное уравнению (2), для данного случая можно представить в виде:

$$x^{(v)} = x^{(v-1)} + \xi^{(v)}(\mathbf{M}_x^k, \mathbf{COV}_x^k), \quad (5)$$

где $\xi^{(v)}(\mathbf{M}_x^k, \mathbf{COV}_x^k)$ – v -я компонента реализации многомерного гауссова случайного процесса с

вектором математического ожидания $\mathbf{M}_x^k$ и ковариационной матрицей $\mathbf{COV}_x^k$.

В нашем примере $k = n = 1000$; математические ожидания m_x^k должны быть нулевыми, т.к. постоянная составляющая входит в первое слагаемое (1) и (2); дисперсии D_x^k равны 1 м^2 . Коэффициент корреляции C_x^{ij} должен уменьшаться с увеличением разницы между индексами i и j , обеспечивая тем самым, связь между импульсами, не позволяющую иметь экстремально быстрые скачки траектории (какие можно видеть на рис. 1). В данной работе рассматривается нормированное экспоненциальное убывание. Таким образом, для нашего примера получаем:

$$\mathbf{M}_x^k = [0 \ 0 \dots 0], \quad (6)$$

$$\mathbf{COV}_x^k = \begin{bmatrix} 1 & \frac{e^{0.999}}{e} & \frac{e^{0.998}}{e} & \dots & \frac{e^{0.001}}{e} \\ \frac{e^{0.999}}{e} & 1 & \frac{e^{0.999}}{e} & \dots & \frac{e^{0.002}}{e} \\ \frac{e^{0.998}}{e} & \frac{e^{0.999}}{e} & 1 & \dots & \frac{e^{0.003}}{e} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \frac{e^{0.001}}{e} & \frac{e^{0.002}}{e} & \frac{e^{0.003}}{e} & \dots & 1 \end{bmatrix}. \quad (7)$$

На рис. 3 представлен процесс, соответствующий (5)–(7). Как видно из этого рисунка, в отличие от рис. 1 и рис. 2, процесс не имеет экстремальных скачков за малый отрезок времени и при этом получается так, что его значения могут колебаться в интервале исходного СКО $b_{x1s} = 1 \text{ м}$ за 1 с (иными словами, на длинных дистанциях мы получим отклонение, подчиняющееся правилу 3σ). Исходя из требований к объекту наблюдения, в модели могут использоваться и другие зависимости между отсчетами за счет выбора коэффициента корреляции C_x^{ij} .

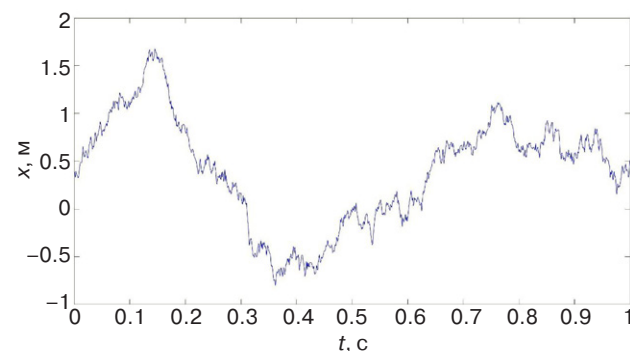


Рис. 3. Траекторные флуктуации при многомерном гауссовом законе распределения и $b_{x1s} = 1 \text{ м}$

2. ПАРАМЕТРЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ И КРИТЕРИЙ КАЧЕСТВА ФИЛЬТРАЦИИ

Следующим этапом является проверка работоспособности алгоритмов фильтрации при принятой модели движения. Помимо работоспособности в конкретном случае нас будет интересовать устойчивость работы в различных режимах функционирования разных систем. Для этого в данной работе проводится моделирование двух радиосистем координатометрии при разных параметрах траекторных флуктуаций.

Рассмотрим кратко процесс оценивания параметров отраженного от объекта наблюдения радиосигнала в однопозиционной угломерно-дальномерной радиосистеме, геометрическое построение которой изображено на рис. 4 и в трехпозиционной дальномерной радиосистеме (рис. 5). Импульсный радиодальномер, расположенный в точке 0 (рис. 4), измеряет время τ распространения сигнала до объекта наблюдения и обратно. Система также обладает пеленгаторами, которые измеряют азимут β и угол места ε . Соответственно, система может быть охарактеризована среднеквадратическим отклонением измерений временной задержки σ_τ , азимута σ_β и угла места σ_ε . На практике эти величины определяются техническими характеристиками конкретной радиосистемы.

На рис. 5. показаны объект наблюдения (ОН), приемные пункты радиосистемы П1, П2 и П3, а также пункт обработки информации ПОИ. Радиосистема является импульсной и на каждом шаге измеряет временные задержки τ_1, τ_2, τ_3 , которые характеризуют распространение сигнала от пунктов П1, П2, П3 до ОН и обратно, соответственно. Затем информация о задержках передается в пункт обработки информации (ПОИ), находящийся в точке 0. Соответственно, система может быть охарактеризована среднеквадратическими

отклонениями измерений временных задержек $\sigma_{\tau_1}, \sigma_{\tau_2}, \sigma_{\tau_3}$.

Для моделирования СКО измерения временной задержки можно определить из формулы потенциальной точности [13]:

$$\sigma_\tau = \frac{1}{\Delta f_c \sqrt{\frac{2E}{N_0}}}, \quad (8)$$

где Δf_c – ширина спектра сигнала; $\frac{2E}{N_0}$ – энергетическое отношение сигнал/шум (ОСШ).

СКО измерения пеленгов σ_β и σ_ε (азимута и угла места) могут быть определены в соответствии с [14, 15]. В антенной решетке для карандашного луча количество излучающих элементов N связано с шириной луча $\theta_{0.5}$ на уровне 0.5 по мощности выражением [14]:

$$\theta_{0.5} = \frac{100}{\sqrt{N}}. \quad (9)$$

С помощью формулы (9) могут быть определены σ_β и σ_ε , согласно графикам, которые были построены П. Сверлингом [15]. График представляет собой зависимость произведения $\sigma_{\beta/\varepsilon} \frac{\sqrt{N}}{\theta_{0.5}}$ от отношения сигнал/шум (ОСШ) в дБ для флуктуирующего и не флуктуирующего объекта наблюдения. Таким образом, задаваясь числом излучающих элементов N , можно определить σ_β и σ_ε для различных значений ОСШ.

Синтез указанных алгоритмов оценивания в данных радиосистемах подробно рассмотрен во многих работах, к примеру в [9]. Для алгоритма α - β в качестве соответствующих коэффициентов

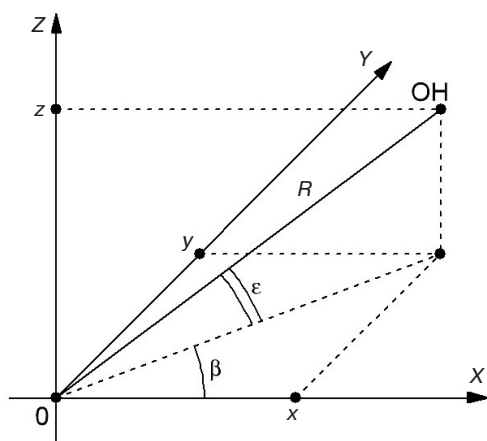


Рис. 4. Геометрическое построение однопозиционной угломерно-дальномерной радиосистемы координатометрии

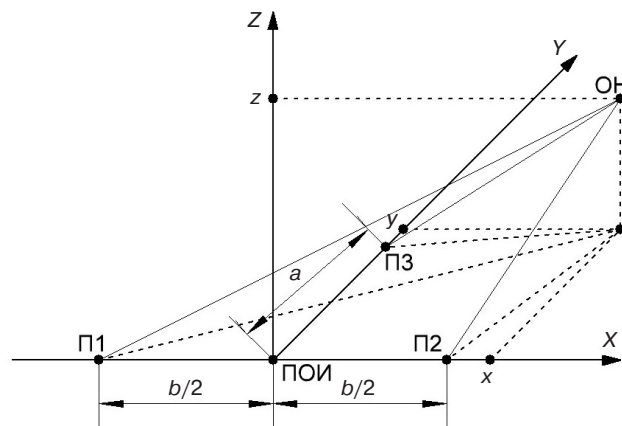


Рис. 5. Геометрическое построение трехпозиционной дальномерной радиосистемы координатометрии

используются соотношения, зависящие от итерации и представленные в [13].

Исходным значением отношения сигнал/шум примем значение, равное 10 дБ. При этом ширина спектра принимаемого сигнала $\Delta f_s = 10^9$ Гц. Таким образом, согласно (8), $\sigma_\tau = 3.162 \cdot 10^{-10}$ с. Размер антенной решетки примем 20 на 20 элементов, что в сумме дает число элементов решетки $N = 400$. Согласно (9) и графикам П. Сверлинга [15] получаем $\sigma_\beta = \sigma_\varepsilon = 0.0157$ рад. Период следования импульсов при моделировании примем $T_r = 0.001$ с, время наблюдения $T_{\text{obs}} = 1$ с, при этом число импульсов за время наблюдения составляет $n = 1000$. Объект наблюдения (которым в охранных радиосистемах может быть квадрокоптер, вертолет, аэростат и т.д.) в начальный момент времени находится на расстоянии $R^{(1)} = 1500$ м, при этом $\beta^{(1)} = 45^\circ$ и $\varepsilon^{(1)} = 45^\circ$. Таким образом, можно выразить декартовы координаты объекта наблюдения $x^{(1)} = y^{(1)} = 750$ м; $z^{(1)} = 1061$ м. Как и ранее, в работе матрица $\Phi = I$, что соответствует равномерному прямолинейному движению, т.е. движению квадрокоптера на некоторых интервалах наблюдения. В данной работе упор делается на рассмотрение влияния траекторных флуктуаций, однако модель может быть усложнена для рассмотрения конкретных объектов наблюдения и совершаемых ими маневров.

Для обобщенной оценки ошибки фильтрации по трем координатам можно рассматривать расстояние

между истинными значениями координат и значениями, полученным с помощью алгоритмов оценивания:

$$d^{(v)} = \sqrt{\left(x^{(v)} - \hat{x}_e^{(v)}\right)^2 + \left(y^{(v)} - \hat{y}_e^{(v)}\right)^2 + \left(z^{(v)} - \hat{z}_e^{(v)}\right)^2}. \quad (8)$$

где $x^{(v)}, y^{(v)}, z^{(v)}$ – истинные координаты объекта наблюдения; $\hat{x}_e^{(v)}, \hat{y}_e^{(v)}, \hat{z}_e^{(v)}$ – координаты, полученные при использовании процедуры оценивания. Далее в тексте данной работы такое расстояние будет называться ошибкой.

3. ПРОВЕРКА РАБОТОСПОСОБНОСТИ АЛГОРИТМОВ ФИЛЬТРАЦИИ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ ТРАЕКТОРНОЙ МОДЕЛИ С ФЛУКТУАЦИЯМИ, РАСПРЕДЕЛЕННЫМИ ПО МНОГОМЕРНОМУ НОРМАЛЬНОМУ ЗАКОНУ

Рассмотрим результаты моделирования процесса фильтрации в указанных системах при принятых значениях.

Из рис. 6 видно, что оценивание с использованием алгоритмов α - β , Калмана (б) и нелинейной фильтрации позволяет значительно снизить ошибки относительно оценивания по единичным измерениям, т.е. по одному импульсу.

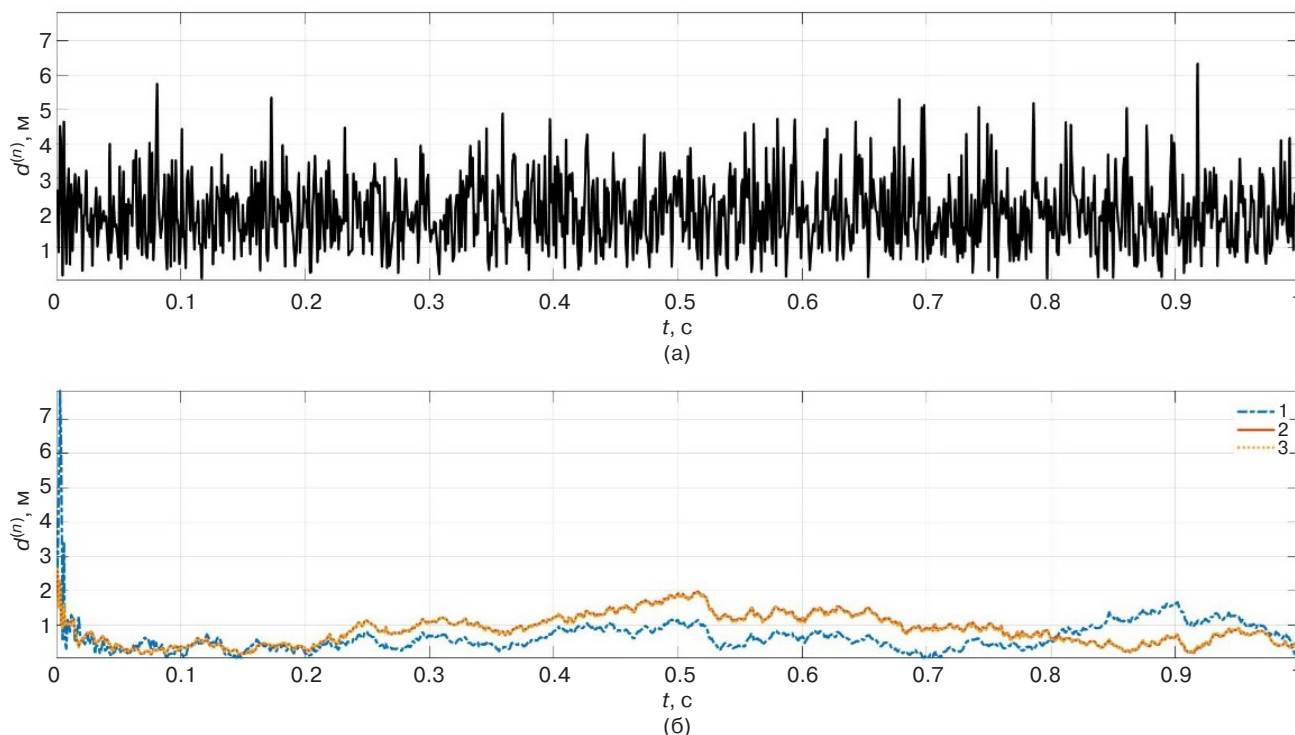


Рис. 6. Ошибки оценивания в однопозиционной радиосистеме при $b_{x1s} = b_{y1s} = b_{z1s} = 1$ м: (а) – единичные измерения; (б) – фильтрация α - β (синяя штриховая линия), фильтрация Калмана (оранжевая линия), нелинейная фильтрация (пунктирная желтая линия, совпадает с фильтрацией Калмана)

На рис. 7 видна тенденция, аналогичная рис. 6, однако здесь преимущество фильтрации перед единичным оцениванием не столь явно, т.к. имеют место выбросы, сопоставимые с ошибками единичных измерений.

С уменьшением СКО траекторных флуктуаций до 0.1 м за 1 с однопозиционная радиосистема по-прежнему показывает хорошие результаты, выраженные в уменьшении ошибки оценивания.

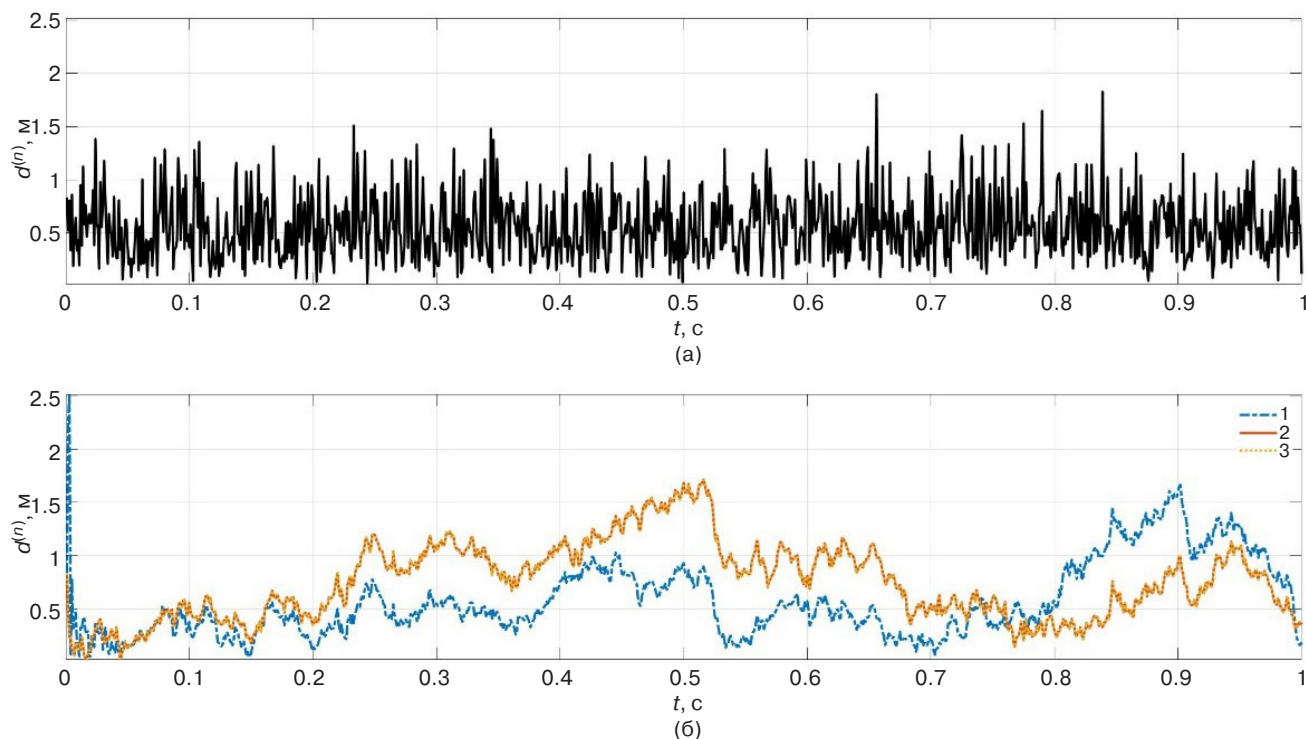


Рис. 7. Ошибки оценивания в трехпозиционной радиосистеме при $b_{x1s} = b_{y1s} = b_{z1s} = 1$ м: (а) – единичные измерения; (б) – фильтрация α - β (синяя штриховая линия), фильтрация Калмана (оранжевая линия), нелинейная фильтрация (пунктирная желтая линия, совпадает с фильтрацией Калмана)

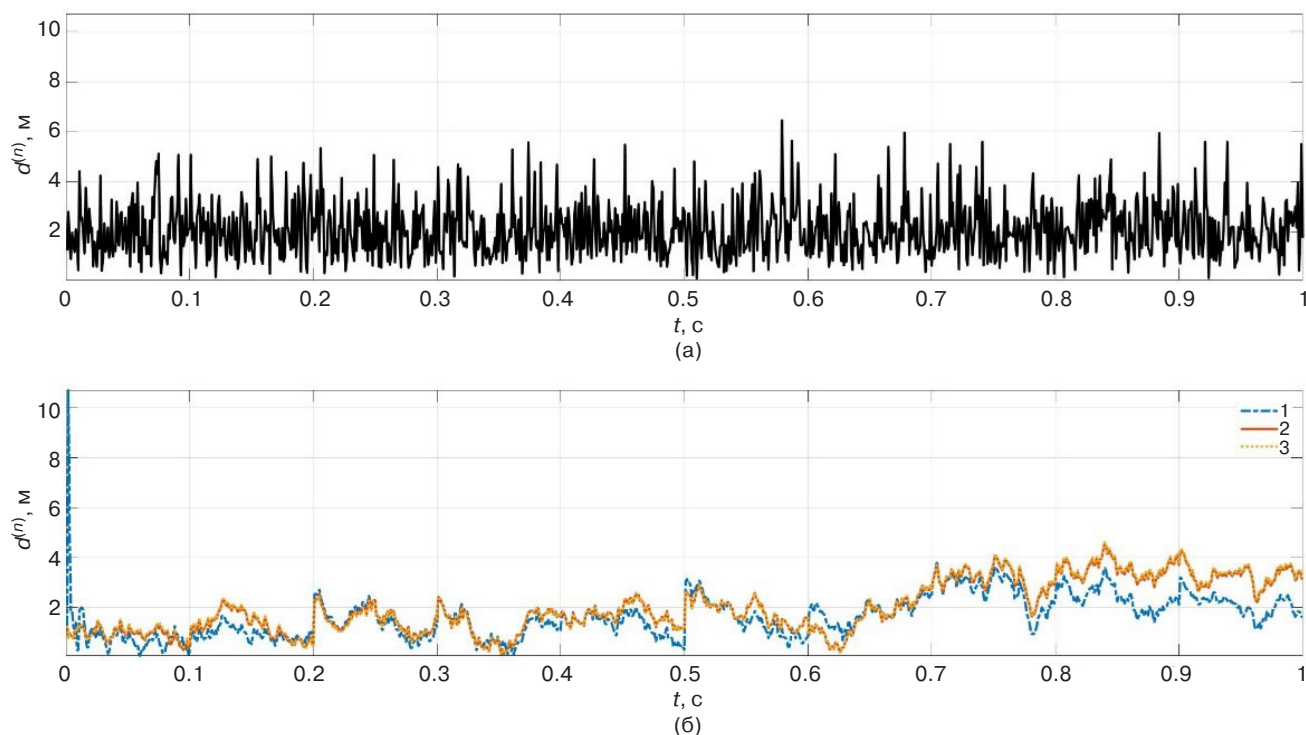


Рис. 8. Ошибки оценивания в однопозиционной радиосистеме при $b_{x1s} = b_{y1s} = b_{z1s} = 0.1$ м: (а) – единичные измерения; (б) – фильтрация α - β (синяя штриховая линия), фильтрация Калмана (оранжевая линия), нелинейная фильтрация (пунктирная желтая линия, совпадает с фильтрацией Калмана)

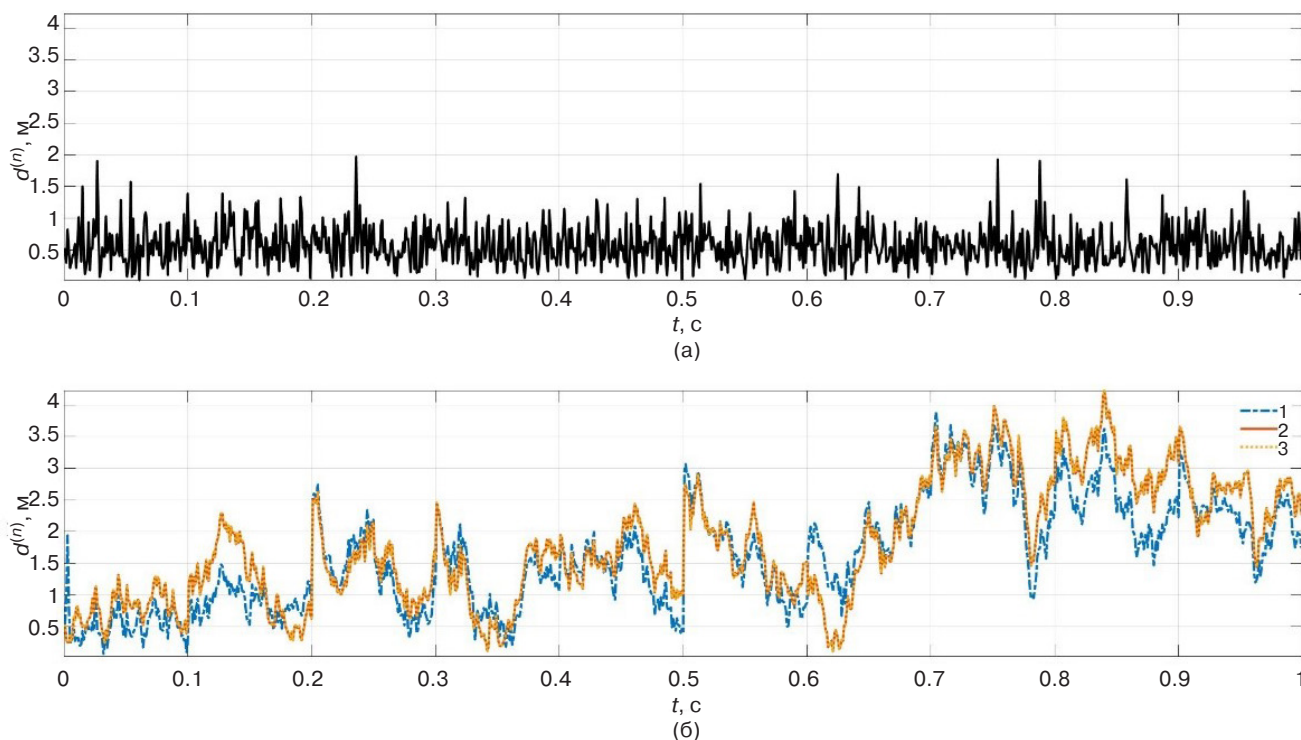


Рис. 9. Ошибки оценивания в трехпозиционной радиосистеме при $b_{x1s} = b_{y1s} = b_{z1s} = 0.1$ м: (а) – единичные измерения; (б) – фильтрация α - β (синяя штриховая линия), фильтрация Калмана (оранжевая линия), нелинейная фильтрация (пунктирная желтая линия, совпадает с фильтрацией Калмана)

Трехпозиционная угломерно-дальномерная радиосистема при условии, что СКО траекторных флуктуаций достигают 0.1 м за 1 с, показывает плохие результаты для фильтрации, уступающие единичному оцениванию. Это свидетельствует о необходимости модификации алгоритмов. В случае однопозиционной дальномерной радиосистемы модификация алгоритма возможно способна улучшить результат.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Как видно из графиков, в целом классические алгоритмы работают и в неклассических условиях, т.е. их применение в случае немарковской аппроксимации траекторных флуктуаций возможно. Однако в некоторых случаях (к примеру, на рис. 9) фильтрация при немарковской аппроксимации получается менее точной, чем единичное оценивание. Тем не менее,

следует отметить, что у фильтрации Калмана и нелинейной фильтрации появляются неопределенные параметры – алгоритмические СКО траекторных флуктуаций b_{xal} , b_{yal} , b_{zal} . При марковской аппроксимации использовались СКО траекторных флуктуаций b_x , b_y , b_z , которые порождали траектории и которые использовались в качестве параметров для синтеза алгоритмов. Что касается соответствующего подбора параметров, то ввиду того, что параметры перестают быть аналитически определенными, остается возможность определить их эмпирически и проверить устойчивость процесса фильтрации к изменению других параметров функционирования радиосистем и объекта наблюдения, таких как дальность, ОСШ и др.

Вклад авторов. Все авторы в равной степени внесли свой вклад в исследовательскую работу.

Authors' contribution. All authors equally contributed to the research work.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Melinger D.W. *Trajectory Generation and Control for Quadrotors*: thesis. Degree of Doctor of Philosophy (PhD). University of Pennsylvania: Publicly Accessible Penn Dissertations; 2012. 137 p. URL: <https://repository.upenn.edu/edissertations/547>
2. Ritchie M.A., Fioranelli F., Griffiths H., Torvik B. Monostatic and bistatic radar measurements of birds and micro-drone. In: *IEEE Radar Conference (RadarConf)*. 2016, p. 1–5. <https://doi.org/10.1109/RADAR.2016.7485181>

REFERENCES

1. Melinger D.W. *Trajectory Generation and Control for Quadrotors*: thesis. Degree of Doctor of Philosophy (PhD). University of Pennsylvania: Publicly Accessible Penn Dissertations; 2012. 137 p. Available from URL: <https://repository.upenn.edu/edissertations/547>
2. Ritchie M.A., Fioranelli F., Griffiths H., Torvik B. Monostatic and bistatic radar measurements of birds and micro-drone. In: *IEEE Radar Conference (RadarConf)*. 2016, p. 1–5. <https://doi.org/10.1109/RADAR.2016.7485181>

3. Королев А.Н., Котов А.Ф., Ярошевская К.Ш. Фильтрация немарковских процессов. В сб.: Докл. 19 Всесоюз. НМС. Теория и проектирование радиосистем. Л.: ЛЭТИ; 1985.
4. Королев А.Н., Котов А.Ф., Ярошевская К.Ш. Фильтрация немарковских процессов. *Радиотехника*. 1990;5:48.
5. Королев А.Н., Котов А.Ф., Ярошевская К.Ш. Фильтрация немарковского процесса при полигауссовской аппроксимации. В сб.: «Математика. Компьютер. Управление и инвестиции»: тезисы докладов междунар. конф. М.: ЦНИИПРОЕКТ; 1993. С. 45.
6. Tenne D., Singh T. Characterizing performance of α - β - γ filters. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*. 2002;38(3):1072–1087. <https://doi.org/10.1109/TAES.2002.1039425>
7. Kalman R.E. A new approach to linear filtering and prediction problems. *Transactions of the ASME. Journal of Basic Engineering*. 1960;82(Series D):35–45. <https://doi.org/10.1115/1.3662552>
8. Гребенников В.Б., Котов А.Ф. Импульсные многопозиционные радиотехнические системы. *Радиотехника*. 1987;6:6–9.
9. Арешин Я.О., Заикин Б.А., Котов А.Ф., Решетняк С.А. Алгоритм нелинейной фильтрации координат малоподвижного объекта в двухпозиционной радиосистеме. *Радиотехника и электроника*. 2019;64(3):213–219. <https://doi.org/10.1134/S0033849419020013>
10. Kumar R.S.R., Ramaiah M.V., Kumar J.R. Performance comparison of α - β - γ filter and kalman filter for CA, NCA target tracking using bistatic range and range rate measurements. In: *IEEE International Conference on Communication and Signal Processing (ICCSP)*. 2014, p. 1462–1466. <https://doi.org/10.1109/ICCSP.2014.6950091>
11. Petsios M.N., Alivizatos E.G., Uzunoglu N.K. Maneuvering target tracking using multiple bistatic range and range-rate measurements. *Signal Processing*. 2007;87(4):665–686. <https://doi.org/10.1016/j.sigpro.2006.07.003>
12. Compagnoni M., Notari R., Antonacci F., Sarti A. On the statistical model of source localization based on range difference measurements. *Journal of The Franklin Institute*. 2017;354(15):7183–7214. <https://doi.org/10.1016/j.jfranklin.2017.07.034>
13. Дудник П.И., Кондратенков Г.С., Татарский Б.Г., Ильчук А.Р., Герасимов А.А. *Авиационные радиолокационные комплексы и системы: учебник для слушателей и курсантов ВУЗов ВВС*. М.: Изд. ВВИА им. проф. Н.Е. Жуковского; 2006. 1112 с. ISBN 5-903111-15-7
14. Skolnik M.I. *Radar handbook*: 3rd ed. USA: McGraw-Hill companies; 2008. 1352 p.
15. Swerling P. Maximum angular accuracy of a pulsed search radar. *Proceedings of the IRE*. 1956;44(9):1146–1155. <https://doi.org/10.1109/JRPROC.1956.275167>
3. Korolev A.N., Kotov A.F., Yaroshevskaya K.Sh. Filtering Non-Markovian process. In: *19 Vsesouzn. NMS "Teoriya i proektirovanie radiosistem": sb. dokladov (Report to the All-Union NMS. Theory and practice)*. Leningrad: LETI; 1985. (in Russ)
4. Korolev A.N., Kotov A.F., Yaroshevskaya K.Sh. Filtering Non-Markov processes. *Radiotekhnika = Radioengineering*. 1990;5:48 (in Russ.).
5. Korolev A.N., Kotov A.F., Yaroshevskaya K.Sh. Filtering Non-Markov process with poly-Gaussian approximation. In: *Mezhdunarodnaya konferentsiya "Matematika. Komp'yuter. Upravlenie i investitsii" (Abstracts of the reports of the International Conference Mathematics. Computer. Management and Investment)*. Moscow: TsNIIPROEKT; 1993, p. 45. (in Russ.).
6. Tenne D., Singh T. Characterizing performance of α - β - γ filters. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*. 2002;38(3):1072–1087. <https://doi.org/10.1109/TAES.2002.1039425>
7. Kalman R.E. A new approach to linear filtering and prediction problems. *Transactions of the ASME. Journal of Basic Engineering*. 1960;82(Series D):35–45. <https://doi.org/10.1115/1.3662552>
8. Grebennikov V.B., Kotov A.F. Pulse multi-position radio engineering systems. *Radiotekhnika = Radioengineering*. 1987;6:6–9 (in Russ.).
9. Areshin Y.O., Zaikin B.A., Kotov A.F., Reshetnyak S.A. Algorithm for nonlinear filtering of the coordinates of a fluctuating object in a bistatic radio system. *Journal of Communications Technology and Electronics*. 2019;64(3):187–192. <https://doi.org/10.1134/S1064226919020013> [Areshin Ya.O., Zaikin B.A., Kotov A.F., Reshetnyak S.A. Algoritn nelineinoy fil'tratsii koordinat malopodvizhnogo ob'ekta v dvukhpozitsionnoi radiosisteme. *Radiotekhnika i elektronika = Journal of Communications Technology and Electronics*. 2019;64(3):213–219 (in Russ.).]
10. Kumar R.S.R., Ramaiah M.V., Kumar J.R. Performance comparison of α - β - γ filter and kalman filter for CA, NCA target tracking using bistatic range and range rate measurements. In: *IEEE International Conference on Communication and Signal Processing ICCSP*. 2014, p. 1462–1466. <https://doi.org/10.1109/ICCSP.2014.6950091>
11. Petsios M.N., Alivizatos E.G., Uzunoglu N.K. Maneuvering target tracking using multiple bistatic range and range-rate measurements. *Signal Processing*. 2007;87(4):665–686. <https://doi.org/10.1016/j.sigpro.2006.07.003>
12. Compagnoni M., Notari R., Antonacci F., Sarti A. On the statistical model of source localization based on range difference measurements. *Journal of The Franklin Institute*. 2017;354(15):7183–7214. <https://doi.org/10.1016/j.jfranklin.2017.07.034>
13. Dudnik P.I., Kondratenkov G.S., Tatarskii B.G., Il'chuk A.R., Gerasimov A.A. *Aviatsionnye radiolokatsionnye komplekсы i sistemy: uchebnyk dlya slushatelei i kursantov VUZov VVS (Aviation radar complexes and systems: a textbook for listeners and cadets of the Air Force universities)*. Moscow: Izd. VVIA im. prof. N.E. Zhukovskogo; 2006. 1112 p. (in Russ.). ISBN 5-903111-15-7
14. Skolnik M.I. *Radar handbook*: 3rd ed. USA: McGraw-Hill companies; 2008. 1352 p.
15. Swerling P. Maximum angular accuracy of a pulsed search radar. *Proceedings of the IRE*. 1956;44(9):1146–1155. <https://doi.org/10.1109/JRPROC.1956.275167>

Об авторах

Заикин Борис Александрович, к.т.н., системный администратор, отдел информационных технологий, Городская клиническая больница им. М.Е. Жадкевича (121374, Россия, Москва, Можайское ш., д. 14). E-mail: halfmazerkin@gmail.com.

Котов Александр Федорович, д.т.н., профессор, член диссертационного совета по специальности «Радиотехника» Института радиотехнических и телекоммуникационных систем ФГБОУ ВО «МИРЭА – Российский технологический университет» (119454, Россия, Москва, пр-т Вернадского, д. 78). E-mail: kotov_af@mail.ru.

About the authors

Boris A. Zaikin, Cand. Sci. (Eng.), System Administrator, Department of Information Technologies, M.E. Zhadkevich City Clinical Hospital (14, Mozhaiskoe sh., Moscow, 121374 Russia) E-mail: halfmazerkin@gmail.com.

Alexander F. Kotov, Dr. Sci. (Eng.), Professor, Member of the Dissertation Council on Radio Engineering, Institute of Radio Engineering and Telecommunication Systems, MIREA – Russian Technological University (78, Vernadskogo pr., Moscow, 119454 Russia). E-mail: kotov_af@mail.ru.

УДК 681.7.068

<https://doi.org/10.32362/2500-316X-2021-9-4-49-55>

НАУЧНАЯ СТАТЬЯ

Двухволновые WDM-мультиплексоры на основе комбинированных волоконных структур

Д.А. Иванов[@], В.И. Нефедов

МИРЭА – Российский технологический университет, Москва, 119454 Россия

[@] Автор для переписки, e-mail: d.ivanov@tmvos.com

Резюме. Одно из основных направлений развития систем оптической связи связано с использованием оптического волокна (ОВ) для приема и передачи данных. Поэтому производители уделяют особое внимание созданию новых марок ОВ, улучшая их оптические и эксплуатационные характеристики. Это дает возможность совершенствования существующих волоконно-оптических компонентов, использующих ОВ в качестве активной среды. Наиболее широкое распространение получили двухволновые WDM-мультиплексоры/демультиплексоры типа 1×2 , предназначенные для разделения и объединения оптических несущих с длинами волн 1310 и 1550 нм, соответствующими 2-му и 3-му окнам прозрачности кварцевого ОВ. Следует отметить, что под мультиплексорами и демультиплексорами подразумеваются одни и те же оптические устройства, представляющие собой разветвители спектрально-селективного вида. Такие устройства отличаются достаточно высоким уровнем оптических характеристик при относительно низкой стоимости изделий. Однако анализ выпускаемых в последние годы мультиплексоров показывает, что характеристики данных устройств недостаточно соответствуют совокупности современных требований, предъявляемых большинством разработчиков систем, в частности, по допустимым величинам внешних воздействующих факторов, вносимым потерям и величине оптической изоляции каналов. Поэтому разработка и исследование WDM-мультиплексоров с улучшенными оптическими характеристиками являются актуальными. Одним из возможных путей оптимизации таких устройств является применение новых типов ОВ со стойкостью к изгибным потерям, из которых можно было бы изготовить WDM-мультиплексоры. В настоящей работе рассмотрены возможности создания сплавных одномодовых мультиплексоров/демультиплексоров на основе комбинированных волоконных структур. Представлены технология и оборудование для изготовления данных устройств. Исследованы оптические характеристики экспериментальных образцов WDM-мультиплексоров. Приведены результаты испытания на воздействие температуры.

Ключевые слова: BOCC, ОВ, WDM-мультиплексор, FBT-технология, область связи, коэффициент деления

• Поступила: 23.03.2021 • Доработана: 11.05.2021 • Принята к опубликованию: 20.05.2021

Для цитирования: Иванов Д.А., Нефедов В.И. Двухволновые WDM-мультиплексоры на основе комбинированных волоконных структур. *Российский технологический журнал*. 2021;9(4):49–55. <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2021-9-4-49-55>

Прозрачность финансовой деятельности: Никто из авторов не имеет финансовой заинтересованности в представленных материалах или методах.

Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

RESEARCH ARTICLE

Two-wavelength WDM multiplexers based on combined fiber structures

Dmitry A. Ivanov[®], Victor I. Nefedov

MIREA – Russian Technological University, Moscow, 119454 Russia

[®] Corresponding author, e-mail: d.ivanov@tmvos.com

Abstract. One of the main directions in the development of optical communication systems is associated with the use of optical fiber (OF) for data reception and transmission. Therefore, manufacturers began to pay special attention to the creation of new brands of OF, improving their optical and operational characteristics. This makes it possible to improve existing optical fiber components that use OF as an active medium. The most widely used are two-wavelength 1×2 WDM multiplexers/demultiplexers designed to separate and combine optical carriers with wavelengths of 1310 and 1550 nm, corresponding to the second and third transparency windows of quartz OF. It should be noted that multiplexers and demultiplexers are the same optical devices, which are spectrally selective splitters. Such devices are distinguished by a sufficiently high level of optical characteristics at a relatively low cost of products. However, an analysis of the multiplexers produced in recent years shows that the characteristics of these devices do not sufficiently correspond to the set of modern requirements imposed by most system developers, in particular on permissible values of external influencing factors, insertion loss and the value of optical isolation of channels. Therefore, the development and research of WDM multiplexers with improved optical characteristics is relevant. One of the possible ways of optimizing such devices using new types of OF with resistance to bending losses, of which WDM multiplexers could be made. In this paper, we consider the possibilities of realizing fused single-mode multiplexers/demultiplexers based on combined fiber structures. The technology and equipment for the manufacture of these devices are presented. The optical characteristics of experimental samples of WDM multiplexers are investigated. The results of testing for the effect of temperature are given.

Keywords: FOCS, OF, WDM-multiplexer, FBT technology, coupling length, coupling ratio

• Submitted: 23.03.2021 • Revised: 11.05.2021 • Accepted: 20.05.2021

For citation: Ivanov D.A., Nefedov V.I. Two-wavelength WDM multiplexers based on combined fiber structures. *Rossiiskii tekhnologicheskii zhurnal = Russian Technological Journal*. 2021;9(4):49–55 (in Russ.). <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2021-9-4-49-55>

Financial disclosure: No author has a financial or property interest in any material or method mentioned.

The authors declare no conflicts of interest.

ВВЕДЕНИЕ

Волоконно-оптические системы связи (ВОСС) со спектральным уплотнением каналов находят все более широкое применение в информационно-управляющих комплексах различного рода подвижных объектов: наземных и морских транспортных средств, аэрокосмических аппаратов [1]. Для реализации таких систем используются сплавные одномодовые WDM-мультиплексоры со спектральным уплотнением и разуплотнением по длинам волн 1310 и 1550 нм [2], используемые, в частности, для организации дуплексной связи с передачей информации по одному ОВ одновременно в обоих направлениях. Для изготовления таких устройств обычно применяется технология сплавной

биконической вытяжки (FBT), позволяющей достичь низких вносимых потерь одновременно с высокой степенью изоляции каналов в широком диапазоне температур [3]. При изготовлении FBT-мультиплексоров основными критериями являются высокое значение коэффициента оптической изоляции каналов при демультиплексировании и малое значение вносимых потерь. Вместе с тем, мультиплексоры очень чувствительны к изменению механических напряжений в сплавленной биконической структуре, возникающих из-за различия температурных коэффициентов расширения световодной структуры материалов, из которых формируется WDM-разветвитель. Поэтому очень важно, чтобы во время эксплуатации такие устройства были стойкими к воздействию внешних факторов, в

частности, к изменению температуры в широком диапазоне от -60 до $+85$ °C.

В настоящей работе рассмотрены вопросы технологии изготовления и формирования мультиплексоров на основе комбинирования одномодовых волокон Corning SMF-28e и Corning Clearcurve ZBL [4], представлены результаты изготовления и исследования оптических характеристик, а также температурных испытаний экспериментальных образцов WDM-мультиплексоров.

ТЕХНОЛОГИЯ ИЗГОТОВЛЕНИЯ СПЛАВНЫХ WDM-МУЛЬТИПЛЕКСОРОВ НА ОСНОВЕ КОМБИНИРОВАННЫХ ВОЛОКОННЫХ СТРУКТУР

Технология изготовления сплавных WDM-мультиплексоров основана на сплавлении двух отрезков одномодовых волокон SMF-28e, подваренных в место разрыва волокон ZBL, и растяжении зоны соединения с целью получения плавного биконического перехода, необходимого для оптической связи между волокнами [5]. Двухканальные мультиплексоры/демультиплексоры с выходными волноводами из волокон ZBL могут найти применение в различных устройствах систем связи, где важны такие параметры, как потери на макроизгибах [6–7], а также уменьшение габаритов корпусов для многокаскадного соединения разветвителей. Благодаря одномодовым волокнам ZBL можно добиться малого радиуса изгиба оптических выводов сплавных мультиплексоров и значительно уменьшить влияние дополнительных потерь изгибов ОВ на оптические параметры данных устройств [8]. Метод создания двухканального волоконного мультиплексора иллюстрируется на рис. 1 [9].

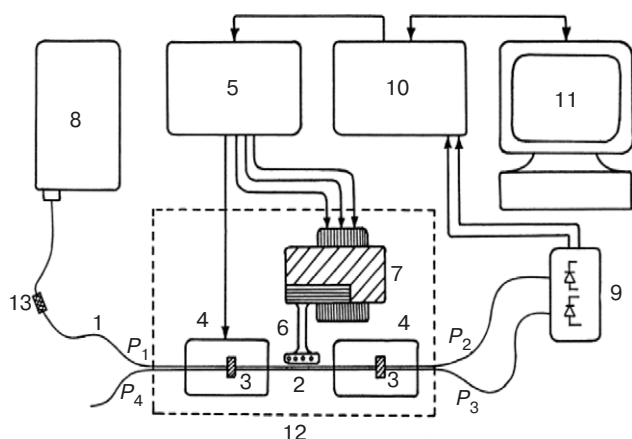


Рис. 1. Структурная схема установки для изготовления сплавных WDM-мультиплексоров: 1 – волокна ZBL; 2 – участки волокон SMF-28e, подваренных к волокнам ZBL; 3 – узлы прижима волокон; 4 – подвижные каретки; 5 – блок электропривода; 6 – нагреватель; 7 – блок питания нагревателя; 8 – источник оптического излучения; 9 – фотоприемники; 10 – блок управления; 11 – компьютер; 12 – устройство растяжки; 13 – место сварки пигтейла с волокном ZBL

Два подготовленных отрезка волокон SMF-28e с очищенными на длине ≈ 35 мм от буферной оболочки участками подвариваются в место разрыва волокон ZBL, соединяются между собой с помощью скрутки (рис. 2), обеспечивающей плотное соединение волокон между собой, закрепляются на подвижных каретках устройства растяжки и помещаются в зону нагрева керамического нагревателя [10].

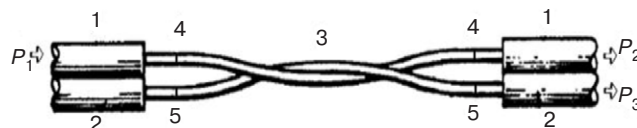


Рис. 2. Схематическое изображение скрутки волоконных световодов: 1, 2 – волокна ZBL; 3 – скрутка волокон SMF-28e; 4, 5 – место сварки участков волокон SMF-28e с волокнами ZBL

После нагрева до температуры, обеспечивающей сплавление волокон, производится растяжение участка разветвления с целью получения плавного биконического сужения.

В процессе растяжения зоны сплавления измеряются на рабочей длине волны текущие значения мощности излучения P_2 и P_3 в выходных портах мультиплексора [11]. Процесс останавливается при определенной длине биконической перетяжки, необходимой для демультиплексирования двух длин волн (рис. 3).

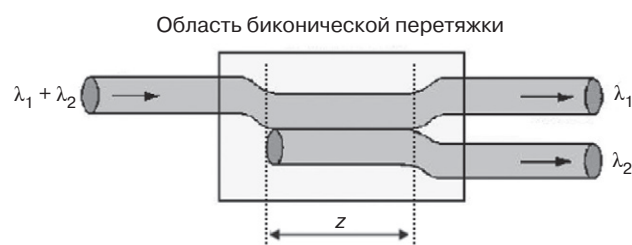


Рис. 3. Простейший сплавной FBT-разветвитель

Основная мода волокна, которая распространяется по сердцевине одного из ОВ, в области биконической перетяжки (z) частично проникает в сердцевину второго волокна, и постепенно, по мере распространения вдоль этой области, происходит перетекание моды из одного волокна во второе [12]. После того, как оптическое излучение полностью перейдет из одного волокна во второе, процесс идет в противоположном направлении. Поэтому, изменяя длину перетяжки, можно добиться вывода практически всего потока на длине волны λ_1 через один выход, а потока на длине волны λ_2 – через другой.

Коэффициент деления зависит от биконической области z и выглядит следующим образом:

$$\alpha = F^2 \sin\left(\frac{K}{F}(z - z_0)\right), \quad (1)$$

где $F \leq 1$ – максимальный коэффициент разделения оптической мощности, который зависит от основного разделения двух волокон и равномерности диаметра сердцевин в биконической области; z_0 – длина сплавного участка перед растяжкой; K – параметр, определяющий периодичность коэффициента разделения.

Формула для расчета K , полученная опытным путем, имеет следующий вид:

$$K \approx \frac{21\lambda^{5/2}}{a^{7/2}}, \quad (2)$$

где a – радиус волокна в области биконической перетяжки; λ – длина волны оптического сигнала.

Поскольку радиус волокна уменьшается, когда волокна растягивают и сплавляют, то параметр K является функцией, зависящей от z . Например, если радиус волокна до растяжения равен a_0 , то соотношение между a и z выглядит так [13]:

$$a \approx \sqrt{a_0^2 z_0 / z}. \quad (3)$$

Одними из основных характеристик WDM-мультиплексоров являются вносимые потери A и коэффициент изоляции $K_{из}$. Для двухканального устройства указанные параметры определяются следующими выражениями:

$$A = 10 \lg \frac{P_1}{P_i}; K_{из} = 10 \lg \frac{P_1}{P_j}, \quad j \neq i = 2, 3, \quad (4)$$

где P_1 – оптическая мощность во входном канале на длине волны λ_i ; P_i – оптическая мощность на выходе i -го (основного) канала на длине волны λ_i ; P_j – оптическая мощность в j -м (неосновном) канале на длине волны λ_i .

На практике из-за отражения оптической мощности, вызываемого несовершенством биконической области, возникают оптические обратные отражения к входным портам. Уровень мощности обратного отражения определяется как

$$K_{обр} = 10 \lg \frac{P_1}{P_{обр}}, \quad (5)$$

где $P_{обр}$ – оптическая мощность, распространяющаяся обратно во входной канал.

В высококачественных волоконных разветвителях обратные отражения, как правило, меньше –55 дБ.

На рис. 4 представлена зависимость оптической мощности P_1 в выходном канале мультиплексора от длины перетяжки для излучения с длиной волны 1310 нм и 1550 нм.

Как видно из рис. 4, при определенной длине перетяжки (точка А) достигается разделение двух длин

волн, т.е. режим демультиплексирования. Таким образом, изготавливая разветвитель с областью связи определенной длины, можно добиться объединения или разделения длин волн [14]. На практике полное демультиплексирование рабочих длин волн происходит после четвертой осцилляции, что улучшает оптические характеристики получившихся мультиплексоров.

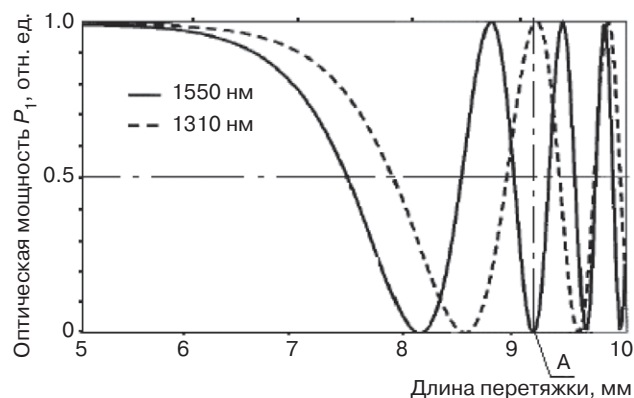


Рис. 4. Зависимость относительной мощности оптического излучения в выходном канале WDM-мультиплексора от длины перетяжки для двух длин волн (1310 и 1550 нм)

После окончания процесса изготовления WDM-мультиплексора участок биконической перетяжки закрепляется на подложке из кварцевого стекла с использованием клеевого полимерного компаунда (рис. 5) и затем помещается в герметичный корпус.

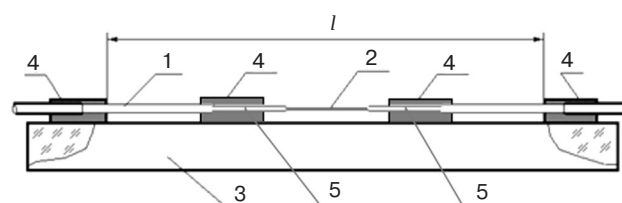


Рис. 5. Схематическое изображение укладки участка биконической перетяжки сплавного WDM-мультиплексора на кварцевой подложке: 1 – волокна ZBL; 2 – сплавной биконический участок; 3 – кварцевая подложка; 4 – клеевой полимерный компаунд; 5 – место сварки участков волокон SMF-28e с волокнами ZBL

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ

В эксперименте FBT-мультиплексоры изготавливались на промышленной установке FCI-0201 фирмы NTT AT (Япония), в которой для нагрева волокон используется керамический микронагреватель [15]. Его использование позволяет повысить стабильность температуры в зоне нагрева, что улучшает воспроизводимость процесса. Длина биконического

участка составляла 50 мм. Температура нагрева зоны сплавления волокон составляла 1500–1550 °С, скорость растяжения уменьшалась с 60 мкм/с в начале процесса до 10 мкм/с – в конце (рис. 6).

Для обеспечения низких потерь при растяжении должен быть обеспечен адиабатический режим перехода световой моды из стандартного волокна с сердцевиной около 9 мкм в область его утончения и обратно. Реализация такого процесса требует точной настройки нагревателя и скорости вытяжки волокон с учетом температуры и влажности воздуха в рабочем помещении.

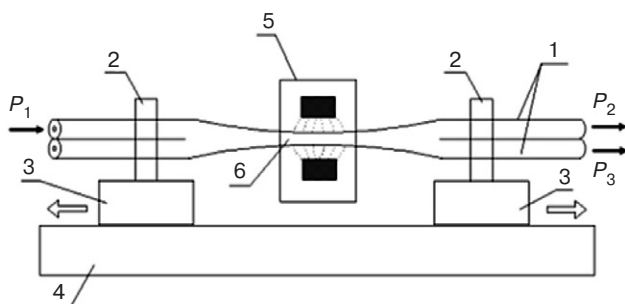


Рис. 6. Метод изготовления сплавных волоконных демультиплексоров: 1 – оптические волокна; 2 – зажимы; 3 – подвижные каретки; 4 – устройство растяжки; 5 – нагреватель; 6 – зона сплавления

В процессе растяжения участка сплавления отображалась зависимость относительной мощности оптического излучения в его выходных каналах P_2/P_1 и P_3/P_1 от времени процесса растяжения (рис. 7), а также проводился непрерывный анализ спектральной характеристики формируемого WDM-мультиплексора.

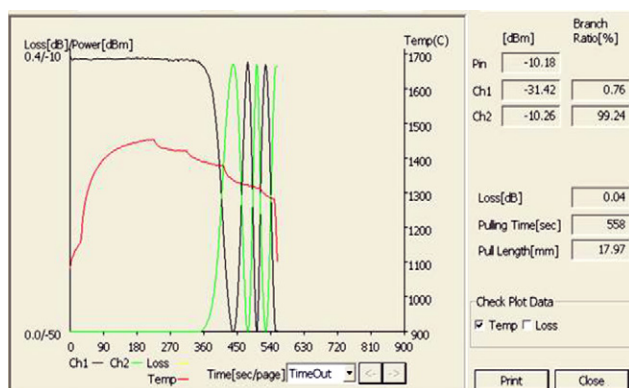


Рис. 7. Результат изготовления WDM-мультиплексора на установке FCI-0201

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Дементьев С.Г., Ключник Н.Т., Кузнецов В.А., Яковлев М.Я. Температурная стабильность двухканальных WDM-мультиплексоров на основе биконических

Вносимые потери изготовленного образца составили 0.04 дБ, а оптическая изоляция каналов мультиплексора – 18–20 дБ.

Всего в эксперименте было изготовлено 35 образцов WDM-мультиплексоров. На рис. 8 приведена гистограмма распределения вносимых потерь мультиплексоров, полученная на основе измерений образцов.

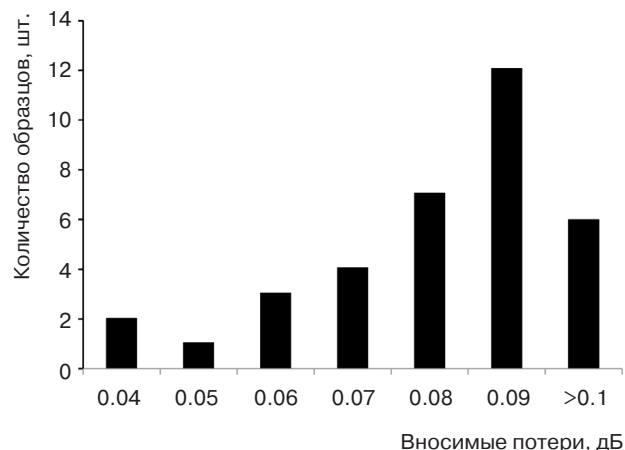


Рис. 8. Гистограмма распределения вносимых потерь сплавных мультиплексоров

Анализ гистограммы показывает, что 80% от общего количества изготовленных образцов мультиплексоров имеют потери, не превышающие 0.09 дБ.

Были проведены испытания WDM-мультиплексоров на воздействие рабочих температур в диапазоне от –60 до +85 °С. Изменение величины носимых потерь в указанном диапазоне температур не превышало 0.1 дБ, а изменение коэффициента оптической изоляции не превышало 1 дБ.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Приведен метод изготовления сплавных одномодовых мультиплексоров на основе комбинированных волоконных структур Corning Clearcurve ZBL и Corning SMF-28e. Исследованы оптические характеристики изготовленных образцов. Экспериментально показана возможность создания мультиплексоров с потерями, не превышающими 0.1 дБ.

Вклад авторов. Все авторы в равной степени внесли свой вклад в исследовательскую работу.

Authors' contribution. All authors equally contributed to the research work.

REFERENCES

1. Dement'ev S.G., Klyuchnik N.T., Kuznetsov V.A., Yakovlev M.Ya. Temperature stability of two-channel WDM-multiplexers based on biconical splitters.

- разветвителей. В сб.: *Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения*: мат. международной научно-технической конф. «INTERMATIC – 2012». М.: МИРЭА; 2012. Ч. 2. С. 107–110. URL: <https://conf.mirea.ru/CD2012/pdf/p4/26.pdf>
2. Иванов В.И. *Применение технологии WDM в современных сетях передачи информации*. Казань: ЗАО «Новое знание»; 2012. 223 с. ISBN 978-5-89347-679-8
 3. Наний О.Е. Основы технологии спектрального мультиплексирования каналов передачи (WDM). *Lightwave Russian Edition*. 2004;2:47–52. URL: <https://t8.ru/wp-content/uploads/2012/01/23.pdf>
 4. SMF-28® Ultra Optical Fibers. URL: <https://www.corning.com/ru/ru/products/communication-networks/products/fiber/smf-28-ultra.html>
 5. Рождественский Ю.В. Сплавные волоконно-оптические мультиплексоры/демультиплексоры и их применение в телекоммуникационных системах. *Фотон-Экспресс*. 2004;1(31):16–18.
 6. Matthijsse P., Kuyl G. Влияние изгибов оптических волокон на их характеристики. *Кабели и провода*. 2005;4(293):17–22. URL: http://www.kp-info.ru/images/File/2005_4_17-22.pdf
 7. Дорожкин А., Наний О., Трещиков В., Шихалиев И. Волокно с малыми изгибными потерями – новая жизнь для систем связи диапазона C + L. *Первая миля*. 2018;8(77):48–53. <https://doi.org/10.22184/2070-8963.2018.77.8.48.53>
 8. Беспрозванных В.Г., Мосунова И.Д. Оптические характеристики одномодовых изгибоустойчивых волокон при укладке в малых замкнутых объектах. *Инновационная наука*. 2019;1:19–23.
 9. Roychaudhuri P., Shenoy M.R., Pal B.P. Flame-fused optical fiber directional couplers: Fabrication and automated process control. *IETE Journal of Research*. 1997;43(6):433–438. <https://doi.org/10.1080/03772063.1997.11416014>
 10. Берикашвили В.Ш., Елизаров С.Г., Ключник Н.Т., Кузнецов В.А., Яковлев М.Я. Волоконные WDM-мультиплексоры с уменьшенным спектральным интервалом между каналами. В сб.: *Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения*: мат. международной научно-технической конф. «INTERMATIC – 2014». М.: МИРЭА; 2014. Ч. 5. С. 112–115. URL: <https://conf.mirea.ru/CD2014/pdf/p5/29.pdf>
 11. Иванов А.Б. *Волоконная оптика. Компоненты, системы передачи, измерения*. М.: Сайрус Системс; 1999. 663 с. ISBN 5-88230-080-0
 12. Marcuse D. *Theory of dielectric optical waveguides*. Boston: Academic Press; 1991. 380 p.
 13. Hui R., O'Sullivan M. *Fiber Optic Measurement Techniques*. Elsevier; 2009. 672 p. ISBN: 978-0-12-373865-3
 14. Берикашвили В.Ш., Демет'ев С.Г., Ключник Н.Т., Яковлев М.Я. Спектрально-селективные оптические разветвители с повышенной изоляцией каналов. В сб.: *Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения*: мат. международной научно-технической конф. «INTERMATIC – 2011». М.: МИРЭА; 2011. Ч. 1. С. 190–193. URL: <https://conf.mirea.ru/CD2011/pdf/p1/43.pdf>
 - In: *Konferentsiya Fundamental'nye problemy radioelektronного priborostroeniya "INTERMATIC – 2012"* (Fundamental Problems of Radioengineering and Device Construction. Proc. of the International Scientific and Technical Conference "INTERMATIC – 2012"). Moscow: MIREA; 2012. V. 4, p. 107–110. (in Russ.). Available from URL: <https://conf.mirea.ru/CD2012/pdf/p4/26.pdf>
 2. Ivanov V.I. *Primenenie tekhnologii WDM v sovremennykh setyakh peredachi informatsii (Application of WDM technology in modern information transmission networks)*. Kazan: Novoe znanie; 2012. 223 p. ISBN 978-5-89347-679-8
 3. Nani O.E. Fundamentals of the technology of spectral multiplexing of transmission channels (WDM). *Lightwave Russian Edition*. 2004;2:47–52 (in Russ.). Available from URL: <https://t8.ru/wp-content/uploads/2012/01/23.pdf>
 4. SMF-28® Ultra Optical Fibers. Available from URL: <https://www.corning.com/ru/ru/products/communication-networks/products/fiber/smf-28-ultra.html>
 5. Rozhdestvenskii Yu.V. Fusion fiber-optic multiplexers/demultiplexers and their application in telecommunication systems. *Foton-Express*. 2004;1(31):16–18 (in Russ.).
 6. Matthijsse P., Kuyl G. Influence of bending of optical fibers on their characteristics. *Kabeli i Provoda = Cables and Wires*. 2005;4(293):17–22 (in Russ.).
 7. Dorozhkin A., Nani O., Treshchikov V., Shikhaliev I. Low bending loss fiber – a new life for C + L communication systems. *Pervaya Milya = Last Mile*. 2018;8(77):48–53 (in Russ.). <https://doi.org/10.22184/2070-8963.2018.77.8.48.53>
 8. Besprozvannykh V.G., Mosunova I.D. Optical characteristics of single-mode bend-resistant fibers at construction in small closed objects. *Innovatsionnaya Nauka = Innovation Science*. 2019;1:19–23 (in Russ.).
 9. Roychaudhuri P., Shenoy M.R., Pal B.P. Flame-fused optical fiber directional couplers: Fabrication and automated process control. *IETE Journal of Research*. 1997;43(6):433–438. <https://doi.org/10.1080/03772063.1997.11416014>
 10. Berikashvili V.Sh., Elizarov S.G., Klyuchnik N.T., Kuznetsov V.A., Yakovlev M.Ya. WDM fiber multiplexers with reduced spectral spacing between channels. In: *Konferentsiya Fundamental'nye problemy radioelektronного priborostroeniya "INTERMATIC – 2014"* (Fundamental Problems of Radioengineering and Device Construction. Proc. of the International Scientific and Technical Conference "INTERMATIC – 2014"). Moscow: MIREA; 2014. V. 5, p. 112–115. (in Russ.). Available from URL: <https://conf.mirea.ru/CD2014/pdf/p5/29.pdf>
 11. Ivanov A.B. *Volokonnaya optika. Komponenty, sistemy peredachi, izmereniya (Fiber optics. Components, transmission systems, measurements)*. Moscow: Sairus Systems; 1999. 663 p. (in Russ.). ISBN 5-88230-080-0
 12. Marcuse D. *Theory of dielectric optical waveguides*. Boston: Academic Press; 1991. 380 p.
 13. Hui R., O'Sullivan M. *Fiber Optic Measurement Techniques*. Elsevier; 2009. 672 p. ISBN: 978-0-12-373865-3
 14. Berikashvili V.Sh., Dement'ev S.G., Klyuchnik N.T., Yakovlev M.Ya. Spectral selective optical splitters with increased channel isolation. In: *Konferentsiya*

15. Ключник Н.Т., Дементьев С.Г., Кузнецов В.А., Яковлев М.Я. Одномодовые спектрально-селективные разветвители с повышенной механической стойкостью. В сб.: *Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения*: мат. VII международной научно-технической конф. «INTERMATIC – 2010». М.: МИРЭА; 2010. Ч. 1. С. 164–167. URL: <https://conf.mirea.ru/CD2010/pdf/p1/36.pdf>
- Fundamental'nye problemy radioelektronnogo priborostroeniya "INTERMATIC – 2011" (Fundamental Problems of Radioengineering and Device Construction. Proc. of the International Scientific and Technical Conference "INTERMATIC – 2011")*. Moscow: MIREA; 2011. V. 1, p. 190–193. (in Russ.). Available from URL: <https://conf.mirea.ru/CD2011/pdf/p1/43.pdf>
15. Dement'ev S.G., Klyuchnik N.T., Kuznetsov V.A., Yakovlev M.Ya. Singlemode wavelength-selective splitters with increased mechanical resistance. In: *Konferentsiya Fundamental'nye problemy radioelektronnogo priborostroeniya "INTERMATIC – 2010" (Fundamental Problems of Radioengineering and Device Construction. Proc. of the International Scientific and Technical Conference "INTERMATIC – 2010")*. Moscow: MIREA; 2010. V. 1, p. 164–167. (in Russ.). Available from URL: <https://conf.mirea.ru/CD2010/pdf/p1/36.pdf>

Об авторах

Нефедов Виктор Иванович, д.т.н., профессор, заведующий кафедрой систем связи и телекоммуникаций Института радиотехнических и телекоммуникационных систем ФГБОУ ВО «МИРЭА – Российский технологический университет» (119454, Россия, Москва, пр-т Вернадского, д. 78). E-mail: nefedov@mirea.ru.

Иванов Дмитрий Александрович, аспирант, кафедра систем связи и телекоммуникаций Института радиотехнических и телекоммуникационных систем ФГБОУ ВО «МИРЭА – Российский технологический университет» (119454, Россия, Москва, пр-т Вернадского, д. 78). E-mail: d.ivanov@tmvos.com. <https://orcid.org/0000-0001-5437-7522>

About the authors

Victor I. Nefedov, Dr. Sci. (Eng.), Professor, Head of the Department of Communication Systems and Telecommunications, Institute of Radio Engineering and Telecommunication Systems, MIREA – Russian Technological University (78, Vernadskogo pr., Moscow, 119454 Russia). E-mail: nefedov@mirea.ru.

Dmitry A. Ivanov, Postgraduate Student, Department of Communication Systems and Telecommunications, Institute of Radio Engineering and Telecommunication Systems, MIREA – Russian Technological University (78, Vernadskogo pr., Moscow, 119454 Russia). E-mail: d.ivanov@tmvos.com. <https://orcid.org/0000-0001-5437-7522>

Современные радиотехнические и телекоммуникационные системы

Modern radio engineering and telecommunication systems

УДК 537.8

<https://doi.org/10.32362/2500-316X-2021-9-4-56-67>

НАУЧНАЯ СТАТЬЯ

Моделирование электромагнитного поля излучающей апертуры

В.Н. Исаков[@],
В.С. Ланкина

МИРЭА – Российский технологический университет, Москва, 119454 Россия

[@] Автор для переписки, e-mail: isakov@mirea.ru

Резюме. Статья посвящена вопросам численного расчета характеристик электромагнитного поля излучающих апертур. Излучающая апертура является универсальной электродинамической моделью, используемой при анализе специального класса антенн, в частности зеркальных и рупорных; исследовании явлений дифракции; планировании трасс распространения радиоволн; решении задач беспроводной передачи электрической энергии на расстояние. В соответствии с нуждами практики наибольший интерес представляет структура электромагнитного поля излучающей апертуры в промежуточной и дальней зонах. Однако теоретические решения соответствующих задач получить, как правило, затруднительно, за исключением некоторых частных случаев, относящихся к дальней зоне, что обуславливает разработку соответствующих вычислительных моделей. Цель статьи – обобщение и систематизация опыта разработки программного обеспечения для моделирования характеристик электромагнитного поля излучающих апертур в промежуточной и дальней зонах. В статье рассматривается подход к разработке вычислительной модели излучающей апертуры, позволяющей рассчитывать характеристики электромагнитного поля в промежуточной и дальней зонах, приводятся примеры получаемых результатов для случая круглой и кольцевой апертур, характеризующие структуру их электромагнитного поля. Даются примеры облетных диаграмм круглой апертуры. Продемонстрирован эффект «прожекторной» локализации электромагнитного поля в промежуточной зоне круглой излучающей апертуры и эффект взаимной компенсации соседних зон Френеля с использованием модели кольцевой излучающей апертуры. Разработана программа на языке C++ для расчета характеристик электромагнитного поля излучающих апертур в промежуточной и дальней зонах. Результаты работы могут быть использованы в качестве иллюстрационного материала при преподавании учебных дисциплин «Электродинамика и распространение радиоволн» и «Устройства СВЧ и антенны».

Ключевые слова: апертура, излучающий раскрыв, антенна, вычислительные методы, локализация электромагнитного поля

• Поступила: 15.03.2020 • Доработана: 18.04.2021 • Принята к опубликованию: 25.05.2021

Для цитирования: Исаков В.Н., Ланкина В.С. Моделирование электромагнитного поля излучающей апертуры. *Российский технологический журнал*. 2021;9(4):56–67. <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2021-9-4-56-67>

Прозрачность финансовой деятельности: Никто из авторов не имеет финансовой заинтересованности в представленных материалах или методах.

Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

RESEARCH ARTICLE

Modeling of the electromagnetic field of radiating aperture

Vladimir N. Isakov[@],
Viktoriia S. Lankina

MIREA – Russian Technological University, Moscow, 119454 Russia

[@] Corresponding author, e-mail: isakov@mirea.ru

Abstract. The article is devoted to the issues of numerical calculation of the characteristics of the electromagnetic field of radiating apertures. The radiating aperture is a universal electrodynamic model used in the analysis of a special class of antennas, in particular, mirror and horn antennas, in the study of diffraction phenomena, in the planning of radio wave propagation paths, and when solving problems of wireless transmission of electric energy at a distance. The structure of the electromagnetic field of a radiating aperture in the intermediate and far zones is of the greatest interest according to the needs of practice. However, the theoretical solutions of these problems are usually difficult to obtain, except for some special cases related to the far zone. This leads to the development of appropriate computational models. This paper is aimed at generalization and systematization of experience in developing software for the simulation of electromagnetic field characteristics of radiating apertures in the intermediate and far zones. This paper considers an approach to developing a computational model of a radiating aperture that may be used to calculate the characteristics of electromagnetic field in the intermediate and far zones. Examples of results obtained for circular and ring apertures describing the structure of their electromagnetic field are given. Examples of flight diagrams of a circular aperture are given. The effect of “searchlight” localization of the electromagnetic field in the intermediate zone of a circular emitting aperture is demonstrated. The effect of mutual compensation of neighbouring Fresnel zones using the circular emitting aperture model is demonstrated. A program was developed for calculating the characteristics of the electromagnetic field of radiating holes in the intermediate and far zones. The results can also be used as illustration material for teaching the academic disciplines “Electrodynamics and radio wave propagation” and “Microwave devices and antennas”.

Keywords: emitting aperture, antenna, computational methods, localization of the electromagnetic field

• Submitted: 15.03.2020 • Revised: 18.04.2021 • Accepted: 25.05.2021

For citation: Isakov V.N., Lankina V.S. Modeling of the electromagnetic field of radiating aperture. *Rossiiskii tekhnologicheskii zhurnal* = *Russian Technological Journal*. 2021;9(4):56–67 (in Russ.). <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2021-9-4-56-67>

Financial disclosure: Authors have no a financial or property interest in any material or method mentioned.

The authors declare no conflicts of interest.

ВВЕДЕНИЕ

Излучающая апертура является универсальной электродинамической моделью, традиционно рассматриваемой при решении задач анализа антенн, излучающих с поверхности раскрыва, задач дифракции электромагнитных волн на экране; при планировании трасс распространения радиоволн.

До недавнего времени структура и характеристики электромагнитного поля излучающей апертуры чаще всего рассматривались в дальней зоне, что связано с практической потребностью анализа характеристик антенн [1–10]. Однако в последние

годы интенсивно решаются задачи передачи энергии с использованием электромагнитных волн [11].

Бесконтактная передача энергии является приоритетной народно-хозяйственной задачей. Необходимым свойством возбуждаемого для бесконтактной передачи энергии электромагнитного поля является его локализация в ограниченном объеме пространства. Указанным свойством обладает электромагнитное поле излучающей апертуры при определенных условиях, что и обуславливает актуальность данной работы.

Цель статьи – обобщение и систематизация опыта разработки программного обеспечения для

моделирования характеристик электромагнитного поля излучающих апертур в промежуточной и дальней зонах.

Нельзя не отметить, что работы в рамках заявленной тематики уже существуют. Моделирование электромагнитного поля прямоугольной апертуры выполнено еще в [12] для обеспечения изучения материала по анализу дифракции Френеля. Применительно к вопросам практики подобные результаты для прямоугольной апертуры развиты в [13–15]. Однако работы [12–15] ограничиваются лишь представлением результатов моделирования, оставляя в стороне вопросы реализации и особенности подхода к самому моделированию, что исключает возможность развития идей, совершенствования вычислительных процедур, разработки аналогичных программ для исследования неплоских апертур с различными амплитудными и фазовыми распределениями. Вместе с тем, работы [1–3] уделяют должное внимание вопросам формализации алгоритмов моделирования, но исходят из потребности анализа поля в дальней зоне или нахождения эквивалентного импеданса раскрыва. Авторы предполагают, что данная статья восполнит указанный пробел в рамках заявленной тематики. Наличие большого количества примеров в указанных источниках для прямоугольных апертур позволяет нам не дублировать эти результаты, отдавая предпочтение моделированию круговых и кольцевых апертур.

Результаты, получаемые в области рассматриваемых явлений, могут быть использованы не только в рамках исследований, но и для обогащения иллюстрационным материалом учебного процесса в рамках преподавания дисциплин «Электродинамика и распространение радиоволн» и «Устройства СВЧ и антенны».

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Под плоской излучающей апертурой будем понимать фрагмент S плоскости Π , на котором задано распределение тангенциальных составляющих векторов напряженности электрического и магнитного поля. Для примера на рис. 1 в качестве поверхности Π рассматривается плоскость xOy .

Тангенциальные составляющие характеристик поля на поверхности Π заданы следующим образом:

$$\left. \dot{\vec{E}}_m \right|_S = \vec{x}^0 \dot{E}_0(x, y), \quad \left. \dot{\vec{H}}_m \right|_S = \vec{y}^0 \frac{1}{W} \dot{E}_0(x, y), \quad (1)$$

$$\text{где } \dot{E}_0(x, y) = \begin{cases} E_0(x, y) e^{j\varphi_{E_0}(x, y)}, & (x, y) \in S \\ 0, & (x, y) \notin S. \end{cases}$$

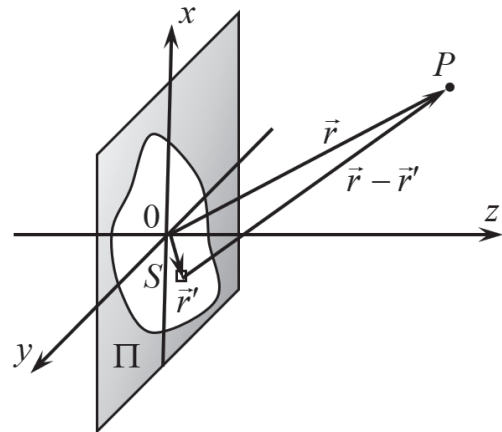


Рис. 1. Излучающая апертура

В соответствии с принципом эквивалентности эквивалентные токи можно записать в виде:

$$\begin{aligned} \dot{\vec{J}}_m^M &= - \left[\vec{z}^0, \dot{\vec{E}}_m \right]_S = - \left[\vec{z}^0, \vec{x}^0 \right]_S \dot{E}_0 = - \vec{y}^0 \dot{E}_0, \\ \dot{\vec{J}}_m^E &= \left[\vec{z}^0, \dot{\vec{H}}_m \right]_S = \left[\vec{z}^0, \vec{y}^0 \right]_S \frac{1}{W} \dot{E}_0 = - \vec{x}^0 \frac{1}{W} \dot{E}_0. \end{aligned}$$

Поскольку в каждой точке апертуры имеются скрещенные электрический и магнитный поверхностные токи, то сама апертура может быть представлена совокупностью элементов Гюйгенса размером $l_e \times l_h$, где l_e – размер вдоль вектора напряженности электрического поля, l_h – размер вдоль вектора напряженности магнитного поля. Положение каждого элемента Гюйгенса характеризуется радиус-вектором $\vec{r}'$ и вектором нормали к поверхности $\vec{n}^0$ (ориентационным вектором).

В строгой постановке задачи разбиение апертуры на элементы Гюйгенса предполагается непрерывным, а сами элементы – бесконечно малыми. Однако в рамках строгого подхода получение решений рассматриваемой задачи в общем случае затруднительно, поэтому в дальнейшем рассматриваются конечно-элементные разбиения апертуры, при этом $l_{e,h} \ll \lambda$, где λ – длина волны.

Таким образом, в точке расположения каждого элемента Гюйгенса формально имеется элементарный электрический излучатель с длиной l_e и током $\dot{I}_m^E = \frac{\dot{E}_0}{W} l_h$, а также элементарный магнитный излучатель с длиной l_h и током $\dot{I}_m^M = \dot{E}_0 l_e$.

Характеристики электромагнитного поля в некоторой точке P , характеризуемой радиус-вектором $\vec{r}$, на основе принципа суперпозиции могут быть определены как векторные суммы соответствующих характеристик полей, создаваемых каждым элементарным излучателем:

$$\begin{aligned}\dot{\vec{E}}_m &= \sum_{n_e=0}^{N_e-1} \sum_{n_h=0}^{N_h-1} \left(\dot{\vec{E}}_{m,n_e,n_h}^{\text{Э}} + \dot{\vec{E}}_{m,n_e,n_h}^{\text{М}} \right), \\ \dot{\vec{H}}_m &= \sum_{n_e=0}^{N_e-1} \sum_{n_h=0}^{N_h-1} \left(\dot{\vec{H}}_{m,n_e,n_h}^{\text{Э}} + \dot{\vec{H}}_{m,n_e,n_h}^{\text{М}} \right),\end{aligned}\quad (2)$$

где N_e – количество элементов Гюйгенса, укладываемых на S вдоль направления вектора напряженности электрического поля; N_h – количество элементов Гюйгенса, укладываемых на S вдоль направления вектора напряженности магнитного поля; (n_e, n_h) – совокупный номер элемента Гюйгенса на S ; $\dot{\vec{E}}_{m,n_e,n_h}^{\text{Э}}, \dot{\vec{H}}_{m,n_e,n_h}^{\text{Э}}$ – характеристики электромагнитного поля, создаваемые элементарным электрическим излучателем, ориентированным вдоль вектора напряженности электрического поля на апертуре, длиной l_e и током $\dot{I}_m^{\text{Э}} = \frac{\dot{E}_0}{\dot{W}} l_h$, положение которого задается вектором положения элемента Гюйгенса, соответствующего номеру (n_e, n_h) ; $\dot{\vec{E}}_{m,n_e,n_h}^{\text{М}}, \dot{\vec{H}}_{m,n_e,n_h}^{\text{М}}$ – характеристики электромагнитного поля, создаваемые элементарным магнитным излучателем, ориентированным вдоль вектора напряженности магнитного поля на апертуре, длиной l_h и током $\dot{I}_m^{\text{М}} = \dot{E}_0 l_e$, положение которого задается вектором положения элемента Гюйгенса с номером (n_e, n_h) .

В задаче требуется, исходя из заданных условий (1), найти характеристики электромагнитного поля (2).

ПОДХОД К ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОМУ МОДЕЛИРОВАНИЮ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ ИЗЛУЧАЮЩИХ АПЕРТУР

Электродинамические расчеты характеризуются повышенной сложностью; вычисления являются комплексными и векторными; для описания процессов применяются различные системы координат, в рамках нашей работы – чаще всего декартова и сферическая. Обеспечение этих расчетов само по себе является трудоемкой задачей: разработка программы для электродинамических расчетов – это сложный творческий процесс, что обуславливает необходимость его разбиения на несколько этапов, на каждом из которых решается та или иная подзадача, а сама программа разрабатывается как совокупность модулей.

Для обеспечения векторных вычислений разработан отдельный модуль, особенностью которого является реализация операций с комплексными векторами.

Вычислительные функции модуля векторных вычислений используются модулем моделирования элементарного электрического излучателя, модулем моделирования элементарного магнитного излучателя, модулем моделирования элемента Гюйгенса и, наконец, самой апертуры. Модуль моделирования

апертуры является вычислительным модулем верхней иерархии и непосредственно используется модулем управления и интерфейса.

Модуль управления и интерфейса обеспечивает непосредственное взаимодействие с пользователем, интерпретирует команды пользователя по конфигурированию апертуры и представляет результаты расчетов.

Характеристики электромагнитного поля элементарного электрического излучателя определяются известными выражениями:

$$\begin{aligned}\dot{\vec{E}}_m^{\text{Э}} &= \dot{p}_m^{\text{Э.ст}} jk\dot{W} \left(\vec{r}^0 \frac{2}{kr} \left(j + \frac{1}{kr} \right) (\vec{r}^0, \vec{p}^0) + \right. \\ &+ \left. (\vec{r}^0 (\vec{r}^0, \vec{p}^0) - \vec{p}^0) \left(1 - j \frac{1}{kr} - \frac{1}{(kr)^2} \right) \right) G(r), \\ \dot{\vec{H}}_m^{\text{Э}} &= [\vec{p}^0, \vec{r}^0] \dot{p}_m^{\text{Э.ст}} k \left(j + \frac{1}{kr} \right) G(r),\end{aligned}\quad (3)$$

где $\dot{p}_m^{\text{Э.ст}} = \dot{I}_m^{\text{Э}} l_e = \frac{\dot{E}_0}{\dot{W}} l_h l_e$ – момент тока элементарного электрического излучателя; $\dot{W}$ – волновое сопротивление; k – волновое число; $\vec{p}^0$ – ориентационный вектор; $r = |\vec{r} - \vec{r}'|$; $G(r) = \frac{1}{4\pi} \frac{e^{-jkr}}{r}$ – функция Грина; $\vec{r}'$ – вектор положения.

Записанные выражения дают следующую программную модель: элементарный электрический излучатель характеризуется комплексной амплитудой тока $\dot{I}_m$, длиной l_e , ориентационным вектором $\vec{p}^0$, радиус-вектором положения $\vec{r}'$. Указанные векторы задаются в декартовом базисе глобальной системы координат. Для расчета поля элементарного электрического излучателя по известным координатам исследуемой точки пространства в глобальной системе находится ее радиус-вектор, затем ее радиус-вектор в собственной (локальной) системе координат элементарного электрического излучателя $\vec{r} - \vec{r}'$, а затем рассчитываются векторы напряженности электрического и магнитного поля в соответствии с (3).

Характеристики электромагнитного поля элементарного магнитного излучателя находятся как

$$\begin{aligned}\dot{\vec{E}}_m^{\text{М}} &= -[\vec{p}^0, \vec{r}^0] \dot{p}_m^{\text{М.ст}} k \left(j + \frac{1}{kr} \right) G(r), \\ \dot{\vec{H}}_m^{\text{М}} &= \dot{p}_m^{\text{М.ст}} \frac{j\dot{W}}{\dot{W}} \left(\vec{r}^0 \frac{2}{kr} \left(j + \frac{1}{kr} \right) (\vec{r}^0, \vec{p}^0) + \right. \\ &+ \left. (\vec{r}^0 (\vec{r}^0, \vec{p}^0) - \vec{p}^0) \left(1 - j \frac{1}{kr} - \frac{1}{(kr)^2} \right) \right) G(r),\end{aligned}\quad (4)$$

где $\dot{p}_m^{\text{М.ст}} = \dot{I}_m^{\text{М}} l_h = \dot{E}_0 l_e l_h$ – момент элементарного магнитного излучателя.

Электромагнитное поле элемента Гюйгенса рассчитывается как векторная сумма полей скрещенных элементарного электрического и элементарного магнитного излучателей.

При инициализации элемента Гюйгенса задаются его длина вдоль вектора напряженности электрического поля l_e и вдоль вектора напряженности магнитного поля l_h , вектор напряженности электрического поля $\vec{E}_0$ и вектор нормали к плоскости элемента Гюйгенса $\vec{n}^0$ (ориентационный вектор), а также вектор положения $\vec{r}^0$. Далее вектор положения задается в качестве векторов положения для элементарного электрического и элементарного магнитного излучателей.

В точке расположения элемента Гюйгенса имеется элементарный электрический излучатель с длиной l_e и током $\vec{I}_m^e = \frac{\vec{E}_0}{\vec{W}} l_h$, а также элементарный магнитный излучатель с длиной l_h и током $\vec{I}_m^m = \vec{E}_0 l_e$. Ориентация элементарного электрического излучателя определяется направлением задаваемого вектора напряженности электрического поля $\vec{E}_0$, ориентация элементарного магнитного излучателя определяется направлением векторного произведения $[\vec{n}^0, \vec{E}_0]$.

Прямоугольная апертура представляется как совокупность элементов Гюйгенса, а ее электромагнитное поле – как суперпозиция полей этих элементов.

При инициализации апертуры считается, что вектор напряженности электрического поля $\vec{E}_0$ ориентирован вдоль оси x , задаются длина апертуры вдоль этого вектора L_x , длина апертуры вдоль вектора напряженности магнитного поля L_y , а также количество элементов Гюйгенса вдоль координатных осей N_x и N_y . Апертура считается расположенной так, что ее центр, определяемый центром срединного элемента Гюйгенса, соответствует началу системы координат, а сама она лежит в плоскости xOy . Для выполнения этого условия $N_{x,y}$ должны быть нечетными числами. В программе на языке C++ прямоугольную апертуру удобно представлять двумерным массивом объектов класса «элемент Гюйгенса».

Для получения кольцевой апертуры сначала создается квадратная, в которую может быть вписан внешний контур кольца, затем выключаются элементы Гюйгенса, центры которых попадают внутрь области затенения или размещаются вне внешнего контура кольца. При инициализации кольцевой апертуры считается, что вектор напряженности электрического поля $\vec{E}_0$ ориентирован вдоль оси x , задаются внешний и внутренний диаметры кольцевой апертуры D и d , а также количество элементов Гюйгенса вдоль внешнего диаметра N_D . Апертура считается расположенной так, что ее центр, определяемый центром срединного элемента Гюйгенса, соответствует началу системы координат, а сама она лежит в плоскости xOy . Для выполнения этого условия N_D должно быть нечетным. Задание $d = 0$ соответствует круглой апертуре.

В разработанной авторами программе пользователем задаются частота или длина волны, размеры апертуры вдоль координатных осей, выбирается схема дискретизации заданной апертуры, при этом сразу рассчитываются и выводятся размеры элементов апертуры, что дает возможность убедиться, что размеры элементов гораздо меньше длины волны, то есть, обеспечена корректность расчетов.

В качестве результата работы программа представляет облетные диаграммы в плоскостях xOz и yOz . Облетная диаграмма представляет собой зависимость нормированной амплитуды характеристики электромагнитного поля от положения точки пространства на окружности выбранного радиуса (радиуса облета), характеризуемого углом, отсчитываемым от плоскости апертуры, в выбранной плоскости (рис. 3). Облетные диаграммы строятся в полярных координатах, однако имеется возможность их наблюдения и в декартовых координатах. На облетных диаграммах показываются 4 кривые, соответствующие амплитудам радиальной, азимутальной, меридиональной составляющих, а также результирующей амплитуде вектора напряженности электрического поля. Нормировка ведется на максимум результирующей амплитуды.

В зависимости от задаваемого пользователем радиуса облета облетная диаграмма может соответствовать промежуточной или дальней зоне апертуры.

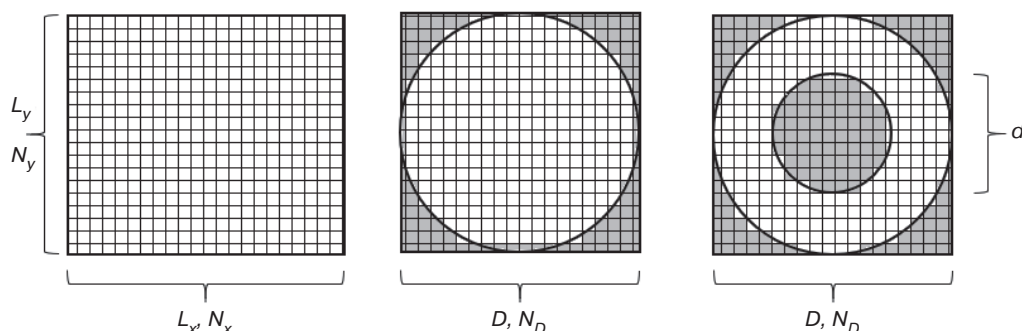


Рис. 2. Прямоугольная, круглая и кольцевая апертуры и их разбиения на элементы Гюйгенса

Облетная диаграмма в дальней зоне является диаграммой направленности.

Вторым результатом, представляемым программой, является амплитудный профиль вектора напряженности электрического поля – это зависимость амплитуды составляющей или самого вектора напряженности электрического поля в точке пространства от ее положения на прямой, параллельной плоскости апертуры и ориентированной в направлении, характеризуемом заданным углом, отсчитываемым от оси абсцисс (рис. 4). Угол поворота профильной прямой задается пользователем. Амплитудный профиль поля является ненормированной характеристикой.

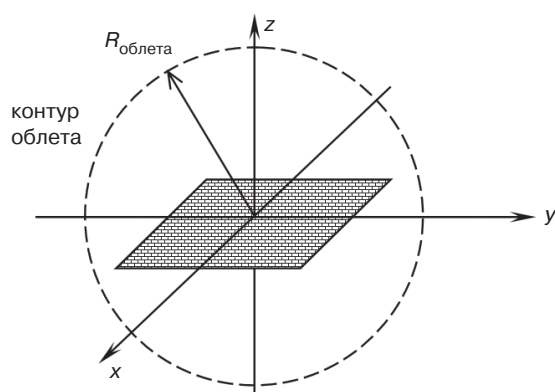


Рис. 3. Контур облета в плоскости yOz

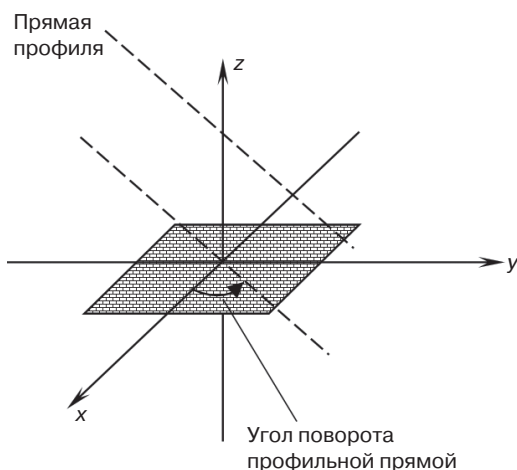


Рис. 4. Опорная прямая амплитудного профиля

НЕКОТОРЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ ИЗЛУЧАЮЩЕЙ АПЕРТУРЫ И ИХ АНАЛИЗ

Примеры облетных диаграмм круглой излучающей апертуры показаны на рис. 5. Сама апертура лежит в плоскости xOy , вектор напряженности электрического поля направлен вдоль оси абсцисс. Левые рисунки соответствуют диаграммам в плоскости xOz , правые – в плоскости yOz . Синим цветом показана диаграмма для меридиональной составляющей, красным – для радиальной

составляющей, зеленым – для азимутальной составляющей вектора напряженности электрического поля. Черным цветом показана диаграмма для самого вектора напряженности электрического поля. Диаграммы соответствуют принципу излучения на бесконечности: по мере удаления от излучателя радиальная составляющая затухает, а волна становится сферической, что соответствует переходу в дальнюю зону. При этом облетная диаграмма переходит в диаграмму направленности.

Рис. 6 содержит результаты моделирования круглой апертуры, диаметр которой гораздо больше длины волны $D = 1$ м; $\lambda = 1$ см; $D / \lambda = 100$. Отношение диаметра апертуры к длине волны имеет смысл относительного диаметра апертуры. На рисунке приведены амплитудные профили характеристик электромагнитного поля вдоль оси абсцисс на различных расстояниях от плоскости апертуры. В промежуточной зоне, когда наблюдается красный профиль, соответствующий радиальной составляющей, приближенно можно считать, что электромагнитное поле локализовано в цилиндрическом объеме («волновой трубке»), диаметр которого равен диаметру апертуры. При увеличении расстояния от апертуры до опорной линии амплитудный профиль начинает «размазываться», а радиальная составляющая вектора напряженности электрического поля становится пренебрежимо малой по сравнению с меридиональной или азимутальной составляющими. Размазывание профиля, таким образом, имеет место уже в промежуточной зоне.

На рис. 7 зафиксирована длина волны $\lambda = 10$ см и расстояние до опорной линии профиля $z = 10$ м, а графики соответствуют постепенному увеличению диаметра апертуры на величину, соответствующую добавлению одной зоны Френеля. Последовательность рисунков показывает, что «пржекторный» эффект оказывается тем ярче выражен, чем больше зон Френеля открыто. Примерно начиная с десятой зоны Френеля ширина профиля по уровню 0.5 становится равной диаметру апертуры (при единичной амплитуде напряженности электрического поля на апертуре). В более общем случае можно задать номер зоны Френеля n_0 , начиная с которого имеет место локализация поля, тогда диаметр апертуры должен совпадать с диаметром этой зоны, то есть можем записать

$$D = 2\sqrt{n_0 L \lambda}, \quad (5)$$

откуда длина «волновой трубки»

$$L = \frac{D^2}{4n_0 \lambda}. \quad (6)$$

Или, поделив левую и правую часть (6) на длину волны, запишем

$$\frac{L}{\lambda} = \frac{1}{4n_0} \left(\frac{D}{\lambda} \right)^2. \quad (7)$$

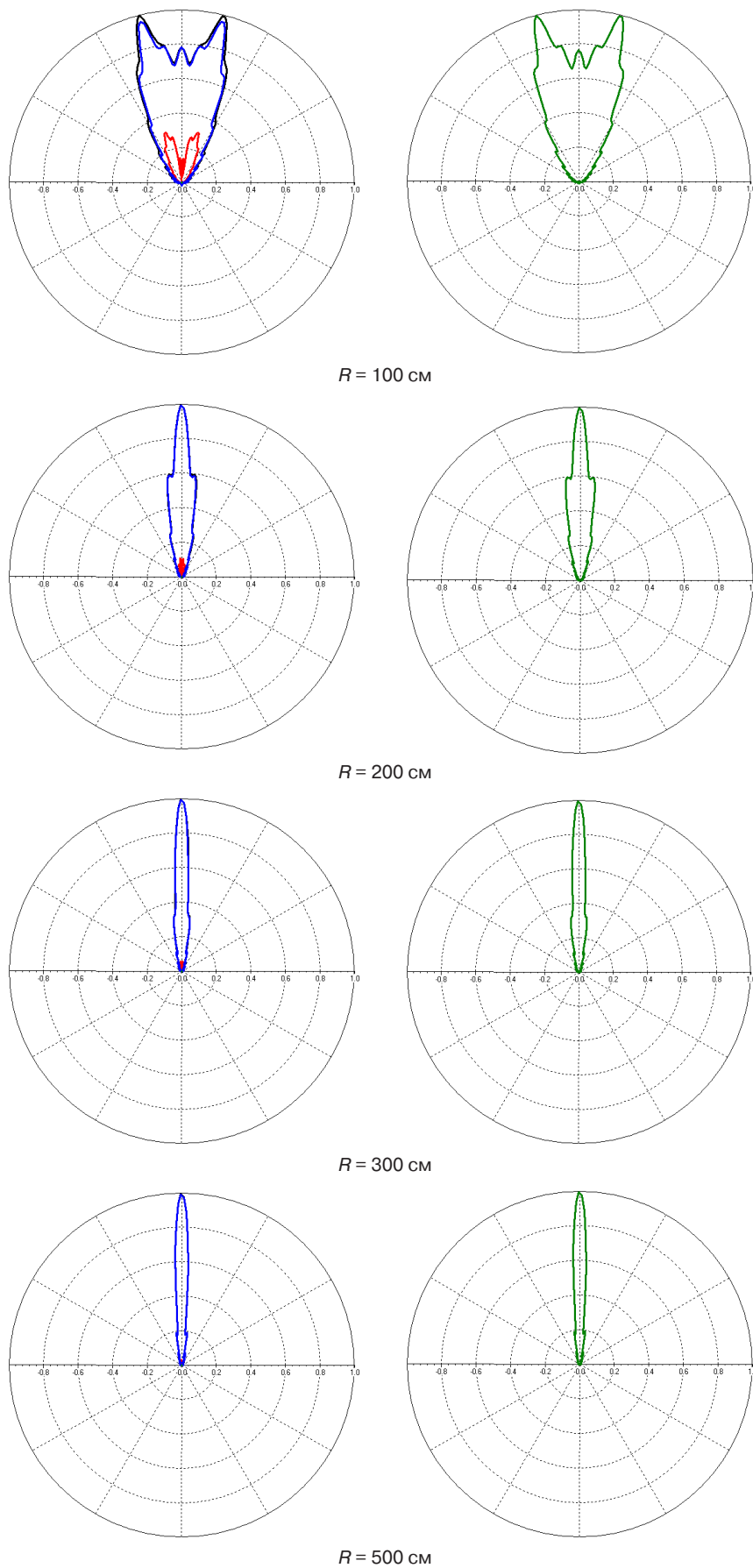


Рис. 5. Облетные диаграммы круглой апертуры (диаметр $D = 1 \text{ м}$, длина волны $\lambda = 10 \text{ см}$) при различных радиусах облета R

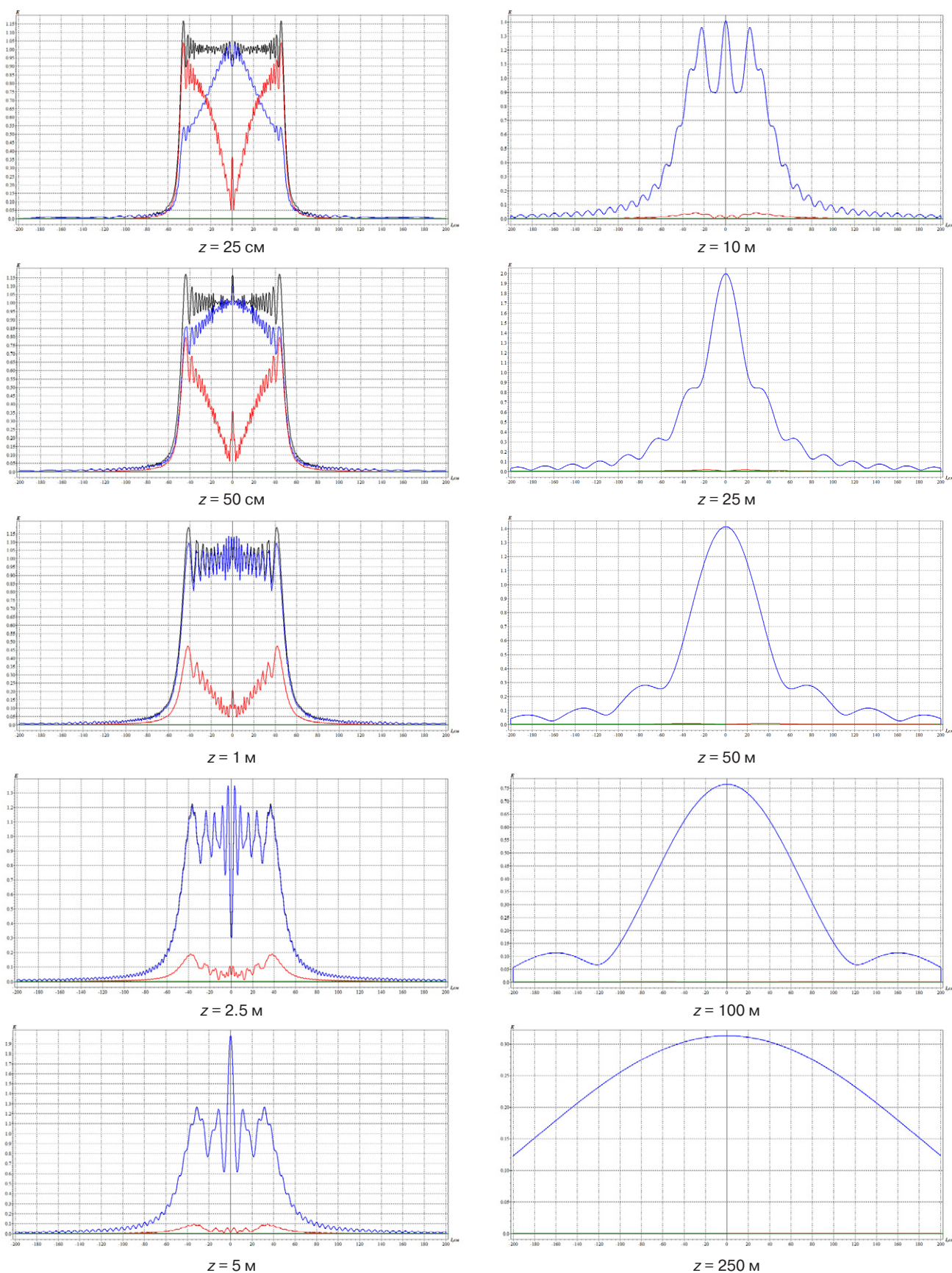


Рис. 6. Амплитудный профиль электромагнитного поля круглой апертуры (диаметр $D = 1$ м, длина волны $\lambda = 1$ см) вдоль вектора напряженности электрического поля на различных расстояниях z

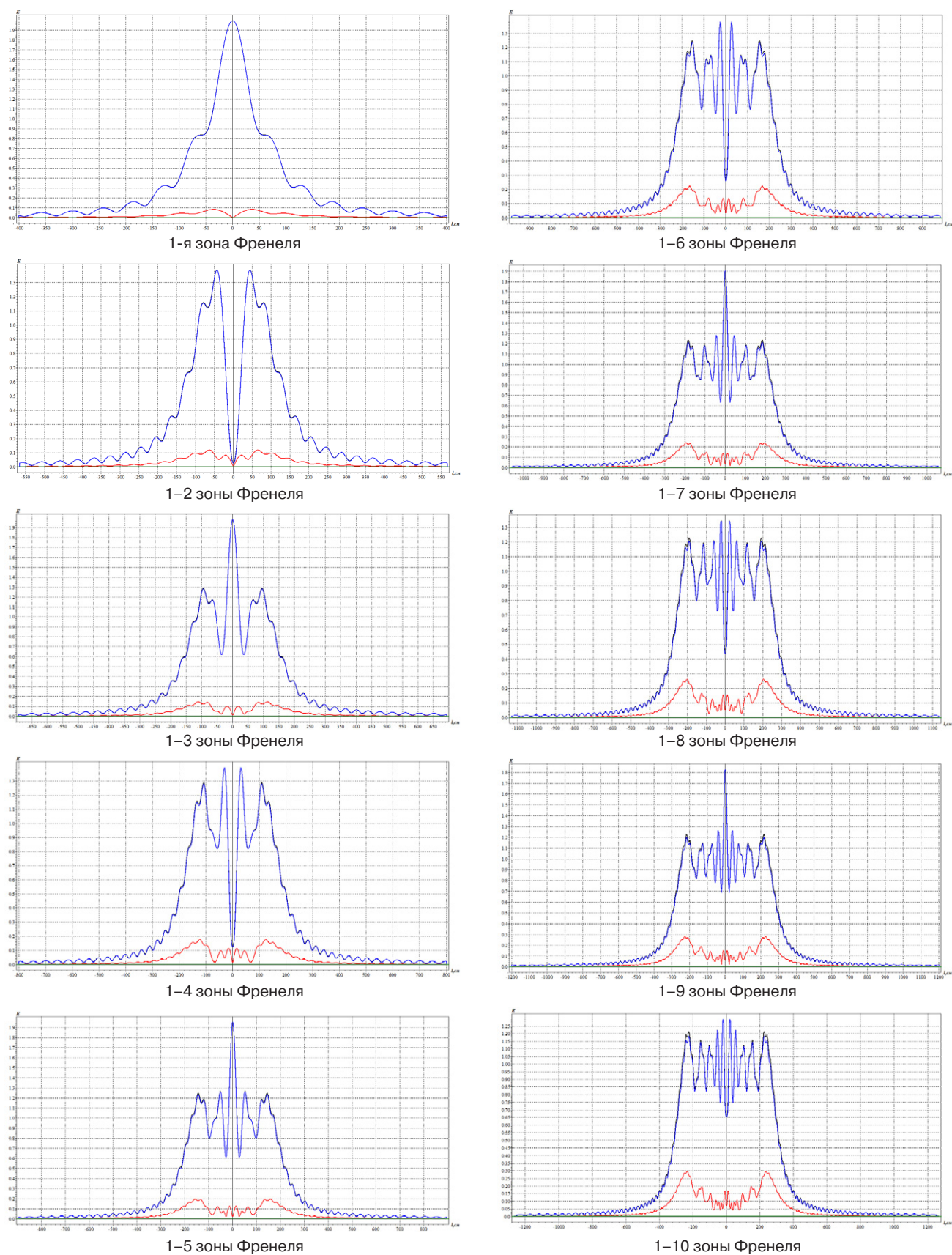


Рис. 7. Амплитудный профиль электромагнитного поля круглых апертур, соответствующих последовательному добавлению зон Френеля вдоль вектора напряженности электрического поля (длина волны $\lambda = 10$ см, $z = 10$ м)

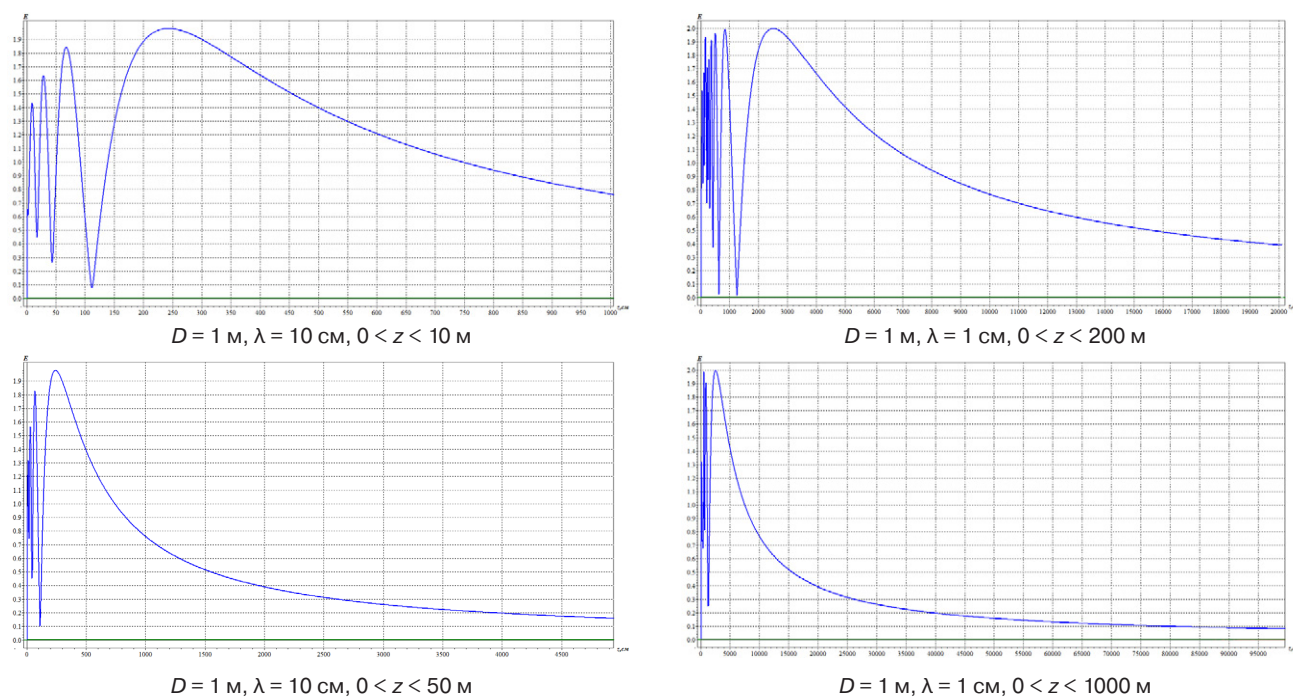


Рис. 8. Продольные амплитудные профили малой и большой круглых апертур

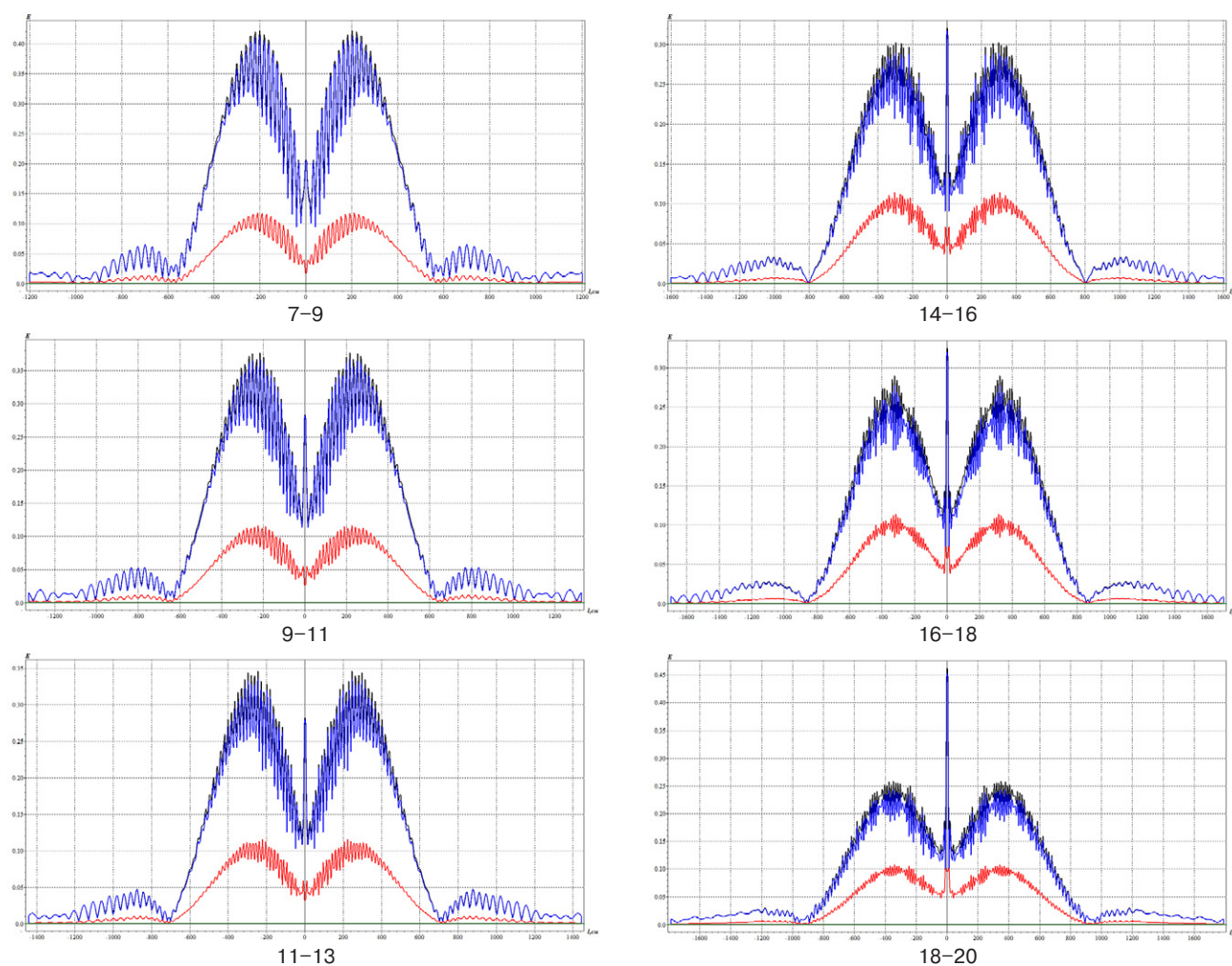


Рис. 9. Амплитудный профиль электромагнитного поля кольцевой апертуры, соответствующей двум соседним зонам Френеля вдоль вектора напряженности электрического поля (длина волны $\lambda = 10 \text{ см}$, $z = 10 \text{ м}$, номера зон указаны под графиком)

Записанное выражение показывает, что относительная длина волновой трубки L/λ прямо пропорциональна квадрату относительного диаметра апертуры, причем коэффициент пропорциональности не превосходит 0.25 и зависит от выбора номера зоны Френеля, которая должна уложиться на апертуре при ее наблюдении с расстояния $z \leq L$.

Выбор n_0 может осуществляться и исходя из анализа продольного амплитудного профиля электромагнитного поля над центром апертуры. В качестве примера на рис. 8 показаны результаты расчета продольного профиля для малой ($D/\lambda = 10$) и большой ($D/\lambda = 100$) круглых апертур. Координаты локальных экстремумов продольного амплитудного профиля (рис. 8) примерно соответствуют тем аппликатам, при наблюдении апертуры из которых она представляется как совокупность некоторого количества полных зон Френеля.

В общем, профили имеют характерные пульсации при увеличении продольной координаты до того момента, когда наблюдаемая из текущей точки над центром апертура не будет соответствовать первой зоне Френеля, после чего пульсации прекращаются, и происходит монотонное убывание линии амплитудного профиля. При ограничении длины волновой трубки по последнему экстремуму следует выбирать $n_0 = 1$ в формуле (7).

Примеры численного моделирования показывают, что последний локальный экстремум продольного профиля приходится на промежуточную зону апертуры. Известная условная граница дальней зоны приходится на относительные расстояния $2(D/\lambda)^2$ и соответствует убыванию продольного профиля ниже 20% от своего максимального значения в локальном экстремуме промежуточной зоны.

На рис. 8 показаны амплитудные профили электромагнитного поля кольцевых апертур, соответствующих двум соседним зонам Френеля. Обычно полагают, что две соседние зоны Френеля с большими номерами компенсируют друг друга. Однако такая компенсация наблюдается лучше всего на продольном амплитудном профиле поля внутри волновой трубки, а сами по себе выделенные в кольцевой излучатель соседние зоны имеют вполне отличный от нуля поперечный профиль.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В статье изложены основные принципы, исходя из которых реализована вычислительная модель электромагнитного поля плоской синфазной прямоугольной, круглой и кольцевой излучающих апертур.

Изложенные принципы могут быть положены в основу разработки вычислительных моделей электромагнитного поля и для других электродинамических абстракций, предполагающих декомпозицию на элементарные излучатели.

Исследованы поперечные и продольные амплитудные профили электромагнитного поля круглой и кольцевой излучающих апертур. Предложены подходы к оценке длины волновой трубки в промежуточной зоне. Относительная длина волновой трубки как минимум в 4 раза меньше квадрата относительного диаметра круглой апертуры.

Вклад авторов. Все авторы в равной степени внесли свой вклад в исследовательскую работу.

Authors' contribution. All authors equally contributed to the research work.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Bruce R.A. *Modeling of the electromagnetic radiation from shielded enclosures with apertures and attached wires in a real-world environment*: dissertation. Doctor of Philosophy in Engineering. Durham: University of New Hampshire; 1997. 103 p. URL: <https://scholars.unh.edu/cgi/viewcontent.cgi?article=2935&context=dissertation>
2. Teniou M., Roussel H., Capet N., Piau G., Casaletti M. Implementation of radiating aperture field distribution using tensorial metasurfaces. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 2017;65(11):5895–5907. <https://doi.org/10.1109/TAP.2017.2751652>
3. Serhir M., Geffrin J.-M., Litman A., Ribi re-Tharaud N., Besnier P. Aperture antenna modelling by a finite number of elemental dipoles from truncated spherical field measurement: Experimental investigation. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 2010;58(4):1260–1268. <https://doi.org/10.1109/TAP.2010.2041157>
4. Сазонов Д.М. *Антенны и устройства СВЧ: учебник для вузов*. М.: Высшая школа; 1988. 432 с. ISBN 5-06-001149-6

REFERENCES

1. Bruce R.A. *Modeling of the electromagnetic radiation from shielded enclosures with apertures and attached wires in a real-world environment*: dissertation. Doctor of Philosophy in Engineering. Durham: University of New Hampshire; 1997. 103 p. Available from URL: <https://scholars.unh.edu/cgi/viewcontent.cgi?article=2935&context=dissertation>
2. Teniou M., Roussel H., Capet N., Piau G., Casaletti M. Implementation of radiating aperture field distribution using tensorial metasurfaces. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 2017;65(11):5895–5907. <https://doi.org/10.1109/TAP.2017.2751652>
3. Serhir M., Geffrin J.-M., Litman A., Ribi re-Tharaud N., Besnier P. Aperture antenna modelling by a finite number of elemental dipoles from truncated spherical field measurement: Experimental investigation. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 2010;58(4):1260–1268. <https://doi.org/10.1109/TAP.2010.2041157>
4. Sazonov D.M. *Antennas and microwave devices: textbook for universities*. Moscow: Vysshaya shkola; 1988. 432 p. (in Russ.). ISBN 5-06-001149-6

5. Воскресенский Д.И., Гостюхин В.Л., Максимов В.М., Пономарев Л.И. *Устройства СВЧ и антенны*. М.: Радиотехника; 2006. 376 с. ISBN: 5-88070-086-0
6. Драбкин А.Л., Зузенко В.Л., Кислов А.Г. *Антенно-фидерные устройства*. М.: Сов. радио; 1974. 536 с.
7. Ерохин Г.А., Чернышев О.В., Козырев Н.Д., Кочержевский В.Г. *Антенно-фидерные устройства и распространение радиоволн: учебник для вузов*. М.: Горячая линия-Телеком; 2004. 491 с.
8. Петров Б.М. *Электродинамика и распространение радиоволн: учебник для вузов*. М.: Горячая линия-Телеком; 2004. 558 с. ISBN: 5-93517-073-6
9. Айзенберг Г.З., Ямпольский В.Г., Терешин О.Н. *Антенны УКВ: в 2 ч. М.: Связь; 1977*.
10. Ротхаммель К. *Антенны: в 2 т.: пер. с нем.* М.: Лайт-ЛТД; 2007. 820 с.
11. Каганов В.И., Чук Б.Х. Беспроводная передача электрической энергии. *Российский технологический журнал*. 2020;8(6):47–53. <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2020-8-6-47-53>
12. Никольский В.В., Никольская Т.И. *Электродинамика и распространение радиоволн: учеб. пособие для вузов*. М.: Наука; 1989. 544 с. ISBN 5-02-014033-3
13. Горобец Н.Н., Овсянникова Е.Е. Электромагнитные поля и волны вблизи апертурных антенн больших электрических размеров. *Вестник Харьковского национального университета имени В.Н. Каразина № 1115. Серия «Радиофизика и электроника»*. 2012;24:111–118.
14. Горобец Н.Н., Овсянникова Е.Е. Волновые процессы в прожекторном луче апертурных антенн. *Прикладная радиоэлектроника*. 2015;14(1):51–58.
15. Горобец Н.Н., Овсянникова Е.Е. Влияние размеров и формы излучающего раскрытия на характер пространственного распределения поля вблизи антенны. *Вестник Харьковского национального университета имени В.Н. Каразина № 1094. Серия «Радиофизика и электроника»*. 2013;23:51–59. URL: <http://rbees.karazin.ua/wp-content/uploads/vestnik/vestnik-1094.pdf>
5. Voskresenskii D.I., Gostyukhin V.L., Maksimov V.M., Ponomarev L.I. *Ustroistva SVCh i anteny (Microwave devices and antennas)*. Moscow: Radiotekhnika; 2006. 376 p. (in Russ.). ISBN: 5-88070-086-0
6. Drabkin A.L., Zuzenko V.L., Kislov A.G. *Antenno-fidernye ustroistva (Antenna feeder devices)*. Moscow: Sovetskoe radio; 1974. 536 p. (in Russ.).
7. Erokhin G.A., Chernyshev O.V., Kozyrev N.D., Kocherzhevskii V.G. *Antenno-fidernye ustroistva i rasprostranenie radiovoln: uchebnik dlya vuzov (Antenna feeder devices and radio wave propagation: textbook for universities)*. Moscow: Goryachaya liniya-Telekom; 2007. 531 p. (in Russ.). ISBN 978-5-93517-370-0
8. Petrov B.M. *Elektrodinamika i rasprostranenie radiovoln: uchebnik dlya vuzov (Electrodynamics and radio wave propagation: textbook for universities)*. Moscow: Goryachaya liniya-Telekom; 2004. 558 p. (in Russ.). ISBN: 5-93517-073-6
9. Aizenberg G.Z., Yampol'skii V.G., Tereshin O.N. *Anteny UKV: v 2 ch. (VHF antennas: in 2 v.)*. Moscow: Svyaz'; 1977. (in Russ.).
10. Rothammel K. *Anteny: v 2 t. (Antennas: in 2 v.)*. Moscow: Lait-LTD; 2007. 820 p. (in Russ.).
11. Kaganov W.I., Chuk B.Kh. Wireless power transmission. *Rossiiskii tekhnologicheskii zhurnal = Russian Technological Journal*. 2020;8(6):47–53 (in Russ.). <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2020-8-6-47-53>
12. Nikol'skii V.V., Nikol'skaya T.I. *Elektrodinamika i rasprostranenie radiovoln: ucheb. posobie dlya vuzov (Electrodynamics and radio waves propagation: textbook for universities)*. Moscow: Nauka; 1989. 544 p. (in Russ.). ISBN 5-02-014033-3
13. Gorobets N.N., Ovsyannikova E.E. Electromagnetic fields and waves near large electrical aperture antennas. *Vestnik Har'kovskogo nacional'nogo universiteta imeni V.N. Karazina № 1115. Seriya "Radiofizika i elektronika" = Bulletin of Karazin Kharkiv National University. № 1115. Series "Radiophysics and Electronics"*. 2012;24:111–118 (in Russ.).
14. Gorobets N.N., Ovsyannikova E.E. Wave processes in a projecting ray of aperture antennas. *Prikladnaya radioelektronika = Applied Radio Electronics*. 2015;14(1):51–58 (in Russ.).
15. Gorobets N.N., Ovsyannikova E.E. Influence of the size and shape of the radiating aperture on the nature of the spatial distribution of the field near the antenna. *Vestnik Har'kovskogo nacional'nogo universiteta imeni V.N. Karazina № 1094. Seriya "Radiofizika i elektronika" = Bulletin of Karazin Kharkiv National University. № 1094. Series "Radiophysics and Electronics"*. 2013;23:51–59 (in Russ.). Available from URL: <http://rbees.karazin.ua/wp-content/uploads/vestnik/vestnik-1094.pdf>

Об авторах

Исаков Владимир Николаевич, старший преподаватель, кафедра радиоволновых процессов и технологий Института радиотехнических и телекоммуникационных систем ФГБОУ ВО «МИРЭА – Российский технологический университет» (119454, Россия, Москва, пр-т Вернадского, д. 78). E-mail: isakov@mirea.ru. <https://orcid.org/0000-0002-5996-183X>

Ланкина Виктория Сергеевна, студентка, Институт радиотехнических и телекоммуникационных систем ФГБОУ ВО «МИРЭА – Российский технологический университет» (119454, Россия, Москва, пр-т Вернадского, д. 78). E-mail: vikulka2811@yandex.ru. <https://orcid.org/0000-0001-7722-3155>

About the authors

Vladimir N. Isakov, Senior Lecturer, Department of Radio Wave Processes and Technologies, Institute of Radio Engineering and Telecommunication Systems, MIREA – Russian Technological University (78, Vernadskogo pr., Moscow, 119454 Russia). E-mail: isakov@mirea.ru. <https://orcid.org/0000-0002-5996-183X>

Viktoriia S. Lankina, Student, Institute of Radio Engineering and Telecommunication Systems, MIREA – Russian Technological University (78, Vernadskogo pr., Moscow, 119454 Russia). E-mail: vikulka2811@yandex.ru. <https://orcid.org/0000-0001-7722-3155>

Современные радиотехнические и телекоммуникационные системы

Modern radio engineering and telecommunication systems

УДК 621.372.8

<https://doi.org/10.32362/2500-316X-2021-9-4-68-76>

НАУЧНАЯ СТАТЬЯ

Аналитические выражения для электродинамических параметров экранированной микрополосковой линии

А.Н. Коваленко,
А.Д. Ярлыков[@]

МИРЭА – Российский технологический университет, Москва, 119454 Россия

[@] Автор для переписки, e-mail: yarlykov@mirea.ru

Резюме. На базе электродинамической модели экранированной микрополосковой линии, построенной на основе проекционного метода при использовании чебышевского базиса, который в явном виде учитывает краевые особенности поля, разработана математическая модель микрополосковой линии с полосковым проводником, ширина которого не превышает высоты подложки. При этом плотность тока на полосковом проводнике аппроксимируется только одной базисной функцией. Представлены аналитические выражения в виде суммы медленно и быстро сходящихся рядов для определения основных электродинамических параметров линии – волнового сопротивления и коэффициента замедления. Вследствие логарифмических особенностей медленно сходящиеся ряды просуммированы и преобразованы в быстро сходящиеся степенные ряды. Помимо этого, для основных электродинамических параметров открытой микрополосковой линии в квазистатическом приближении приведены предельные выражения в виде несобственных интегралов. Вследствие логарифмических особенностей эти интегралы также преобразованы в быстро сходящиеся степенные ряды. В результате получены простые приближенные формулы, которые позволяют рассчитать коэффициент замедления и волновое сопротивление линии с погрешностью, не превышающей 1% при ширине полоскового проводника меньше удвоенной толщины подложки. Представлены результаты расчета электродинамических параметров, полученных на основе разработанной математической модели и на основе проекционного метода с точностью до 5 значащих цифр. Приведенные результаты позволяют установить границы применимости квазистатического приближения и определить погрешность расчета коэффициента замедления и волнового сопротивления с использованием полученных аналитических выражений. Она не превышает 0.1%, если ширина полоскового проводника меньше удвоенной толщины подложки в широком диапазоне изменения диэлектрической проницаемости подложки и частоты.

Ключевые слова: микрополосковая линия с узким полосковым проводником, проекционный метод, чебышевский базис, коэффициент замедления, волновое сопротивление, быстро сходящиеся степенные ряды, квазистатическое приближение, высокая точность

• Поступила: 22.04.2021 • Доработана: 06.05.2021 • Принята к опубликованию: 12.05.2021

Для цитирования: Коваленко А.Н., Ярлыков А.Д. Аналитические выражения для электродинамических параметров экранированной микрополосковой линии. *Российский технологический журнал*. 2021;9(4):68–76. <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2021-9-4-68-76>

Прозрачность финансовой деятельности: Никто из авторов не имеет финансовой заинтересованности в представленных материалах или методах.

Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

RESEARCH ARTICLE

Analytical expressions for electrodynamic parameters of the shielded microstrip line

Alexander N. Kovalenko,
Alexey D. Yarlykov[@]

MIREA – Russian Technological University, Moscow, 119454 Russia
[@] Corresponding author, e-mail: yarlykov@mirea.ru

Abstract. On the basis of an electrodynamic model of a screened microstrip line, built on the basis of the projection method using the Chebyshev basis, which explicitly takes into account the edge features of the field, a mathematical model of a microstrip line with a strip conductor was developed. The line width does not exceed the height of the substrate. In this case, the current density on the strip conductor is approximated by only one basis function. Analytical expressions are presented in the form of a sum of slowly and rapidly converging series to determine the main electrodynamic parameters of the line – wave resistance and deceleration coefficient. Due to logarithmic features, slowly converging series are summed up and transformed into rapidly converging power series. In addition, limit expressions in the form of improper integrals are given for the main electrodynamic parameters of an open microstrip line in the quasi-static approximation. Due to the logarithmic features, these integrals are also converted to rapidly converging power series. As a result, simple approximate formulas were obtained. They allow calculating the deceleration coefficient and wave impedance of the line with an error not exceeding 1%, when the width of the strip conductor is less than twice the thickness of the substrate. The results of calculating the electrodynamic parameters obtained on the basis of the developed mathematical model and on the basis of the projection method with an accuracy of up to 5 significant digits are presented. These results make it possible to establish the limits of applicability of the quasi-static approximation and to determine the error in calculating the deceleration coefficient and wave resistance using the obtained analytical expressions. The error does not exceed 0.1%, if the width of the strip conductor is less than twice the thickness of the substrate in a wide range of changes in the substrate dielectric constant and frequency.

Keywords: microstrip line with a narrow strip conductor, projection method, Chebyshev basis, deceleration coefficient, wave impedance, rapidly converging power series, quasi-static approximation, high accuracy

• Submitted: 22.04.2021 • Revised: 06.05.2021 • Accepted: 12.05.2021

For citation: Kovalenko A.N., Yarlykov A.D. Analytical expressions for electrodynamic parameters of the shielded microstrip line. *Rossiiskii tekhnologicheskii zhurnal = Russian Technological Journal*. 2021;9(4):68–76 (in Russ.). <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2021-9-4-68-76>

Financial disclosure: The authors have no a financial or property interest in any material or method mentioned.

The authors declare no conflicts of interest.

ВВЕДЕНИЕ

Согласно [1] задачу о собственных волнах экранированной микрополосковой линии (МПЛ) можно решить путем разложения плотности тока на полосковом проводнике по базисным функциям в виде полиномов Чебышева, учитывающих краевые особенности поля. Как следствие, задача сводится к решению бесконечной системы линейных алгебраических уравнений (СЛАУ) относительно коэффициентов разложения плотности тока по этим базисным функциям.

При использовании данного метода для проведения компьютерного моделирования можно получить численные результаты с достаточно высокой точностью при небольшом числе базисных функций. В [2] теоретически установлена возможность асимптотического решения бесконечной СЛАУ методом редукции вследствие быстрой сходимости плотности тока по чебышевскому базису. Так, для микрополосковой линии с симметричным расположением полоскового проводника относительно боковых стенок экрана порядок редуцированной СЛАУ не превышает пяти

в широком диапазоне изменения параметров, а для узких полосковых проводников, как следует из [2], высокая точность расчета электродинамических параметров линии обеспечивается при учете только одной базисной функции. Предложенная в [1] электродинамическая модель МПЛ позволяет разработать эффективный алгоритм расчета собственных волн и реализовать его в виде быстродействующей компьютерной программы. Однако алгоритм и программа достаточно сложны и требуют достаточно высокой квалификации для их реализации. Поэтому актуальна разработка сверхбыстродействующих моделей (СБМ) МПЛ в виде простых аналитических выражений, работающих в ограниченном диапазоне изменения параметров, которые могли бы быть использованы как в системах анализа и оптимизации, так и в инженерном проектировании микрополосковых устройств в одномодовом приближении. Одним из способов создания СБМ является построение аппроксимационных формул путем анализа и обработки большого объема данных, полученных в результате численного решения электродинамической или квазистатической задачи. В зарубежных изданиях (например в [3]) опубликовано достаточно большое число приближенных формул для расчета коэффициента замедления n и волнового сопротивления Z открытой микрополосковой линии с бесконечным нижним экраном. Как показала проверка [4], наиболее точными являются формулы, приведенные в работах [5, 6]. Большое число различных формул, полученных с использованием квазистатического решения задачи, представлено в [7]. Наиболее распространенные формулы приведены в [8, 9]. Для экранированной микрополосковой линии результаты представлены в работах [10, 11], а при использовании квазистатического приближения – в [12]. В [13] проводится сравнение результатов при изготовлении МПЛ из различных материалов.

1. МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ МИКРОПОЛОСКОВОЙ ЛИНИИ С УЗКИМ ПОЛОСКОВЫМ ПРОВОДНИКОМ

Поперечное сечение микрополосковой линии показано на рис. 1. Параметры линии: W – ширина полоскового проводника; $S/2$ – расстояние от края проводящей полоски до стенки экрана; h – толщина подложки; a, b – размеры экрана; ε – относительная диэлектрическая проницаемость подложки.

Для МПЛ с узким полосковым проводником можно пренебречь поперечной составляющей плотности тока, а в разложении продольной составляющей по чебышевскому базису учесть только один первый член. В этом случае, используя [1], получим следующее дисперсионное уравнение, из которого определяется коэффициент замедления n :

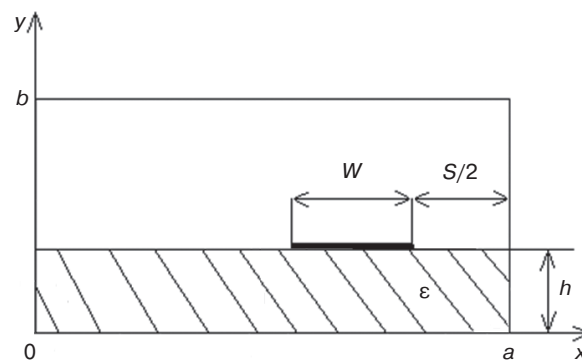


Рис. 1. Поперечное сечение микрополосковой линии

$$\sum_{m=1}^{\infty} \left[\frac{1}{\chi_m^2} (n^2 G_m^{\mathcal{E}} + \alpha_m^2 G_m^{\mathcal{M}}) \right] J_0^2(m\alpha) \sin^2(m\beta) = 0, \quad (1)$$

$$\text{где } G_m^{\mathcal{E}} = \left(\frac{\varepsilon}{\beta_m^{\mathcal{I}}} \operatorname{ctg} k_0 \beta_m^{\mathcal{I}} h + \frac{1}{\beta_m^{\mathcal{II}}} \operatorname{ctg} k_0 \beta_m^{\mathcal{II}} (b-h) \right)^{-1};$$

$$G_m^{\mathcal{E}} = (\beta_m^{\mathcal{I}} \operatorname{ctg} k_0 \beta_m^{\mathcal{I}} h + \beta_m^{\mathcal{II}} \operatorname{ctg} k_0 \beta_m^{\mathcal{II}} (b-h))^{-1}; \quad \beta_{m1} = \sqrt{\varepsilon - \chi_m^2};$$

$$\beta_{m2} = \sqrt{1 - \chi_m^2}; \quad \chi_m^2 = \alpha_m^2 + \Gamma^2; \quad \alpha_m = \frac{\pi}{k_0 a} m; \quad \alpha = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{W}{a};$$

$$\beta = \alpha \left(1 + \frac{S}{W} \right); \quad k_0 = 2\pi f / c - \text{волновое число; } f - \text{частота; } c - \text{скорость света в вакууме.}$$

Волновое сопротивление Z определяется через мощность, переносимую через поперечное сечение линии, и ток в полосковом проводнике. Из общего выражения для Z , приведенного в [4], получим следующую формулу для расчета волнового сопротивления МПЛ с узким полосковым проводником:

$$Z = \frac{240\pi}{k_0 a} n \times \sum_{m=1}^{\infty} \left[- \left(n^2 (G_m^{\mathcal{E}})' + \alpha_m^2 (G_m^{\mathcal{M}})' \right) + \frac{\alpha_m^2}{\chi_m^2} (G_m^{\mathcal{M}} - G_m^{\mathcal{E}}) \right] \times \times \frac{1}{\chi_m^2} J_0^2(m\alpha) \sin^2(m\beta), \quad (2)$$

где $(G_m^{\mathcal{E},\mathcal{M}})'$ – производная функции $G_m^{\mathcal{E},\mathcal{M}}$ по n^2 .

Бесконечные ряды в выражениях (1), (2) сходятся медленно и при $\alpha \rightarrow 0$ имеют логарифмическую особенность. Улучшить сходимость этих рядов можно по предложенной в [1] методике: прибавляя и вычитая от членов в квадратных скобках в (1) и (2) их асимптотические выражения при $m \rightarrow \infty$:

$$\frac{\pi}{k_0 a} \sum_{m=1}^{\infty} \left[\frac{n^2 G_m^{\mathcal{E}} + \alpha_m^2 G_m^{\mathcal{M}}}{\chi_m^2} - \frac{0.5 - n^2 / (\varepsilon + 1)}{\alpha_m} \right] \times \times J_0^2(m\alpha) \sin^2(m\beta) + \left(0.5 - \frac{n^2}{\varepsilon + 1} \right) S(\alpha, \beta), \quad (3)$$

$$Z = \frac{240\pi}{k_0 a} n \sum_{m=1}^{\infty} \left[-\frac{1}{\chi_m^2} \left(n^2 (G_m^{\mathcal{E}})' + \alpha_m^2 (G_m^{\mathcal{M}})' \right) + \right. \\ \left. + \frac{\alpha_m^2}{\chi_m^4} G_m^{\mathcal{M}} - \left(\frac{\alpha_m^2}{\chi_m^4} G_m^{\mathcal{E}} - \frac{1}{\alpha_m (\epsilon + 1)} \right) \right] \times \quad (4) \\ \times J_0^2(m\alpha) \sin^2(m\beta) + \frac{240}{\epsilon + 1} n S(\alpha, \beta),$$

где

$$S(\alpha, \beta) = \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m} J_0^2(m\alpha) \sin^2(m\beta). \quad (5)$$

Первые ряды в (3) и (4) сходятся быстро (члены в квадратных скобках при $m \rightarrow \infty$ убывают как $\frac{1}{m^3}$), а второй ряд, определяемый выражением (5), можно просуммировать и преобразовать с выделением логарифмической особенности в быстро сходящийся степенной ряд следующим образом.

Представим функцию $S(\alpha, \beta)$ в виде:

$$S(\alpha, \beta) = \frac{1}{2} (R(\alpha) - F(\alpha, \beta)), \quad (6)$$

где

$$R(\alpha) = \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m} J_0^2(m\alpha), \quad (7)$$

$$F(\alpha, \beta) = \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m} J_0^2(m\alpha) \cos(2m\beta). \quad (8)$$

Используя формулы (6.519(1)) и (8.411(2)) из [14], представим функцию $J_0^2(m\alpha)$ в виде:

$$J_0^2(m\alpha) = \frac{4}{\pi^2} \int_{\theta=0}^{\pi/2} \int_{\varphi=0}^{\pi/2} \cos(2m\alpha \cos \theta \sin \varphi) d\varphi d\theta. \quad (9)$$

Подставляя (9) в (7) и суммируя бесконечный ряд, используя формулу (1.441(2)) из [14], представим функцию $R(\alpha)$ в виде:

$$R(\alpha) = -\frac{4}{\pi^2} \int_{\theta=0}^{\pi/2} \int_{\varphi=0}^{\pi/2} \ln \left(2 \sin \frac{u}{2} \right) d\varphi d\theta, \quad (10)$$

где $u = 2\alpha \cos \theta \sin \varphi$.

Воспользовавшись разложением логарифма в степенной ряд (формула (1.518(3)) из [14]):

$$\ln \left(2 \sin \frac{u}{2} \right) = \ln u + \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k \frac{2^{2k-1}}{(2k)!} B_{2k} \left(\frac{u}{2} \right)^{2k} \quad (11)$$

и формулой (0.233(3)) из [14]:

$$S_{2k} = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n^{2k}} = \frac{2^{2k-1} \pi^{2k}}{(2k)!} |B_{2k}|,$$

представим выражение (11) в виде:

$$\ln \left(2 \sin \frac{u}{2} \right) = \ln u - \sum_{k=1}^{\infty} S_{2k} \frac{1}{k} \left(\frac{u}{2\pi} \right)^{2k}, \quad (12)$$

где B_{2k} – числа Бернулли

$$(B_2 = \frac{1}{6}, B_4 = -\frac{1}{30}, B_6 = \frac{1}{42}, \dots),$$

$$S_2 = \frac{\pi^2}{6}, S_4 = \frac{\pi^2}{90}, S_6 = \frac{\pi^2}{945}, \dots$$

Подставляя (12) в (10) и интегрируя, получим следующее выражение для функции $R(\alpha)$:

$$R(\alpha) = \ln \frac{2}{\alpha} + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{S_{2k}}{k} \left(\frac{(2k-1)!!}{(2k)!!} \right)^2 \left(\frac{\alpha}{\pi} \right)^{2k}. \quad (13)$$

Используя интегральное представление для квадрата функции Бесселя (9), представим функцию $F(\alpha, \beta)$, определяемую медленно сходящимся рядом (8), в виде:

$$F(\alpha, \beta) = \frac{4}{\pi^2} \int_{\theta=0}^{\pi/2} \int_{\varphi=0}^{\pi/2} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m} \cos(mu) \cos(2m\beta) d\varphi d\theta. \quad (14)$$

Учитывая, что:

$$\cos(2m\beta) \cos(mu) = \frac{1}{2} (\cos(m(2\beta - u)) + \cos(m(2\beta + u))),$$

ряд в (14) можно просуммировать, используя формулу (1.441(2)) из [14], и после преобразований получить следующее выражение для функции $F(\alpha, \beta)$:

$$F(\alpha, \beta) = R(2\alpha) - R(\alpha) - \tilde{F}(\alpha, \beta), \quad (15)$$

$$\tilde{F}(\alpha, \beta) = \frac{1}{2} \ln \sin \beta + \frac{1}{\pi^2} \int_{\theta=0}^{\pi/2} \int_{\varphi=0}^{\pi/2} \ln \left(1 - \frac{\text{tg}^2(u/2)}{\text{tg}^2 \beta} \right) d\varphi d\theta. \quad (16)$$

Для широких экранов $\left(\alpha = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{W}{a} \ll 1 \right)$:
 $\text{tg}^2 \left(\frac{u}{2} \right) = \text{tg}^2 (\alpha \cos \theta \sin \varphi) \approx \alpha^2 \cos^2 \theta \sin^2 \varphi.$

Разлагая в (16) логарифмическую функцию в степенной ряд:

$$\ln\left(1 - \frac{\operatorname{tg}^2 u/2}{\operatorname{tg}^2 \beta}\right) = -\sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k} \left(\frac{\operatorname{tg}^2 u/2}{\operatorname{tg}^2 \beta}\right)^k =$$

$$= -\sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k} \cos^{2k}(\theta) \sin^{2k}(\theta) \left(\frac{\alpha}{\operatorname{tg} \beta}\right)^{2k}$$

и используя при интегрировании формулу (3.621(3)) из [14], получим следующее выражение для функции $\tilde{F}(\alpha, \beta)$:

$$\tilde{F}(\alpha, \beta)|_{\alpha \ll 1} =$$

$$= \frac{1}{2} \ln \sin \beta - \frac{1}{4} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k} \left(\frac{(2k-1)!!}{(2k)!!}\right)^2 \left(\frac{\alpha}{\operatorname{tg} \beta}\right)^{2k}. \quad (17)$$

Подставляя (15) в (6), представим функцию $S(\alpha, \beta)$ в виде:

$$S(\alpha, \beta) = R(\alpha) - \frac{1}{2} R(2\alpha) + \tilde{F}(\alpha, \beta). \quad (18)$$

Для широкого нижнего экрана ($\alpha \ll 1$):

$$S(\alpha, \beta) =$$

$$= \frac{1}{2} \ln\left(\frac{4}{\alpha} \sin \beta\right) - \frac{1}{4} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k} \left[\frac{(2k-1)!!}{(2k)!!}\right]^2 \left(\frac{\alpha}{\operatorname{tg} \beta}\right)^{2k}. \quad (19)$$

2. АНАЛИТИЧЕСКИЕ ВЫРАЖЕНИЯ ДЛЯ КОЭФФИЦИЕНТА ЗАМЕДЛЕНИЯ И ВОЛНОВОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ В КВАЗИСТАТИЧЕСКОМ ПРИБЛИЖЕНИИ

При $k_0 a \rightarrow 0$ функции $G_m^{\mathcal{Z}, \mathcal{M}}$, входящие в выражения (1) и (2), преобразуются к виду:

$$G_m^{\mathcal{Z}} = -\alpha_m / (\operatorname{ech}(\alpha_m h) + \operatorname{cth}(\alpha_m (b-h))),$$

$$G_m^{\mathcal{M}} = 1 / (\alpha_m (\operatorname{cth}(\alpha_m h) + \operatorname{cth}(\alpha_m (b-h)))).$$

С учетом этих выражений получим следующие формулы для расчета коэффициента замедления n и волнового сопротивления микрополосковой линии Z в квазистатическом приближении:

$$n = \left\{ \frac{\sum_{m=1}^{\infty} \frac{\sin^2(m\beta)}{\operatorname{cth}(\alpha_m h) + \operatorname{cth}[\alpha_m (b-h)]} \frac{J_0^2(m\alpha)}{m}}{\sum_{m=1}^{\infty} \frac{\sin^2(m\beta)}{\operatorname{ech}(\alpha_m h) + \operatorname{cth}[\alpha_m (b-h)]} \frac{J_0^2(m\alpha)}{m}} \right\}^{\frac{1}{2}},$$

$$Z = \frac{240}{n} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{\sin^2(m\beta)}{\operatorname{cth}(\alpha_m h) + \operatorname{cth}[\alpha_m (b-h)]} \frac{J_0^2(m\alpha)}{m}.$$

Представим эти формулы в следующем виде:

$$a) \ n = \sqrt{\frac{P(\varepsilon=1)}{P(\varepsilon)}}, \quad б) \ Z = \frac{240}{n} P(\varepsilon=1), \quad (20)$$

$$P(\varepsilon) = \sum_{m=1}^{\infty} \frac{\sin^2(m\beta)}{\operatorname{ech}(\alpha_m h) + \operatorname{cth}[\alpha_m (b-h)]} \frac{J_0^2(m\alpha)}{m},$$

$$\alpha_m = \frac{\pi}{k_0 a} m. \quad (21)$$

При вычислении функции $P(\varepsilon)$ проводится процедура улучшения сходимости медленно сходящегося ряда по изложенной выше методике.

Устремляя в (21) размеры экрана к бесконечности, можно получить формулы для расчета электродинамических параметров открытой микрополосковой линии с бесконечным нижним экраном.

Полагая в (21) $\beta = \frac{\pi}{2}$ и $b \rightarrow \infty$, представим это выражение в виде:

$$P(\varepsilon) = \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m} \frac{J_0^2\left(\frac{m\delta W}{4h}\right) \sin^2\left(\frac{m\pi}{2}\right)}{\operatorname{ech}\left(\frac{m\delta}{2}\right) + 1}; \quad \delta = \frac{2\pi h}{a}.$$

При $\delta \rightarrow 0$ заменим бесконечную сумму на интеграл, полагая в ней $m\delta = x$, $\delta = dx$:

$$P(\varepsilon) = \frac{1}{2} \int_{x=0}^{\infty} \frac{1}{x} \frac{J_0^2\left(\frac{W}{4h}x\right)}{\operatorname{ech}\left(\frac{x}{2}\right) + 1} dx =$$

$$= \frac{1}{2} \frac{1}{\varepsilon + 1} \int_{x=0}^{\infty} \frac{1}{x} \left(\frac{1 - e^{-x}}{1 + qe^{-x}}\right) J_0^2\left(\frac{W}{4h}x\right) dx, \quad q = \frac{\varepsilon - 1}{\varepsilon + 1}. \quad (22)$$

Полагая в (22) $\varepsilon = 1$, получим:

$$P(\varepsilon=1) = \frac{1}{2} \int_{x=0}^{\infty} \frac{1}{x} \frac{J_0^2\left(\frac{W}{4h}x\right)}{\operatorname{cth}(x/2) + 1} dx =$$

$$= \frac{1}{4} \int_{x=0}^{\infty} \frac{1}{x} (1 - e^{-x}) J_0^2\left(\frac{W}{4h}x\right) dx.$$

Подставляя в это выражение интегральное представление для квадрата функции Бесселя (9) и используя при вычислении интеграла по x формулу (3.951(3)) из [14], получим:

$$P(\varepsilon=1) = \frac{1}{4} \left\{ \frac{4}{\pi^2} \int_{\theta=0}^{\pi/2} \int_{\varphi=0}^{\pi/2} \frac{1}{2} (\ln(u^2 + 1) - \ln u^2) d\theta d\varphi \right\},$$

$$u = \frac{W}{2h} \cos \theta \sin \varphi.$$

Разлагая логарифмическую функцию $\ln(1+u^2)$ в степенной ряд, после интегрирования получим при $W/h \leq 2$:

$$P(\epsilon = 1) = \frac{1}{4} \left\{ \ln \frac{8h}{W} + \frac{1}{2} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{(-1)^{k+1}}{k} \left(\frac{(2k-1)!!}{(2k)!!} \right)^2 \left(\frac{W}{2h} \right)^{2k} \right\}. \quad (23)$$

Отметим, что при $W/h > 2$ ряд в (23) расходится. Однако при $W/h = 2$ погрешность расчета функции $P(\epsilon = 1)$ не превышает 1%, если в нем учесть только один первый член.

Раскладывая в (22) функцию $(1+qe^{-x})^{-1}$ в степенной ряд, с помощью аналогичных преобразований получим:

$$P(\epsilon) = \frac{1}{2(\epsilon+1)} \left\{ f_1(W/h) - \sum_{v=1}^{\infty} (-1)^v (f_v(W/h) - f_{v+1}(W/h)) q^v - \varphi(\epsilon) \right\}, \quad (24)$$

где

$$f_v(W/h) = \ln \frac{8h}{W} + \frac{1}{2} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{(-1)^{k+1}}{k} \left[\frac{(2k-1)!!}{(2k)!!} \right]^2 \left(\frac{W}{2hv} \right)^{2k}, \quad (25)$$

$$\varphi(\epsilon) = \ln(1+q) + \sum_{v=1}^{\infty} (-1)^{v+1} \left(\ln \left(1 + \frac{1}{v} \right) - \frac{1}{v} \right) q^v. \quad (26)$$

Таким образом, подставляя (23) и (24) в (20), можно получить при $W/h \leq 2$ простые формулы для расчета коэффициента замедления n и волнового сопротивления Z открытой ($b \rightarrow \infty$, $a \rightarrow \infty$) микрополосковой линии в квазистатическом приближении. Учитывая в бесконечных рядах (23), (24) только первый член, получим следующие приближенные формулы для n и Z :

$$n \approx \left(\frac{\epsilon+1}{2} \times \frac{\ln(8h/W) + (1/32)(W/h)^2}{\ln(8h/W) + (1/32)(1+0.75q)(W/h)^2 - \varphi(\epsilon)} \right)^{1/2}, \quad (27)$$

$$Z \approx \frac{60}{n} \left(\ln \left(\frac{8h}{W} \right) + \frac{1}{32} \left(\frac{W}{h} \right)^2 \right). \quad (28)$$

При расчете функции $\varphi(\epsilon)$ можно воспользоваться аппроксимационной формулой:

$$\varphi(\epsilon) = \frac{\epsilon-1}{\epsilon+1} \left(0.4516 + \frac{1}{0.7184 + 3.421\epsilon} \right). \quad (29)$$

Эти формулы при $W/h \leq 2$ обеспечивают более высокую точность расчета коэффициента замедления и волнового сопротивления микрополосковой линии, чем формулы, приведенные в [7–9, 15].

Из формул (20), (21) следует, что величина произведения коэффициента замедления и волнового сопротивления МПЛ не зависит от ϵ . Поэтому при изменении диэлектрической проницаемости ϵ на $\epsilon + \Delta\epsilon$ волновое сопротивление можно представить в виде

$$Z(\epsilon + \Delta\epsilon) = Z(\epsilon) \frac{n(\epsilon)}{n(\epsilon + \Delta\epsilon)}. \quad (30)$$

В результате численного анализа установлено, что коэффициент $q = (n^2 - 1) / (\epsilon - 1)$ слабо зависит от ϵ . Поэтому при изменении ϵ на $\epsilon + \Delta\epsilon$ коэффициент замедления можно определить по формуле

$$n(\epsilon + \Delta\epsilon) = \sqrt{1 + \frac{n^2(\epsilon) - 1}{\epsilon - 1} [(\epsilon + \Delta\epsilon) - 1]}. \quad (31)$$

3. ЧИСЛЕННЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ

Согласно предложенному в [1] численно-аналитическому методу расчета собственных волн экранированной МПЛ, была разработана компьютерная программа, позволяющая быстро и с высокой точностью рассчитать основные электродинамические параметры микрополосковой линии – волновое сопротивление Z и коэффициент замедления n при помощи разработанного эффективного алгоритма их расчета, а также определить погрешности полученных в статье приближенных формул. Расчеты проводились при симметричном расположении полоскового проводника относительно боковых стенок экрана ($\beta = \pi/2$). В результате анализа численных результатов установлено, что размеры экрана практически не влияют на точность расчета электродинамических параметров при использовании формул (3)–(5). При $a/h \geq 200$, $b \geq a/2$ результаты расчета n и Z совпадают с точностью до 4–5 значащих цифр с результатами расчета для открытой линии.

В табл. 1 приведены результаты расчета n и Z при различных значениях нормированной частоты $f_n = f[\text{ГГц}]/h[\text{мм}]$ и отношения W/h . Параметры линии: $S/h = 200$; $b/h = 150$; $\epsilon = 9.6$. В первых строках представлены результаты, полученные с использованием формул (3)–(5), во вторых строках – результаты, рассчитанные с точностью до 4–5 значащих цифр, полученные на основе метода [1]. В третьих строках приведена погрешность расчета произведения nZ . Из рассмотрения данных табл. 1

видно, что при $W/h \leq 1$ погрешность $\delta(nZ)$ не превышает 0.05%. С увеличением отношения W/h погрешность увеличивается. Но даже при $W/h \leq 4$ погрешность не превышает 1.1%.

Численные результаты, представленные в табл. 2, позволяют определить границы применимости квазистатического приближения решения. В этой таблице:

$$\delta(nZ) = \frac{|nZ - n_0 Z_0|}{nZ} 100\%,$$

где $n_0 Z_0 = 240P(\epsilon = 1)$ – произведение коэффициента замедления на волновое сопротивление линии на нулевой частоте, рассчитанное с использованием формул (20), (23) с учетом в бесконечных рядах одного члена (первые строки) и 200 членов (вторые строки); nZ – произведение коэффициента замедления на волновое сопротивление линии на частоте f_n , рассчитанное проекционным методом с точностью до 4–5 значащих цифр.

Таблица 1. Зависимость параметров n и Z от W/h и f_n

f_n		0.1	1	3	5	7	10	15
$W/h = 0.1$	n	2.4121 2.4121	2.4139 2.4139	2.4221 2.4221	2.4337 2.4337	2.4469 2.4469	2.4687 2.4687	2.5081 2.5081
	Z	109.00 109.00	108.99 108.99	109.05 109.05	109.34 109.34	109.92 109.92	111.45 111.45	116.11 116.11
	$\delta(nZ), \%$	0.005	0.001	0.002	0.005	0.002	0.001	0.002
$W/h = 0.5$	n	2.4811 2.4811	2.4839 2.4840	2.4976 2.4976	2.5161 2.5161	2.5370 2.5370	2.5704 2.5704	2.6266 2.6267
	Z	63.232 67.231	67.213 67.213	67.231 67.230	67.443 67.442	67.895 67.893	69.057 69.054	72.353 72.348
	$\delta(nZ), \%$	0.001	0.002	0.001	0.001	0.003	0.003	0.004
$W/h = 1$	n	2.5392 2.5394	2.5430 2.5433	2.5611 2.5614	2.5852 2.5854	2.6115 2.6119	2.6520 2.6525	2.7159 2.7168
	Z	49.825 49.817	49.804 49.795	49.805 49.795	49.980 49.968	50.360 50.346	51.313 51.291	53.825 53.779
	$\delta(nZ), \%$	0.007	0.008	0.009	0.014	0.012	0.022	0.051
$W/h = 2$	n	2.6224 2.6254	2.6281 2.6310	2.6528 2.6560	2.6835 2.6873	2.7153 2.7198	2.7604 2.7662	2.8237 2.8322
	Z	34.009 33.930	33.987 33.908	33.987 33.902	34.148 34.052	34.475 34.363	35.229 35.085	36.971 36.739
	$\delta(nZ), \%$	0.124	0.123	0.130	0.140	0.161	0.201	0.330
$W/h = 3$	n	2.6767 2.6865	2.6837 2.6936	2.7126 2.7236	2.7464 2.7590	2.7792 2.7937	2.8224 2.8403	2.8777 2.9010
	Z	26.196 25.989	26.176 25.967	26.190 25.969	26.359 26.117	26.666 26.397	27.307 26.988	28.634 28.200
	$\delta(nZ), \%$	0.431	0.434	0.445	0.467	0.492	0.544	0.724
$W/h = 4$	n	2.7123 2.7318	2.7206 2.7403	2.7522 2.7740	2.7867 2.8115	2.8183 2.8465	2.8577 2.8909	2.9051 2.9450
	Z	21.485 21.139	21.466 21.119	21.496 21.131	21.671 21.280	21.956 21.536	22.502 22.033	23.541 22.972
	$\delta(nZ), \%$	0.914	0.912	0.928	0.941	0.940	0.954	1.085
$W/h = 6$	n	2.7554 2.7951	2.7651 2.8058	2.7991 2.8442	2.8320 2.8826	2.8595 2.9153	2.8916 2.9535	2.9291 2.9965
	Z	16.024 15.464	16.012 15.447	16.065 15.478	16.234 15.624	16.465 15.836	16.854 16.205	17.528 16.838
	$\delta(nZ), \%$	2.152	2.154	2.142	2.082	1.985	1.823	1.755

Таблица 2. Погрешности расчета параметров МПЛ в квазистатическом приближении

W/h		0.10	0.50	0.75	1.00	1.25	1.50	1.75	2.00
$f_n = 0.1$	$\delta(nZ)$, %	0.001	0.003	0.004	0.003	0.015	0.077	0.238	0.580
		0.001	0.003	0.006	0.013	0.027	0.050	0.084	0.129
$f_n = 1$	$\delta(nZ)$, %	0.057	0.083	0.092	0.104	0.131	0.203	0.372	0.722
		0.057	0.082	0.090	0.094	0.089	0.076	0.052	0.014
$f_n = 3$	$\delta(nZ)$, %	0.448	0.652	0.734	0.810	0.896	1.021	1.241	1.638
		0.448	0.652	0.733	0.800	0.855	0.895	0.923	0.936
$f_n = 5$	$\delta(nZ)$, %	1.183	1.696	1.897	2.074	2.250	2.456	2.750	3.212
		1.183	1.695	1.895	2.064	2.209	2.322	2.437	2.521

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Построенная в настоящей статье сверхбыстродействующая модель (СБМ) экранированной микрополосковой линии с узким полосковым проводником ($W/h \leq 2$) позволяет путем компьютерного моделирования получить численные результаты с высокой точностью в широком диапазоне изменения геометрических и физических параметров. Она может быть эффективно использована как в

инженерной практике, так и в системах анализа и оптимизации в одномодовом приближении. Предложенным способом можно построить СБМ микрополосковой линии с подвешенной подложкой, щелевой и компланарной линий, а также связанных микрополосковых линий.

Вклад авторов. Все авторы в равной степени внесли свой вклад в исследовательскую работу.

Authors' contribution. All authors equally contributed to the research work.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Коваленко А.Н. Собственные волны микрополосковой линии. *Известия вузов. Радиофизика*. 1978;21(2):188–194.
2. Коваленко А.Н. Проекционный метод построения электродинамических моделей полосковых линий. *Радиотехника и электроника*. 2019;64(2):108–115. <https://doi.org/10.1134/S0033849419020128>
3. Alexeev P.P., Kirillina E.V. Review of the application and improvement of microstrip lines. In: *Proc. of the XV International scientific conference. The strategies of Modern Science Development*. May 16–17, 2018. USA North Charleston, p. 65–69.
4. Коваленко А.Н., Козлов А.Ю. К расчету стыка микрополосковых линий. В сб.: *«Автоматизированное проектирование устройств СВЧ»*: межвузовский сб. научных трудов. М.: МИРЭА; 1988. С. 28–40.
5. Kirschning M.K., Jansen R.H. Accurate model for effective dielectric constant of microstrip with validity up to millimetrewave frequencies. *Electronics Letters*. 1982;18(6):272–273. <https://doi.org/10.1049/el:19820186>
6. Jansen R.H., Kirschning M.K. Arguments and an accurate model for the power-current formulation of microstrip characteristic impedance. *Arch Elek Ubertragung*. 1983;37(3/4):108–112.
7. Котов Е.П., Каплун В.Д., Тер-Маркарян А.А. *Полосковые платы и узлы. Проектирование и изготовление*. М.: Советское радио; 1979. 248 с.
8. Гупта К., Гардж Р., Чадха Р. *Машинное проектирование СВЧ устройств*: пер. с англ. М.: Радио и связь; 1987. 432 с.
9. Бахарев С.И., Вольман В.И., Либ Ю.Н. и др. *Справочник по расчету и конструированию СВЧ полосковых устройств*. М.: Радио и связь; 1982. 328 с.
10. Priyanka K., Anupma M., Manpreet S.M. Optimized design of shielded microstrip lines using adaptive finite element method. In: *Excerpt of the Proceedings of the 2011*

REFERENCES

1. Kovalenko A.N. Natural modes of a microstrip line. *Radiophysics and Quantum Electronics*. 1978;21(2):128–133. <https://doi.org/10.1007/BF01078702> [Kovalenko A.N. Sobstvennye volny mikropoloskovoi linii. *Izvestiya vuzov. Radiofizika = Radiophysics and Quantum Electronics*. 1978;21(2):188–194 (in Russ.).]
2. Kovalenko A.N. Projection method for constructing full-wave models of striplines. *Journal of Communications Technology and Electronics*. 2019;64(2):93–99. <https://doi.org/10.1134/S1064226919020128> [Kovalenko A.N. Proektsionnyi metod postroeniya elektrodinamicheskikh modelei poloskovykh linii. *Radiotekhnika i elektronika = Journal of Communications Technology and Electronics*. 2019;64(2):108–115 (in Russ.).]
3. Alexeev P.P., Kirillina E.V. Review of the application and improvement of microstrip lines. In: *Proc. of the XV International scientific conference. The strategies of Modern Science Development*. May 16–17, 2018. USA North Charleston, p. 65–69.
4. Kovalenko A.N., Kozlov A.Yu. To the calculation of the joint of microstrip lines. In: *Avtomatizirovannoe proektirovanie ustroystv SVCh: Mezhhuzovskii sbornik nauchnykh trudov (Computer-Aided Design of Microwave Devices: Interuniversity collection of scientific papers)*. Moscow: MIREA; 1988, p. 21–40. (in Russ.).
5. Kirschning M.K., Jansen R.H. Accurate model for effective dielectric constant of microstrip with validity up to millimetrewave frequencies. *Electronics Letters*. 1982;18(6):272–273. <https://doi.org/10.1049/el:19820186>
6. Jansen R.H., Kirschning M.K. Arguments and an accurate model for the power-current formulation of microstrip characteristic impedance. *Arch Elek Ubertragung*. 1983;37(3/4):108–112.
7. Kotov E.P., Kaplun V.D., Ter-Markaryan A.A. *Poloskovye platy i uzly. Proektirovanie i izgotovlenie (Strip boards*

- COMSOL Conference in Bangalore. 2011. URL: https://www.comsol.fr/paper/download/84093/riyanka_paper.pdf
11. Peric Ć.M., Ilić S., Aleksić S. Quasi-TEM analysis of multilayered shielded microstrip lines using hybrid boundaty element method. In: *Engineering Mathematics I. Springer Proceedings in Mathematics & Statistics*. 2016. V. 178, p. 115–129. https://doi.org/10.1007/978-3-319-42082-0_8
 12. Musa S.M., Sadiku M.N.O. Quasi-static analysis of shielded microstrip lines. In: *Excerpt of the Proceedings of the COMSOL Users Conference 2006 Las Vegas*. 2006. URL: <https://www.comsol.dk/paper/download/100951/Musa.pdf>
 13. Pantoja J.P., Hernandez-Figueroa H.E., Savu R., Canesqui M.A., Moshkalev S.A. Performance comparison of metallic and graphene buckypaper microstrip transmission lines. In: *SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference*. 2017, p. 1–5. <https://doi.org/10.1109/IMOC.2017.8121104>
 14. Градштейн И.С., Рыжик И.М. *Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений*. М.: Физматгиз; 1963. 1100 с.
 15. Цыба Е.А., Голубева И.П., Казимиренко В.А., Прокopenko Ю.В. Комплексная эффективная диэлектрическая проницаемость микромеханически перестраиваемых микрополосковых линий. *Известия ВУЗов. Радиоэлектроника*. 2018;61(2):96–107. <https://doi.org/10.20535/S0021347018020048>
 - and assemblies. *Design and manufacture*). Moscow: Sovetskoe Radio; 1979. 248 p. (in Russ.).
 8. Gupta K.C., Garg R., Chadha R. *Computer-aided Design of Microwave Circuits*. Dedham, Mass., Artech House Inc.; 1981. 636 p.
 - [Gupta K., Gardzh R., Chadkha R. *Mashinnoe proektirovanie SVCh ustroystv (Machine design of microwave devices)*. Moscow: Radio i svyaz'; 1987. 432 p. (in Russ.).]
 9. Bakharev S.I., Vol'man V.I., Lib Yu.N., et al. *Spravochnik po raschetu i konstruirovaniyu SVCh poloskovykh ustroystv (Handbook for the calculation and design of microwave stripline devices)*. Moscow: Radio i svyaz'; 1982. 328 p. (in Russ.).
 10. Priyanka K., Anupma M., Manpreet S.M. Optimized design of shielded microstrip lines using adaptive finite element method. In: *Excerpt of the Proceedings of the 2011 COMSOL Conference in Bangalore*. 2011. Available from URL: https://www.comsol.fr/paper/download/84093/riyanka_paper.pdf
 11. Peric Ć.M., Ilić S., Aleksić S. Quasi-TEM analysis of multilayered shielded microstrip lines using hybrid boundaty element method. In: *Engineering Mathematics I. Springer Proceedings in Mathematics & Statistics*. 2016. V. 178, p. 115–129. https://doi.org/10.1007/978-3-319-42082-0_8
 12. Musa S.M., Sadiku M.N.O. Quasi-static analysis of shielded microstrip lines. *Excerpt of the Proceedings of the COMSOL Users Conference 2006 Las Vegas*. 2006. Available from URL: <https://www.comsol.dk/paper/download/100951/Musa.pdf>
 13. Pantoja J.P., Hernandez-Figueroa H.E., Savu R., Canesqui M.A., Moshkalev S.A. Performance comparison of metallic and graphene buckypaper microstrip transmission lines. In: *SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference*. 2017, p. 1–5. <https://doi.org/10.1109/IMOC.2017.8121104>
 14. Gradshtein I.S., Ryzhik I.M. *Tablitsy integralov, summ, ryadov i proizvedenii (Tables of integrals, sums, series and products)*. Moscow: Fizmatgiz; 1963. 1100 p. (in Russ.).
 15. Tsyba E.A., Golubeva I.P., Kazimirenko V.A., Prokopenko Y.V. Complex effective dielectric permittivity of micromechanically tunable microstriplines. *Radioelectronics and communications systems*. 2018;61(2):72–79. <https://doi.org/10.3103/S0735272718020048>
 - [Tsyba E.A., Golubeva I.P., Kazimirenko V.A., Prokopenko Yu.V. Kompleksnaya effektivnaya dielektricheskaya pronitsaemost' mikromekhanicheski perestraivaemykh mikropoloskovykh linii. *Izvestiya VUZov. Radioelektronika = Radioelectronics and communications systems*. 2018;61(2):96–107 (in Russ.).]

Об авторах

Коваленко Александр Николаевич, д.т.н., профессор, кафедра радиоволновых процессов и технологий Института радиотехнических и телекоммуникационных систем ФГБОУ ВО «МИРЭА – Российский технологический университет» (119454, Россия, Москва, пр-т Вернадского, д. 78). E-mail: a_kovalenko@mirea.ru.

Ярлыков Алексей Дмитриевич, ассистент, кафедра радиоволновых процессов и технологий Института радиотехнических и телекоммуникационных систем ФГБОУ ВО «МИРЭА – Российский технологический университет» (119454, Россия, Москва, пр-т Вернадского, д. 78). E-mail: yarlykov@mirea.ru.

About the authors

Alexander N. Kovalenko, Dr. Sci. (Eng.), Professor, Department of Radio Wave Processes and Technologies, Institute of Radio Engineering and Telecommunication Systems, MIREA – Russian Technological University (78, Vernadskogo pr., Moscow, 119454 Russia). E-mail: a_kovalenko@mirea.ru.

Alexey D. Yarlykov, Assistant, Department of Radio Wave Processes and Technologies, Institute of Radio Engineering and Telecommunication Systems, MIREA – Russian Technological University (78, Vernadskogo pr., Moscow, 119454 Russia). E-mail: yarlykov@mirea.ru.

УДК 621.391

<https://doi.org/10.32362/2500-316X-2021-9-4-77-84>

НАУЧНАЯ СТАТЬЯ

Совместное использование частотно-временного разнесения и помехоустойчивого кодирования в системах радиосвязи с ППРЧ

А.А. Парамонов[@], Хоанг Ван Зунг

МИРЭА – Российский технологический университет, Москва, 119454 Россия

[@] Автор для переписки, e-mail: paramonov@mirea.ru

Резюме. В условиях постоянного совершенствования средств радиоразведки и постановки радиопомех и внедрения автоматизированных комплексов радиоэлектронного противодействия (РЭП) для повышения надежности, помехоустойчивости и помехозащищенности передачи информации широко используются системы радиосвязи (СРС) с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты (ППРЧ). При воздействии непреднамеренных и организованных преднамеренных помех помехоустойчивость системы радиосвязи с ППРЧ может быть значительно повышена путем комплексного использования частотно-временного разнесения и помехоустойчивого кодирования. В работе рассмотрен случай, когда система РЭП с ограниченной мощностью передатчика поражает помехой часть частотного диапазона СРС. При этом приемник должен обрабатывать смесь полезного сигнала, собственных шумов приемника и, с некоторой вероятностью, преднамеренной помехи, также считающейся шумовой. В статье проанализирована помехоустойчивость приема сигналов с ППРЧ в низкоскоростных системах радиосвязи при совместном применении частотно-временного разнесения информационных субсимволов и помехоустойчивых кодов в условиях деструктивного воздействия преднамеренных помех в части рабочей полосы СРС. Проведены расчеты зависимости вероятности битовой ошибки от отношения сигнал/помеха при комплексном применении частотного разнесения информационных символов и помехоустойчивых кодов. Показано, что благодаря эффективному использованию частотно-энергетического ресурса радиолинии с учетом применения корректирующих кодов в условиях воздействия преднамеренных помех может быть обеспечена существенно более высокая помехоустойчивость СРС, чем в СРС без ППРЧ и без кодирования. Представленные зависимости вероятности ошибки от отношения сигнал/помеха подтверждают, что достоверность передачи информации может быть существенно повышена за счет правильного сочетания расширения спектра сигнала, применения корректирующих кодов и разнесения информационных субсимволов по частоте с последующей их весовой обработкой.

Ключевые слова: помехоустойчивость системы радиосвязи, помеха в части полосы, отношение сигнал/помеха, вероятность битовой ошибки, псевдослучайная перестройка рабочей частоты (ППРЧ), частотное разнесение, помехоустойчивые коды

• Поступила: 31.03.2021 • Доработана: 09.04.2021 • Принята к опубликованию: 12.04.2021

Для цитирования: Парамонов А.А., Хоанг Ван Зунг. Совместное использование частотно-временного разнесения и помехоустойчивого кодирования в системах радиосвязи с ППРЧ. *Российский технологический журнал*. 2021;9(4):77–84. <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2021-9-4-77-84>

Прозрачность финансовой деятельности: Никто из авторов не имеет финансовой заинтересованности в представленных материалах или методах.

Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

RESEARCH ARTICLE

Joint use of frequency-time division and antinoise coding in radio communication systems with FHSS

Aleksei A. Paramonov[@], Hoang Van Zung

MIREA – Russian Technological University, Moscow, 119454 Russia

[@] Corresponding author, e-mail: paramonov@mirea.ru

Abstract. In the context of continuous improvement of radio prospecting and active radio jamming technics along with introduction of automated active countermeasures systems (ACS), the frequency-hopping spread spectrum (FHSS) radio communication systems (RCS) are widely used in order to improve reliability and noise immunity of data transmission. The noise immunity of the RCS affected by unintentional or deliberate interference can be significantly perfected by the combined use of frequency-time division and antinoise coding. This paper explores the case when the interference created by an ACS system with a limited transmitter power covers a part of the RCS frequency range. The receiver gets input mix of the wanted signal, the receiver noise, and probably a deliberate interference also considered as a noise. The article analyzes the noise immunity of signals reception with FHSS in the low-speed radio systems with joint use of frequency-time division of information subsymbols and noise combating codes when the deliberate interference destructively impacts a part of the RCS working band. Dependence of the bit error probability on the signal-to-noise ratio is calculated for the joint use of frequency division of information subsymbols and noise combating codes. It is shown that due to effective use of the frequency-energy resource of a radio line, considering the use of correction codes, a quite high noise immunity of RCS under the influence of deliberate interference can be assured. The indicated dependences of the error probability on the signal-to-noise ratio confirm that the reliability of data transmission can be significantly increased by the proper combination of signal spectrum spreading, applying of correction codes, and frequency division of subsymbols followed by their weight processing.

Keywords: noise immunity of radio communication systems, partial-band interference, signal to interference ratio, bit error probability, frequency-hopping spread spectrum (FHSS), frequency diversity, noise combating code

• Submitted: 31.03.2021 • Revised: 09.04.2021 • Accepted: 12.04.2021

For citation: Paramonov A.A., Hoang Van Zung. Joint use of frequency-time division and antinoise coding in radio communication systems with FHSS. *Rossiiskii tekhnologicheskii zhurnal = Russian Technological Journal*. 2021;9(4):77–84 (in Russ.). <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2021-9-4-77-84>

Financial disclosure: Authors have no a financial or property interest in any material or method mentioned.

The authors declare no conflicts of interest.

ВВЕДЕНИЕ

В современных системах радиосвязи (СРС) за счет использования режима передачи с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты (ППРЧ) достигается высокая степень надежности и защищенности от организованных (преднамеренных) и непреднамеренных помех. Одним из эффективных видов организованных преднамеренных помех с точки зрения эффективности подавления СРС, а также сравнительно простой реализации в системах радиоэлектронного подавления является шумовая помеха в части полосы рабочих частот СРС. Спектральную

плотность мощности такой помехи можно представить в виде [1]

$$N_{\Pi} = \begin{cases} P_{\Pi} / (\rho \Delta F), & \text{в полосе } \rho \Delta F, \\ 0, & \text{в полосе } (1 - \rho) \Delta F, \end{cases} \quad (1)$$

где P_{Π} – мощность преднамеренной шумовой помехи; ρ – доля полосы, занимаемая помехой ($0 \leq \rho \leq 1$); ΔF – общая ширина полосы частот, занимаемой СРС.

Эффективным методом борьбы с данной помехой признано применение режима внутрисимвольной

ППРЧ, подробно описанного в [1–5]. В этом режиме производится разделение символа по длительности на независимые элементы (субсимволы), как показано на рис. 1, а затем каждый из этих субсимволов передается на своей частоте в соответствии с псевдослучайным законом, при этом $T_h = T_s/L$, где L – число субсимволов или число скачков рабочей частоты внутри одного символа.

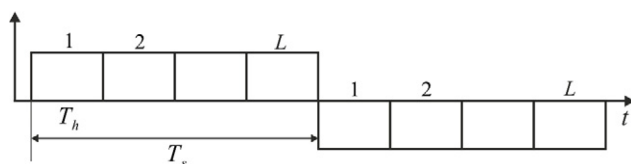


Рис. 1. Разбиение символа на субсимволы

В работах [1–5] показано, что за счет такого частотно-временного разнесения информационных символов при работе СРС в режиме ППРЧ может быть повышена помехоустойчивость передачи информации. Однако имеется принципиальная возможность дальнейшего повышения эффективности работы СРС в режиме ППРЧ в условиях деструктивного воздействия преднамеренных помех на линию радиосвязи, реализуемая при комплексном использовании частотно-временного разнесения информационных символов с оптимальным или близким к оптимальному алгоритму принятия решения и применении помехоустойчивых кодов.

Целью данной работы является оценка помехоустойчивости СРС в режиме ППРЧ при комплексном использовании частотно-временного разнесения и помехоустойчивого кодирования в условиях воздействия преднамеренной шумовой помехи в части полосы.

МЕТОДИКА РАСЧЕТА ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ

В рассматриваемых СРС используется режим внутрисимвольной ППРЧ с частотной телеграфией (ЧТ). В приемной части реализуется некогерентный алгоритм приема субсимволов с взвешиванием выходных выборок квадратичных детекторов и их

сложением. Структурная схема данной цифровой СРС с ППРЧ представлена на рис. 2.

Важным условием работы систем радиосвязи с ППРЧ является обеспечение синхронизации. Решению задач, связанных с обеспечением синхронизации в СРС с ППРЧ, посвящены работы [6–10], следовательно, в дальнейшем вопрос обеспечения синхронизации не рассматривается и принимается условие, что синхронизация идеально обеспечена.

На практике постановщик помех поражает не все частоты, используемые в режиме ППРЧ, а только их часть, поэтому на приемной стороне одни субсимволы могут быть сильно поражены помехой, а другие – незначительно. Отметим сходство режима внутрисимвольной ППРЧ с разнесенным приемом, когда отношения сигнал/шум в разных ветвях разнесения оказываются разными. Это сходство позволяет воспользоваться теорией разнесенного приема при выборе способов принятия решения о символе по совокупности принятых субсимволов.

Один из возможных способов комбинирования субсимволов – мажоритарное сложение (принятие решения по большинству решений о переданных субсимволах, принадлежащих одному символу). Методика оценочного расчета вероятности ошибки приема символа для этого случая приведена в [5]. При разделении символа на L субсимволов, т.е. при L -кратном разнесении по частоте и при воздействии преднамеренной шумовой помехи в части полосы вероятность ошибки приема символа, определяемая на основе мажоритарной логики вынесения решения, определяется выражением

$$\begin{cases} P_b = \sum_{k=L-[L/2]}^L C_L^k p_{si}^k (1-p_{si})^{L-k}, & \text{для нечетных } L, \\ P_b = \sum_{k=L/2+1}^L C_L^k p_{si}^k (1-p_{si})^{L-k} + \\ + \frac{1}{2} C_{L/2}^L p_{si}^{L/2} (1-p_{si})^{L/2}, & \text{для четных } L, \end{cases} \quad (2)$$

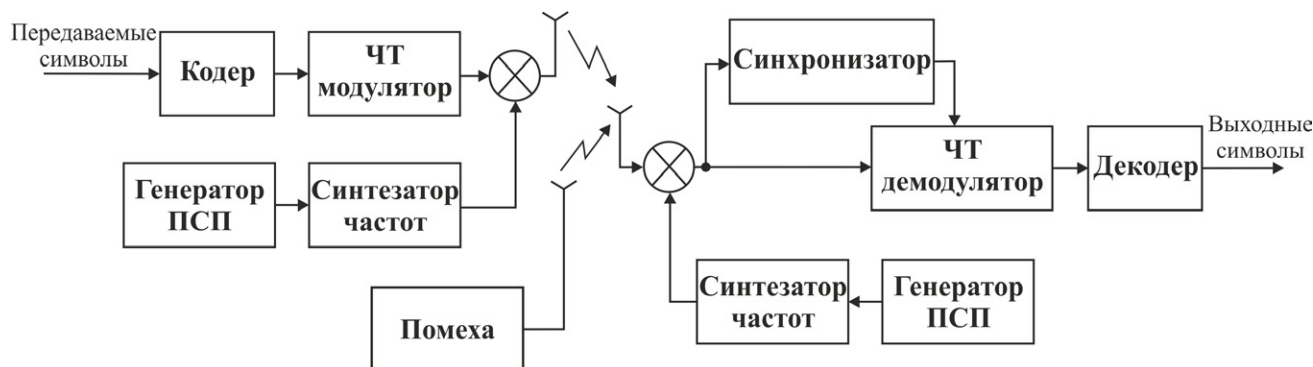


Рис. 2. Структурная схема канала связи для цифровой системы связи с ППРЧ (ПСП – псевдослучайная последовательность)

$$P_{si} = \rho \frac{1}{2} \exp \left[-\frac{1}{L} \frac{E_b}{2(N_0 + P_n T_h / \rho \Delta F)} \right] + \\ + (1 - \rho) \frac{1}{2} \exp \left[-\frac{1}{L} \frac{E_b}{2N_0} \right],$$

где N_0 – спектральная плотность мощности собственных шумов приемника.

Лучших результатов при приеме сигналов в режиме внутрисимвольной ППРЧ можно ожидать при надлежащем взвешивании и сложении принятых субсимволов. Согласно [1, 11] эффективным методом взвешивания выборок каждого субсимвола перед их сложением является адаптивное взвешивание выходной выборки квадратичного детектора в каждом канале некогерентного приема. Именно такой вид весовой обработки субсимволов совместно с помехоустойчивым кодированием рассмотрен в последнем разделе статьи.

На приемной стороне после переноса всех субсимволов на общую промежуточную частоту сигнал демодулируется с последующим детектированием и стробированием в конце каждого субсимвола. Сигналы, соответствующие одному символу, взвешиваются и суммируются для формирования величин статистик принятия решения. Представленные ниже результаты получены при условии, что весовой множитель w_i выбирается обратно пропорциональным сумме мощностей сигнала и помехи P_Σ . При трехкратном разнесении средняя вероятность ошибки приема определяется выражением

$$P_e(L=3) = (1-\rho)^3 \frac{1}{8} \exp \left[-\frac{1}{2} \frac{E_b}{N_0} \right] \times \\ \times \left\{ 4 + \frac{3}{4} \frac{E_b}{N_0} + \frac{1}{32} \left(\frac{E_b}{N_0} \right)^2 \right\} + \\ + \rho(1-\rho)^2 \frac{3}{8} \exp \left[-\frac{1}{2} \left(\frac{E_b/3}{N_0 + P_n T_h / \rho 2M} + \frac{2E_b/3}{N_0} \right) \right] \times \\ \times \left\{ 4 + \frac{1}{4} \left(\frac{E_b}{N_0 + P_n T_h / \rho 2M} + \frac{2E_b}{N_0} \right) + \right. \\ \left. + \frac{1}{32} \left(\frac{E_b/3}{N_0 + P_n T_h / \rho 2M} + \frac{2E_b/3}{N_0} \right)^2 \right\} + \\ + \rho^2(1-\rho) \frac{3}{8} \exp \left[-\frac{1}{2} \left(\frac{2E_b/3}{N_0 + P_n T_h / \rho 2M} + \frac{E_b/3}{N_0} \right) \right] \times \\ \times \left\{ 4 + \frac{1}{4} \left(\frac{2E_b}{N_0 + P_n T_h / \rho 2M} + \frac{E_b}{N_0} \right) + \right. \\ \left. + \frac{1}{32} \left(\frac{2E_b/3}{N_0 + P_n T_h / \rho 2M} + \frac{E_b/3}{N_0} \right)^2 \right\} + \\ + \rho^3 \frac{1}{8} \exp \left[-\frac{1}{2} \frac{E_b}{N_0 + P_n T_h / \rho 2M} \right] \times \\ \times \left\{ 4 + \frac{3}{4} \frac{E_b}{N_0 + P_n T_h / \rho 2M} + \right. \\ \left. + \frac{1}{32} \left(\frac{E_b}{N_0 + P_n T_h / \rho 2M} \right)^2 \right\},$$

$$+ \frac{1}{32} \left(\frac{2E_b/3}{N_0 + P_n T_h / \rho 2M} + \frac{E_b/3}{N_0} \right)^2 \Bigg\} + \\ + \rho^3 \frac{1}{8} \exp \left[-\frac{1}{2} \frac{E_b}{N_0 + P_n T_h / \rho 2M} \right] \times \\ \times \left\{ 4 + \frac{3}{4} \frac{E_b}{N_0 + P_n T_h / \rho 2M} + \right. \\ \left. + \frac{1}{32} \left(\frac{E_b}{N_0 + P_n T_h / \rho 2M} \right)^2 \right\},$$

где M – количество частот; E_b – энергия символа (бита).

Помимо разнесения символа по частоте в режиме ППРЧ, имеет смысл применение помехоустойчивых кодов [12–14] для борьбы с организованными помехами. Их применение позволяет ожидать снижения эффективности постановки помехи.

Вероятность битовой ошибки при приеме цифровых сигналов является важным показателем, по которому ведут сравнение систем связи, использующих различные коды. В [13–15] приведены подробные выводы выражений для вероятности ошибки декодирования с жестким решением. При этом максимальное число исправляемых ошибок определяется соотношением

$$t = \left\lfloor \frac{d-1}{2} \right\rfloor,$$

где d – минимальное кодовое расстояние, равное наименьшему значению расстояния Хэмминга; $[x]$ обозначает целую часть числа x .

В блоковых кодах $[n, k]$ число информационных бит составляет k , а длина кода – n . Для двоичных систем передачи информации вероятность битовой ошибки равна вероятности ошибки принятия символа. Предполагается, что ошибки принятия символа статистически независимы, тогда вероятность битовой ошибки при декодировании жестких решений можно найти по формуле [15]:

$$P_e \approx \frac{d}{n} \sum_{i=t+1}^d \binom{n}{i} P_b^i (1-P_b)^{n-i} + \\ + \frac{1}{n} \sum_{i=d+1}^n i \binom{n}{i} P_b^i (1-P_b)^{n-i},$$

где P_b – вероятность ошибки приема канального символа, которая с учетом того, что энергия канального символа $E_c = (k/n)E_b = R_c E_b$ определяется выражениями (2) и (3).

ДИСКРЕТНОЕ СЛОЖЕНИЕ СУБСИМВОЛОВ С ПРИМЕНЕНИЕМ БЛОКОВЫХ КОДОВ

На рис. 3–4 в логарифмическом масштабе приведены зависимости средней вероятности ошибки на бит P_e от отношения сигнал/помеха в режиме ППРЧ при совместном использовании принципа разнесения символа и помехоустойчивого кодирования.

Зависимости представлены для случая передачи без разнесения и кодирования, для случая трехкратного разнесения символа по частоте, а также для случая совместного использования трехкратного разнесения по частоте и простых блоковых кодов – кода Хэмминга (7, 4) и Голея (23, 12). Кривые получены для сигналов ЧТ в режиме ППРЧ и при отношении сигнал/шум приемника, равном 15 дБ, и доле поражаемых помехой частот ($\rho = 0.1, 0.2$).

Из рисунков видно, что применение режима внутрисимвольной ППРЧ на основе мажоритарного правила с использованием простых блоковых кодов с декодированием жестких решений позволяет на порядки снизить вероятность битовой ошибки при небольших отношениях сигнал/преднамеренная помеха, соответствующих по физическому смыслу мощной помехе по отношению к полезному сигналу. Увеличение избыточности или применение более мощных кодов с более высокой корректирующей способностью позволяет значительно повысить помехоустойчивость передачи информации.

ВЕСОВАЯ ОБРАБОТКА СУБСИМВОЛОВ С ПРИМЕНЕНИЕМ БЛОКОВЫХ КОДОВ

Весовая обработка субсимволов заключается в адаптивном взвешивании выборки сигналов на выходах квадратичных детекторов перед их сложением [1]. Зависимости вероятности битовой ошибки для этого

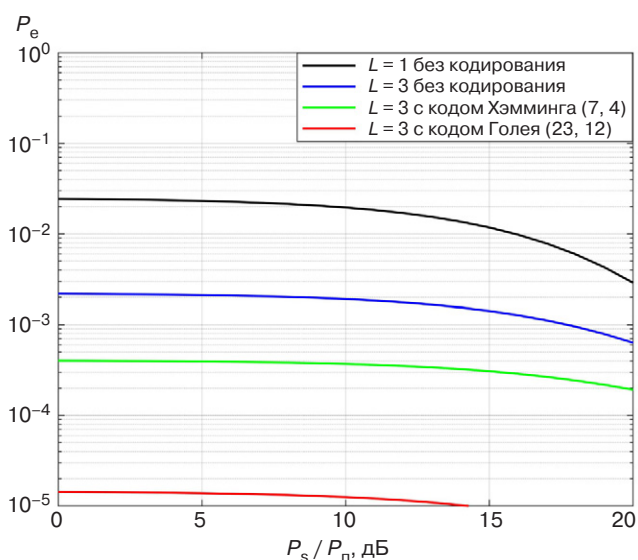


Рис. 3. Зависимость вероятности ошибки на бит P_e от отношения сигнал/помеха при использовании частотного разнесения и блоковых кодов ($\rho = 0.1$)

случая от отношения сигнал/помеха для сигналов ЧТ в режиме ППРЧ при воздействии шумовой помехи в части полосы с различными долями поражаемых частот ($\rho = 0.1, 0.2$) и отношением сигнал/шум приемника 15 дБ представлены на рис. 5–6.

Кривые, показанные черной линией, относятся к случаю применения режима ППРЧ без разнесения символов ($L = 1$) и без применения помехоустойчивого кодирования; красной линией – при трехкратном разнесении символа; синей – при трехкратном разнесении символа с использованием кода Хэмминга (7, 4); зеленой – при трехкратном разнесении символа с использованием кода Голея (23, 12).

Анализ полученных кривых позволяет отметить, что при комплексном использовании частотного разнесения и помехоустойчивого кодирования значительно снижается вероятность битовой ошибки при приеме сигналов в режиме ППРЧ с ЧТ в области небольших значений отношения сигнал/помеха. При небольших значениях отношения сигнал/помеха, соответствующих по физическому смыслу мощной преднамеренной помехе, совместное использование разнесения символа по частоте и простых блоковых кодов позволило снизить вероятность битовой ошибки на два и более порядков. При этом полученный выигрыш в отношении сигнала/помеха за счет использования разнесения символа по частоте и кодирования при заданной вероятности битовой ошибки 10^{-5} составляет более 5 дБ для случая трехкратного разнесения и использования кода Хэмминга (7, 4) с долей поражаемых частот $\rho = 0.1$ и более 3 дБ при $\rho = 0.2$. Применение более мощных кодов с более высокой корректирующей способностью позволяет значительно повысить помехоустойчивость передачи информации, например, использование кода

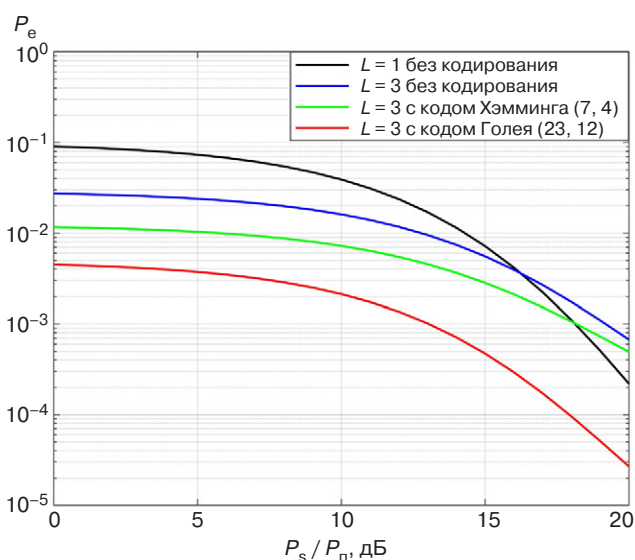


Рис. 4. Зависимость вероятности ошибки на бит P_e от отношения сигнал/помеха при использовании частотного разнесения и блоковых кодов ($\rho = 0.2$)

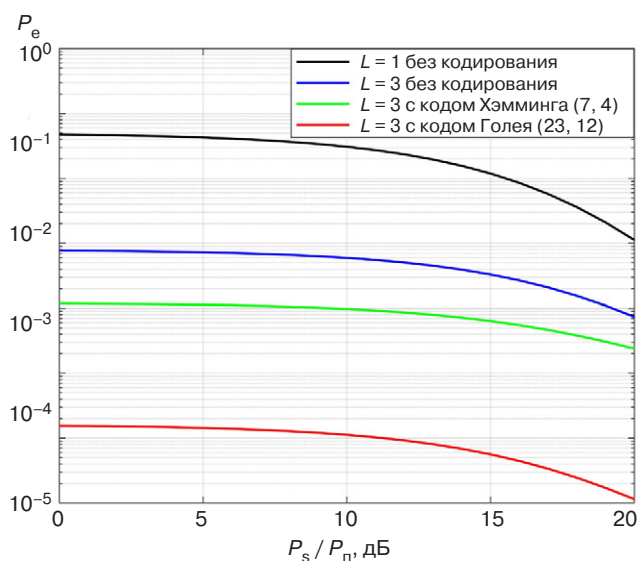


Рис. 5. Зависимость вероятности ошибки на бит P_e от отношения сигнал/помеха при использовании частотного разнесения с весовой обработкой и блочных кодов ($\rho = 0.1$)

Голя (23, 12) при трехкратном разнесении символа в режиме ППРЧ позволило получить энергетический выигрыш 13 дБ с заданной $P_e = 10^{-5}$ и $\rho = 0.2$.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

По результатам анализа полученных данных можно сделать следующие выводы.

В интересах эффективного использования частотно-энергетического ресурса для систем радиосвязи целесообразно применение режима псевдослучайной перестройки рабочей частоты (ППРЧ). Эффективным видом организованных преднамеренных помех для такой системы радиосвязи, а также с точки зрения рационального использования мощности преднамеренной помехи, является шумовая помеха

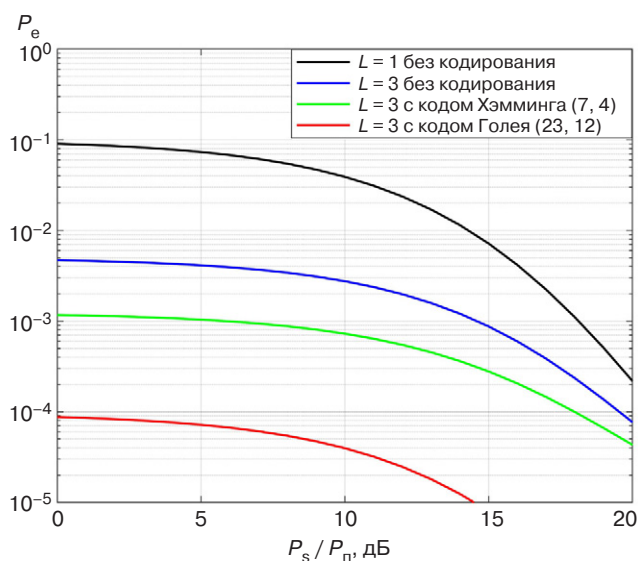


Рис. 6. Зависимость вероятности ошибки на бит P_e от отношения сигнал/помеха при использовании частотного разнесения с весовой обработкой и блочных кодов ($\rho = 0.2$)

в части полосы частот (сосредоточенная по спектру помеха). Для борьбы с такой помехой целесообразно применять режим внутрисимвольной ППРЧ. Кроме того, для значительного повышения помехоустойчивости приема сигналов в присутствии преднамеренной помехи в части полосы предлагается совместное использование принципа частотно-временного разнесения информационных символов и помехоустойчивых кодов. При этом целесообразно использовать алгоритм взвешивания и сложения разнесенных сигналов при некогерентном детектировании с последующим декодированием.

Вклад авторов. Все авторы в равной степени внесли свой вклад в исследовательскую работу.

Authors' contribution. All authors equally contributed to the research work.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Борисов В.И., Зинчук В.М., Лимарев А.Е., Мухин Н.П., Шестопалов В.И. *Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов методом псевдослучайной перестройки рабочей частоты*. М.: Радио и связь; 2000. 384 с. ISBN 5-256-01392-0
2. Miller L.E., Lee J.S., Kadrichu A.P. Probability of error analyses of a BFSK frequency-hopping system with diversity under partial-band jamming interference. Part III: Performance of a square-law self-normalizing soft decision receivers. *IEEE Transactions on Communications*. 1986;34(7):669–675. <https://doi.org/10.1109/TCOM.1986.1096609>
3. Парамонов А.А., Хоанг Ван З. Прием сигналов относительной фазовой телеграфии с весовой обработкой субсимволов в системах передачи информации с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты. *Журнал радиоэлектроники*. 2020;10. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2020.10.2>

REFERENCES

1. Borisov V.I., Zinchuk V.M., Limarev A.E., Mukhin N.P., Shestopalov V.I. *Pomekhozashchishchennost' sistem radiosvyazi s rasshireniem spektra signalov metodom psevdosluchainoi perestroiki rabochei chastoty* (Noise immunity of radio communication systems with spreading of spectrum signals by the method of pseudo-random tuning of the operating frequency). Moscow: Radio i svyaz'; 2000. 384 p. (in Russ.). ISBN 5-256-01392-0
2. Miller L.E., Lee J.S., Kadrichu A.P. Probability of error analyses of a BFSK frequency-hopping system with diversity under partial-band jamming interference. Part III: Performance of a square-law self-normalizing soft decision receivers. *IEEE Transactions on Communications*. 1986;34(7):669–675. <https://doi.org/10.1109/TCOM.1986.1096609>

4. Парамонов А.А., Хоанг Ван З. Помехоустойчивость передачи цифровой информации в системе радиосвязи сигналами ДОФТ с ППРЧ при воздействии шумовой помехи в части полосы. *Журнал радиоэлектроники*. 2021;2. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2021.2.8>
5. Хоанг Ван З., Парамонов А.А. Эффективное использование частотно-энергетического ресурса в системах передачи информации с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты при низкой скорости передачи. В сб.: «Системы компьютерной математики и их приложения»: мат. XX международной научной конф. Смоленск: Изд-во СмолГУ; 2019. Вып. 2. Ч. 1. С. 84–89.
6. Журавлев В.И. *Поиск и синхронизация в широкополосных системах*. М.: Радио и связь; 1986. 240 с.
7. Каплин Е.А., Клионский М.Б., Либединский Е.В., Яковлев А.В. Устройство синхронизации в системе радиосвязи с программной перестройкой рабочей частоты: Патент на изобретение RU 2510933. Дата публикации: 10.04.2014.
8. Чаркин Д.Ю., Алехин С.Ю., Григорьев Е.В., Лимарев А.Е., Прохоров В.Е. Алгоритмы временной и частотной синхронизации сигналов с ППРЧ. Ч. 1. Вхождение в синхронизм. *Теория и техника радиосвязи*. 2017;2:23–32.
9. Cornwall M.K., Haas H.P. Frequency hopping spread spectrum system with high sensitivity tracking and synchronization for frequency unstable signals: US Patent 6934316B2. Publ. 23.08.2005.
10. Vandewiele B.J.L., Roovers R.L.J. Fast synchronization for frequency hopping systems: Patent WO2007036847. Publ. 05.04.2007.
11. Прокис Дж. *Цифровая связь*: пер. с англ.; под ред. Д.Д. Кловского. М.: Радио и связь; 2000. 800 с. ISBN 5-256-01434-X
12. Парамонов А.А., Хоанг Ван З. Эффективность применения помехоустойчивого кодирования в системах передачи цифровой информации с широкополосными сигналами. *Журнал радиоэлектроники*. 2020;12. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2020.12.20>
13. Кларк Дж., мл., Кейл Дж. *Кодирование с исправлением ошибок в системах цифровой связи*: пер. с англ. М.: Радио и связь; 1987. 388 с.
14. Мак-Вильямс Ф.Дж., Слоэн Н.Дж.А. *Теория кодов, исправляющих ошибки*: пер. с англ. М.: Связь; 1979. 744 с.
15. Torrieri D.J. The information-bit error rate for block codes. *IEEE Transactions on Communications*. 1984;32(4):474–476. <https://doi.org/10.1109/TCOM.1984.1096082>
3. Paramonov A.A., Hoang Van Zung. Reception of differential binary phase shift keying signals with weight processing of sub-symbols in information transmission systems with frequency hopping spread spectrum. *Zhurnal Radioelektroniki = Journal of Radio Electronics*. 2020;10 (in Russ.). <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2020.10.2>
4. Paramonov A.A., Hoang Van Z. Noise immunity of digital information transmission in a radio communication system by DQPSK signals with frequency hopping spread spectrum in the partial-band jamming noise. *Zhurnal Radioelektroniki = Journal of Radio Electronics*. 2021;2 (in Russ.). <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2021.2.8>
5. Hoang Van Z., Paramonov A.A. The efficient use of frequency-energy resource in information transmission systems with a frequency hopping spread spectrum at low rate of transmission. In: *XX mezhdunarodnaya nauchnaya konferentsiya "Sistemy komp'yuternoi matematiki i ikh prilozheniya"* (Proc. of the XX International Scientific Conference "Systems of computer mathematics and their applications"). Smolensk: SmolGU; 2019. V. 20. Part 1, p. 84–89. (in Russ.).
6. Zhuravlev V.I. *Poisk i sinkhronizatsiya v shirokopolosnykh sistemakh* (Search and synchronization in broadband systems). Moscow: Radio i svyaz'; 1986. 240 p. (in Russ.).
7. Kaplin E.A., Klionskii M.B., Libedinskii E.V., Yakovlev A.V. Device for synchronization in radio communication system with programmed operational frequency tuning: RU Pat. 2510933. Publ. 10.04.2014. (in Russ.).
8. Charkin D.Yu., Alekhin S.Yu., Grigor'ev E.V., Limarev A.E., Prokhorov V.E. Algorithms of time and frequency synchronization of FH signals. Part 1. Synchronism initialization. *Teoriya i tekhnika radiosvyazi = Radio Communication Theory and Technology*. 2017;2:23–32 (in Russ.).
9. Cornwall M.K., Haas H.P. Frequency hopping spread spectrum system with high sensitivity tracking and synchronization for frequency unstable signals: US Patent 6934316B2. Publ. 23.08.2005.
10. Vandewiele B.J.L., Roovers R.L.J. Fast synchronization for frequency hopping systems: Patent WO2007036847. Publ. 05.04.2007.
11. Proakis J.G. *Tsifrovaya svyaz' (Digital Communications)*. Moscow: Radio i svyaz'; 2000. 800 p. (in Russ.). ISBN 5-256-01434-X
12. Paramonov A.A., Hoang Van Zung. Efficiency of application of error-correcting coding in digital information transmission systems with wideband signals. *Zhurnal Radioelektroniki = Journal of Radio Electronics*. 2020;12 (in Russ.). <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2020.12.20>
13. Clark J.C. Jr., Cain J.B. *Error-correcting coding for digital communications*. New York and London: Plenum Press; 1981. 422 p.
[Clark J.C. мл., Cain J.B. *Kodirovanie s ispravleniem oshibok v sistemakh tsifrovoy svyazi (Error Correction Coding in Digital Communication Systems)*. Moscow: Radio i svyaz'; 1987. 388 p. (in Russ.).]

14. McWilliams F.J., Sloane N.J.A. *The theory of error-correcting codes*. Amsterdam etc.; 1977. 762 p.
[McWilliams F.J., Sloane N.J.A. *Teoriya kodov, ispravlyayushchikh oshibki (Theory of error-correcting codes)*. Moscow: Svyaz'; 1979. 744 p. (in Russ.).]
15. Torrieri D.J. The information-bit error rate for block codes. *IEEE Transactions on Communications*. 1984;32(4):474–476. <https://doi.org/10.1109/TCOM.1984.1096082>

Об авторах

Парамонов Алексей Анатольевич, д.т.н., профессор, кафедра радиоэлектронных систем и комплексов Института радиотехнических и телекоммуникационных систем ФГБОУ ВО «МИРЭА – Российский технологический университет» (119454, Россия, Москва, пр-т Вернадского, д. 78). E-mail: paramonov@mirea.ru.

Хоанг Ван Зунг, аспирант, кафедра радиоэлектронных систем и комплексов Института радиотехнических и телекоммуникационных систем ФГБОУ ВО «МИРЭА – Российский технологический университет» (119454, Россия, Москва, пр-т Вернадского, д. 78). E-mail: tuandung@mail.ru.

About the authors

Aleksei A. Paramonov, Dr. Sci. (Eng.), Professor, Department of Radio Electronic Systems and Complexes, Institute of Radio Engineering and Telecommunications Systems, MIREA – Russian Technological University (78, Vernadskogo pr., Moscow, 119454 Russia). E-mail: paramonov@mirea.ru.

Hoang Van Zung, Postgraduate Student, Department of Radio Electronic Systems and Complexes, Institute of Radio Engineering and Telecommunications Systems, MIREA – Russian Technological University (78, Vernadskogo pr., Moscow, 119454 Russia). E-mail: tuandung@mail.ru.

УДК 528.9

<https://doi.org/10.32362/2500-316X-2021-9-4-85-97>

НАУЧНАЯ СТАТЬЯ

Пространственные взаимосвязи сети автодорог и покрытия сотовой связью на основе открытых геоданных: обзор и опыт использования на примере Иркутской области

Е.С. Подольская @

МИРЭА – Российский технологический университет, Москва, 119454 Россия

@ Автор для переписки, e-mail: podolskaya@mirea.ru

Резюме. Геоинформационные технологии и данные широко используются для выявления самых разнообразных взаимосвязей. Работа посвящена изучению взаимного расположения дорожной сети (на примере сети автодорог общего пользования) и покрытия сотовой связью российских операторов связи на территории России. Дана характеристика транспортных исследований с выделением ГИС-проектов. Сделан обзор современных веб-сервисов, Open Data и разработок Open Source в транспортных проектах. Описаны данные, сервисы геоданных и веб-проекты покрытия сотовой связью территории России (русскоязычные источники). В практической части показаны примеры растров транспортной доступности в границах тестового региона России (Иркутская область, Сибирский федеральный округ), выполнен анализ пространственных взаимосвязей дорожной сети и покрытия связью для компаний-операторов Вымпелком/Билайн, Мегафон и МТС на основе открытых данных в открытом ГИС-приложении QGIS. Покрытие связью варьируется от 63% (Вымпелком для зоны в 2.5 км) до 94% (Мегафон в зоне 10 км), где за 100% принимается общее количество сот в сети соответствующего оператора в пределах региона. Отмечено, что открытые данные о дорожной сети общего пользования и сотовой связи для территории России отличаются разной подробностью в зависимости от региона; изученные наборы и сервисы данных о связи не содержат значимой атрибутивной информации. Важным вопросом практического использования продолжает оставаться их актуальность, поддерживаемая компаниями-операторами, являющимися источниками данных для публикаций на официальных сайтах российских министерств и администраций регионов.

Ключевые слова: дорожная сеть, автодороги, транспортная доступность, покрытие сотовой связью, наборы открытых данных, геосервисы, Open Data, OSM, QGIS

• Поступила: 18.05.2021 • Доработана: 21.05.2021 • Принята к опубликованию: 25.05.2021

Для цитирования: Подольская Е.С. Пространственные взаимосвязи сети автодорог и покрытия сотовой связью на основе открытых геоданных: обзор и опыт использования на примере Иркутской области. *Российский технологический журнал*. 2021;9(4):85–97. <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2021-9-4-85-97>

Прозрачность финансовой деятельности: Автор не имеет финансовой заинтересованности в представленных материалах или методах.

Автор заявляет об отсутствии конфликта интересов.

RESEARCH ARTICLE

Spatial relationships of road network and cellular coverage based on the Open Geodata: review and user case of Irkutsk Region

Ekaterina S. Podolskaia[@]

MIREA – Russian Technological University, Moscow, 119454 Russia

[@] Corresponding author, e-mail: podolskaya@mirea.ru

Abstract. Geographic information technologies and data are widely used to identify a variety of spatial relationships. The paper is devoted to the study of the mutual location between the road network (as exemplified by the public roads network) and cellular coverage of the Russian telecom operators on the territory of Russia. Transport researches are characterized with an emphasis of GIS projects. Then, an overview of modern web services, Open Data and Open Source developments in transport projects is made. The data, geodata services and web projects of cellular coverage for the territory of Russia are described by the examples of Russian-language sources. The practical part of the study shows the global transport accessibility raster datasets for the test region of Russia (Irkutsk Region, Siberian Federal District). An analysis of spatial relationships between roads and cellular coverages provided by VimpelCom/Beeline, Megafon and MTS is based on the Open Data in the Open Source GIS application QGIS. Coverage varies between 63% (VimpelCom for the buffer zone of 2.5 km) and 94% (Megafon for the zone of 10 km), where 100% is the total number of cells (polygons) within the network of a respective operator in the region. We have noted that Open Data on the public road network and cellular communication for the territory of Russia differ by region, the studied communication datasets and data services do not contain significant attributive information, they consist of polygon geometry only. Frequency of their updates depends on the operating companies. The operators then provide the data for the publication to the Russian ministries and regional administrations.

Keywords: road network, highways, transport accessibility, cellular coverage, open data sets, geoservices, Open Data, OSM, QGIS

• Submitted: 18.05.2021 • Revised: 21.05.2021 • Accepted: 25.05.2021

For citation: Podolskaia E.S. Spatial relationships of road network and cellular coverage based on the Open Geodata: review and user case of Irkutsk Region. *Rossiiskii tekhnologicheskii zhurnal = Russian Technological Journal*. 2021;9(4):85–97 (in Russ.). <https://doi.org/10.32362/2500316X-2021-9-4-85-97>

Financial disclosure: The author has no a financial or property interest in any material or method mentioned.

The author declares no conflicts of interest.

ВВЕДЕНИЕ

Направление изучения пространственных связей между расположением дорог разных классов и покрытием сотовой связью, предоставляемым целым рядом компаний в России и мире, является актуальным ввиду ряда нерешенных задач технологического и нормативного характера. Один из вызовов для этого направления – существование ограничений в наличии и актуальности данных для территории России и мира, которое в настоящее время решается при помощи открытых данных (Open Data) и разработок на основе открытого кода (Open Source). Проекты в сфере транспортной инфраструктуры связаны с проектами

по покрытию связью. Среди примеров российских научных исследований последних лет в этой области отметим опыт использования данных о перемещениях пассажиров-владельцев мобильных телефонов (данные от операторов мобильной связи) для оптимизации сети маршрутов общественного транспорта [1]. Мобильная связь рассматривается как часть сотовой связи. Далее по тексту статьи используются данные и сервисы компаний-операторов сотовой связи, предоставляющих услуги связи разных поколений.

Целью работы является изучений взаимосвязей между расположением дорожной сети (на примере сети автодорог общего пользования) и покрытием сотовой связью крупнейших российских операторов на

территории России. Для реализации указанной цели были поставлены задачи представления общей характеристики исследований по транспортному моделированию и транспортной доступности с выделением ГИС-проектов, обзора современных веб-сервисов, Open Data и разработок Open Source в транспортных проектах, изучения данных, сервисов геоданных и веб-проектов покрытия сотовой связью территории России, а также использования растров транспортной доступности и выполнения ГИС-анализа связей дорожной сети и покрытия сотовой связью для характеристики тестового региона России (Иркутская область, Сибирский федеральный округ) на основе открытых данных в открытом ГИС-приложении QGIS.

МАТЕРИАЛЫ И МЕТОДЫ ИССЛЕДОВАНИЯ

Общие закономерности исследований по транспортному моделированию и транспортной доступности

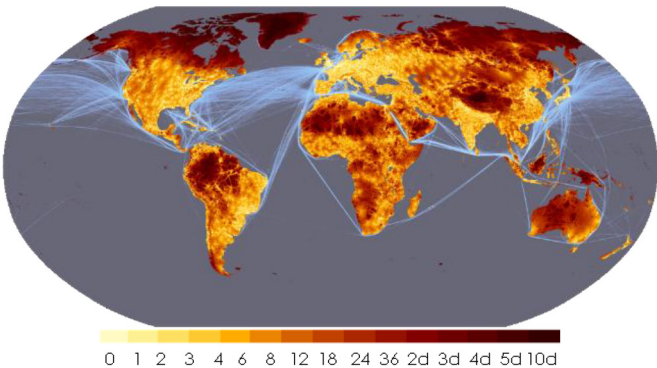
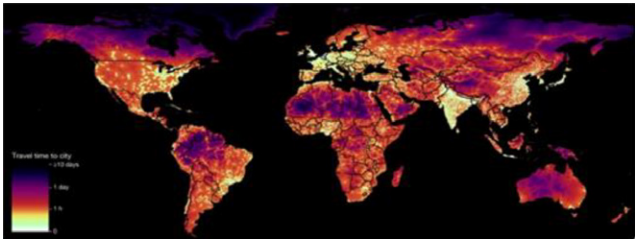
Транспортное моделирование и транспортная доступность в настоящее время являются достаточно освоенной темой [2, 3]. Создаются и развиваются модели движения транспорта в городском, областном, региональном и федеральном масштабах с разной тематической и целевой направленностью [4, 5], привлекаются методы принятия решений [6]. Рынок транспортных информационных технологий динамично развивается

в России и мире. Появляются и используются новые технические возможности хранения больших объемов данных о дорогах разных типов и связанной с ними транспортной инфраструктуре, разрабатываются сервисы инфраструктурных данных. Транспортные вопросы являются частью исследований тематических областей [7, 8]. Транспортная доступность определяется как совокупность возможностей территории для социально-экономического развития [9] и как индикатор развития региона [10]. Принимая во внимание широкое использование термина «транспортная доступность» (transport accessibility) в иностранной литературе, а также для максимально возможного сопоставления российских и иностранных работ в части используемых терминов, в предлагаемой работе мы рассматриваем *транспортную доступность*, определяемую наличием и характеристиками транспортного сообщения исследуемой территории с внешним миром, – термин, используемый авторами работ [11, 12].

Геоинформационные проекты по транспортной доступности

Междисциплинарный характер задачи транспортной доступности и возможности создания разнообразных приложений иллюстрируется работами групп авторов, среди которых отметим проекты последних лет [13–15]. В табл. 1,

Таблица 1. Транспортная доступность: примеры обзорных проектов мира и регионов

Название проекта на русском языке	Библиография проекта, публикации, ссылки в сети Интернет	Картографический вид
Оценка времени движения к ближайшему городу с населением 50 000 и более	Nelson A. (2008) Estimated travel time to the nearest city of 50,000 or more people in year 2000. Global Environment Monitoring Unit – Joint Research Centre of the European Commission, Ispra [13]	 Время движения до больших городов (часы и дни), плотность водных транспортных путей
Глобальная карта времени движения в города для оценки неравной доступности в 2015 г.	Weiss D., Nelson A., Gibson H., <i>et al.</i> A global map of travel time to cities to assess inequalities in accessibility in 2015. <i>Nature</i> . 2018;5(53):333–336. [15]	 Карта транспортной доступности с размером пиксела 1 × 1 км. Движение до города по кратчайшему маршруту (часы и дни)

Окончание табл. 1

Название проекта на русском языке	Библиография проекта, публикации, ссылки в сети Интернет	Картографический вид
Территории без дорог в мире	Global-map-of-roadless-areas ¹ Ibisch P.L., Hoffmann M.T., Kreft S., <i>et al.</i> A global map of roadless areas and their conservation status. <i>Science</i> . 2016;354(6318):1423–1427 [14]	Глобальное распределение территорий без дорог, основанное на 1 км буфере вокруг дорог 1) по размеру классов 2) по индексу экологической значимости
Глобальный доступ к дорогам и предотвращение изменений климата	Wenz L., Weddige U., Jakob M., Steckel J.C. Road to glory or highway to hell? Global road access and climate change mitigation. <i>Environmental Research Letters</i> . 2020;15(7):075010 [8]	 <i>Цвета карты показывают процент населения в каждой стране или регионе, которое живет далее 2 км (среднее расстояние) от дорожной сети. Интенсивность цвета отражает количество дорог без покрытия относительно всех существующих дорог</i>

¹ URL: <https://www.researchgate.net/project/Global-map-of-roadless-areas>, дата обращения 19.05.2021. [URL: <https://www.researchgate.net/project/Global-map-of-roadless-areas>. Accessed May 19, 2021.]

представлены некоторые характерные примеры мирового и регионального охвата, опубликованные, в основном, в социальной сети для ученых ResearchGate. В указанных примерах проектов участвовали многонациональные коллективы ученых из разных организаций, для получения результирующего картографического изображения используются большие геоданные. Таким образом, проводится объединение пространственно-разрозненных транспортных моделей и геовизуализация [16].

Особое значение имеет то обстоятельство, что проекты по транспортному моделированию начинают публиковаться с набором результирующих данных в ГИС-форматах, что позволяет использовать их как начало новых исследований без дополнительных преобразований, и описанием инструментов, которые также находятся в открытом доступе. Так, цифровые материалы работ [13–15] используются для создания карт транспортной доступности тестового региона в практической части данного исследования. Отметим, что покрытие территории

России данными о дорогах во всех представленных проектах имеет фрагментарный характер ввиду использования ограниченного и не всегда актуального числа источников – на это обстоятельство указывают авторы проектов.

Веб-сервисы, Open Data и разработки Open Source в транспортных проектах

Современные транспортные проекты представляют собой сервисы и используют как свои собственные картографические основы, так и карты Open Street Map (OSM), Google Maps, Яндекс.Карты и 2GIS. Самым известным и используемым в научных работах краудсорсинговым глобальным проектом в области Open Data является Open Street Map (OSM), который постоянно совершенствуется и в части данных по дорожным сетям. Однако его классификация дорог отличается от принятой системы обозначений классов в России, что означает необходимость установления аналогов. Кроме того, покрытие дорогами в разных регионах страны, особенно удаленных от центра, неоднородно и требует актуализации по дополнительным источникам.

Актуальной темой в последние годы является разработка и совершенствование систем на основе технологии Open Source. Одним из самых универсальных и популярных геоинформационных Open Source-приложений в настоящее время является QGIS, применяемый для настольного и веб-картографирования [17] с набором плагинов, расширяющим его базовую функциональность. Большой, современный и подробный обзор инструментов Open Source для транспортного планирования опубликован в работе [18]. Внимание исследователей, работы которых упоминаются в этом обзоре, нацелено на разработку и совершенствование инструментов общего планирования, не ограничиваясь при этом тематикой транспортного планирования [19]. Количество вариантов использования инструментов Open Source расширяется и представляет альтернативу коммерческим лидерам геоинформационной отрасли, таким, например, как ArcGIS от ESRI [20].

Данные, сервисы геоданных и веб-картографические проекты покрытия сотовой связью территории России

Информация по покрытию территории России сотовой связью доступна в виде данных (геоданных), сервисов, а также в виде справочных материалов веб-проектов. Все перечисленные виды информации могут быть использованы в настольных ГИС-приложениях.

Данные. Примером проекта с открытыми ГИС-слоями являются файлы оценки радиопокрытия мобильной связью территорий субъектов России по федеральным округам. Оценка проведена с использованием возможностей Федеральной информационно-аналитической системы в области радиочастотного спектра и средств массовой информации (ФАИС). Оценка покрытия автомобильных дорог регионального и межмуниципального значения в субъектах РФ осуществлена путем аппроксимации полученных данных о покрытии мобильной связью территории субъектов Российской Федерации¹. Актуальная карта покрытия магистральных автодорог страны по итогам 4-го квартала 2020 г. представлена таблицами Excel². В табличной форме дано описание покрытия магистральных автотрасс услугами крупнейшими операторами сотовой связи (ПАО «ВымпелКом», ПАО «МТС», ПАО «МегаФон» и ООО «Т2 РТК Холдинг») в виде расчетов зон обслуживания базовых станций стандартов GSM-900/1800 и IMT-2000/UMTS. Примером иностранного проекта, аккумулирующего и предоставляющего геоданные по покрытию связью, является глобальная карта качества сети (мобильного, домашнего и офисного Интернета), развиваемая сервисом измерения скорости сети Ookla совместно с Mapbox. Это пример проекта с возможностью скачивания и свободного использования кварталов обновляемых данных в таком распространенном ГИС-формате, как shp-файл. В проекте имеются данные о территории России.

Сервисы. Сервисы, отображающие данные о покрытии мобильной связью на территории России, доступны в открытом каталоге источников геоданных Quick Map Services (QMS)³, примеры просмотра показаны на рис. 1–2. Одним из самых используемых форматов в настоящее время является TMS⁴. В метаданных сервисов покрытий указаны международный код системы координат, источник данных, дата создания и последнего изменения, а также статус сервиса, однако нет информации по лицензии и авторским правам сервиса.

¹ URL: <https://rkn.gov.ru/communication/p632/>, дата обращения 19.05.2021. [URL: <https://rkn.gov.ru/communication/p632/>. Accessed May 19, 2021.]

² URL: <https://rkn.gov.ru/communication/p545/>, дата обращения 19.05.2021. [URL: <https://rkn.gov.ru/communication/p545/>. Accessed May 19, 2021.]

³ URL: <https://qms.nextgis.com/geoservices/3424/>, дата обращения 19.05.2021. [URL: <https://qms.nextgis.com/geoservices/3424/>. Accessed May 19, 2021.]

⁴ URL: <https://gis-lab.info/qa/dynamic-tms.html>, дата обращения 19.05.2021. [URL: <https://gis-lab.info/qa/dynamic-tms.html>. Accessed May 19, 2021.]

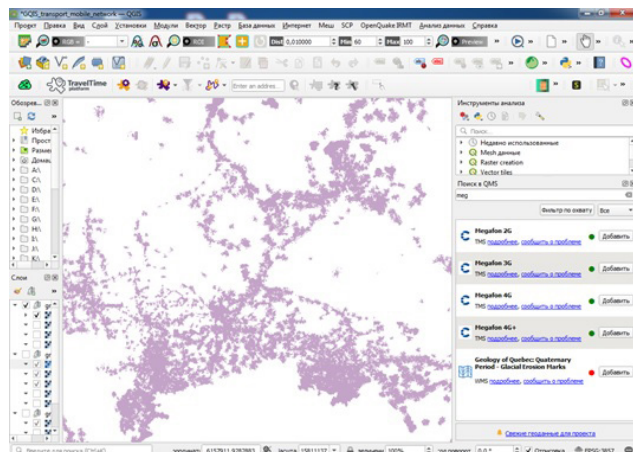


Рис. 1. Пример просмотра данных покрытия мобильной связью сети Мегафон в настольном ГИС-приложении QGIS

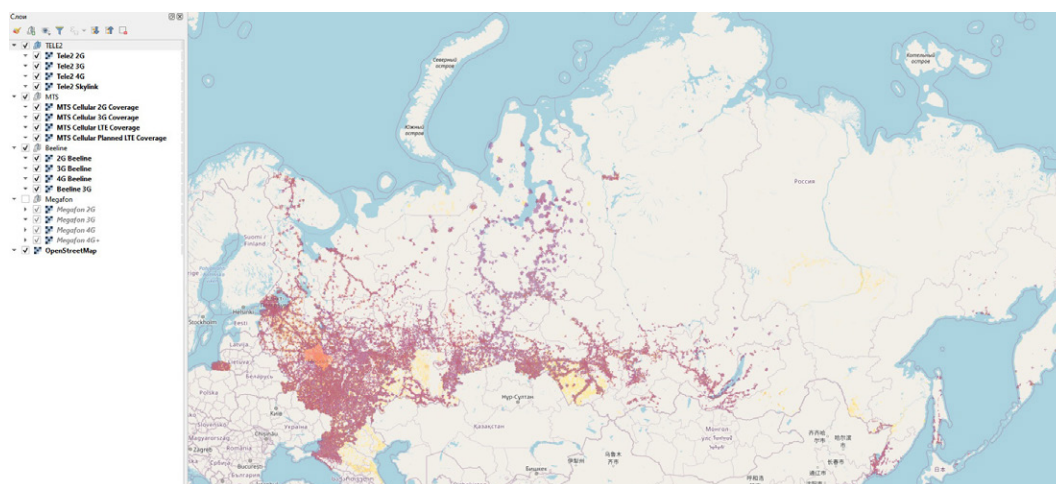


Рис. 2. Сервисы TMS покрытия мобильной связью крупнейших российских операторов в настольном ГИС-приложении QGIS

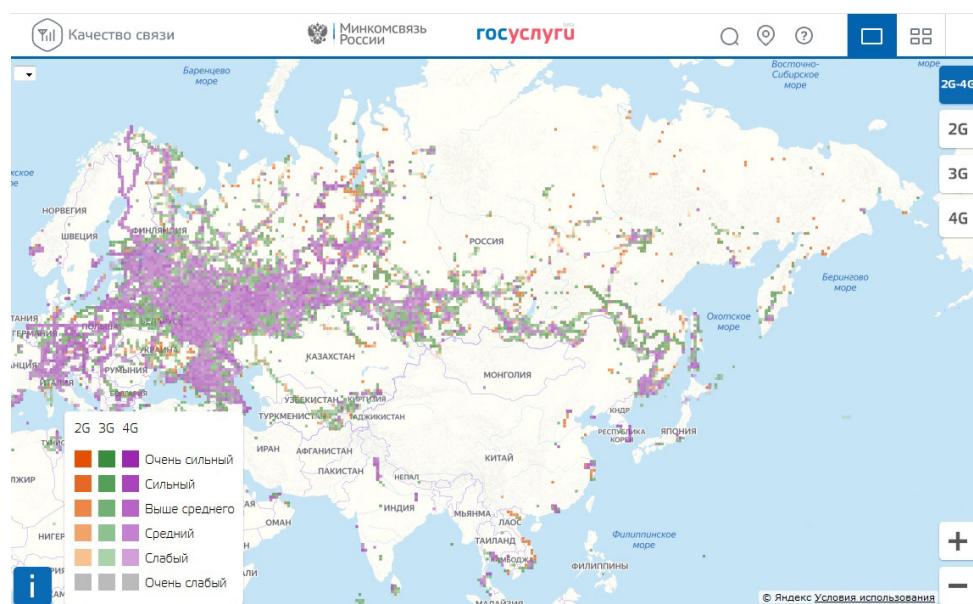


Рис. 3. Интерфейс карты Минкомсвязи

Веб-картографические проекты. Карта Минкомсвязи⁵ представляет собой отображение покрытия территории России сетями сотовых операторов в растеризованной форме и дает информацию о сигнале в сетях 2G, 3G и 4G. Мощность сигнала оценивается от «очень слабого» до «очень сильного», наиболее яркий цвет показывает наилучшее качество связи. Информация об уровне сигнала обновляется при помощи взаимодействия с пользователями путем сбора данных о мощности сигнала в мобильном приложении «Качество связи»⁶, вид карты и условные обозначения приведены на рис. 3.

⁵ URL: https://www.rbc.ru/technology_and_media/09/02/2016/56b9f8869a79473ea808951e, дата обращения 19.05.2021. [URL: https://www.rbc.ru/technology_and_media/09/02/2016/56b9f8869a79473ea808951e. Accessed May 19, 2021.]

⁶ URL: <https://geo.minsvyaz.ru/view.php#/-1/-1/2/51.580179420721805/57.69382250000001/4>, дата обращения 19.05.2021. [URL: <https://geo.minsvyaz.ru/view.php#/-1/-1/2/51.580179420721805/57.69382250000001/4>. Accessed May 19, 2021.]

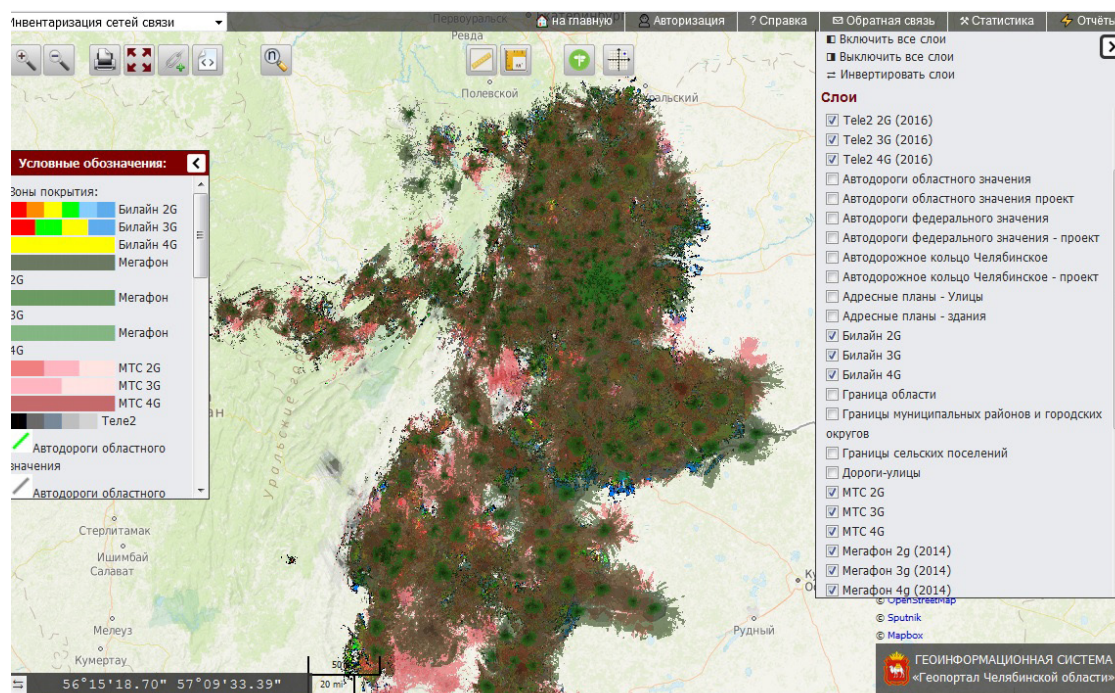


Рис. 4. Интерфейс геоportала Челябинской области. Зоны покрытий оператора связи

Отдельные субъекты административного деления России имеют порталные решения, публикующие данные о связи нескольких операторов. Опыт веб-картографирования телекоммуникационной инфраструктуры есть, например, у Республики Саха (Якутия)⁷, в которой ведется проект по оценке и контролю качества предоставления услуг связи в электронной форме. Геопортал Челябинской области построен по подобию карты Минсвязи, содержит раздел информационных материалов операторов сотовой связи⁸ в блоке слоев «Связь, телевидение и радиовещание». На рис. 4 показаны вид покрытия и легенда с обозначением операторов связи.

Примером субъекта, имеющего сводный набор карт разных операторов связи «Мегафон», «МТС», «Билайн», «Теле2», «Yota», является также Новгородская область.

Приведенные примеры данных, сервисов и веб-проектов показывают современное обеспечение данными о покрытии связью страны и ее отдельных регионов. Карты покрытий связью в виде веб-публикации имеют все крупные операторы связи, работающие на территории России. Все описанные примеры ориентированы на оценку качества сигнала и взаимодействие с пользователями сетей в стране. Вместе с тем, опубликованные данные сопровождаются указанием на то, что информация о покрытии

имеет ориентировочный характер, фактическое покрытие и фактическая скорость приема и передачи данных зависят от набора параметров.

РЕЗУЛЬТАТЫ И ОБСУЖДЕНИЕ

Известно, что транспортная инфраструктура более развита в европейской части России. Азиатская часть страны, в которой расположены большая часть природных ресурсов страны, значительно уступает по уровню транспортной инфраструктуры [21]. Одним из характерных примеров территории с неравномерным развитием автодорожной сети (рис. 5) и фрагментарным покрытием сотовой связью (если рассматривать данные крупнейших операторов связи в России: Мегафон, МТС, Вымпелком/Билайн – рис. 6) в Сибирском федеральном округе является Иркутская область.

Для территории Иркутской области на сайте Роскомнадзора доступны карты покрытия услугами подвижной (сотовой) радиотелефонной связи в стандарте GSM 900-1800, представленные в геоформате KML⁹. Кроме этих данных, отметим два региональных набора от Министерства транспорта Иркутской области в виде реестров маршрутов пассажирских перевозок и соглашений по транспортным средствам.

Для анализа использовались данные Роскомнадзора по трем операторам связи (Вымпелком,

⁷ URL: http://www.neolant.ru/projects/news_detail.php?ID=3167, дата обращения 19.05.2021. [URL: http://www.neolant.ru/projects/news_detail.php?ID=3167. Accessed May 19, 2021.]

⁸ URL: <http://gis.inf74.ru/Map/142>, дата обращения 19.05.2021. [URL: <http://gis.inf74.ru/Map/142>. Accessed May 19, 2021.]

⁹ URL: <https://rkn.gov.ru/communication/p632/>, дата обращения 19.05.2021. [URL: <https://rkn.gov.ru/communication/p632/>. Accessed May 19, 2021.]

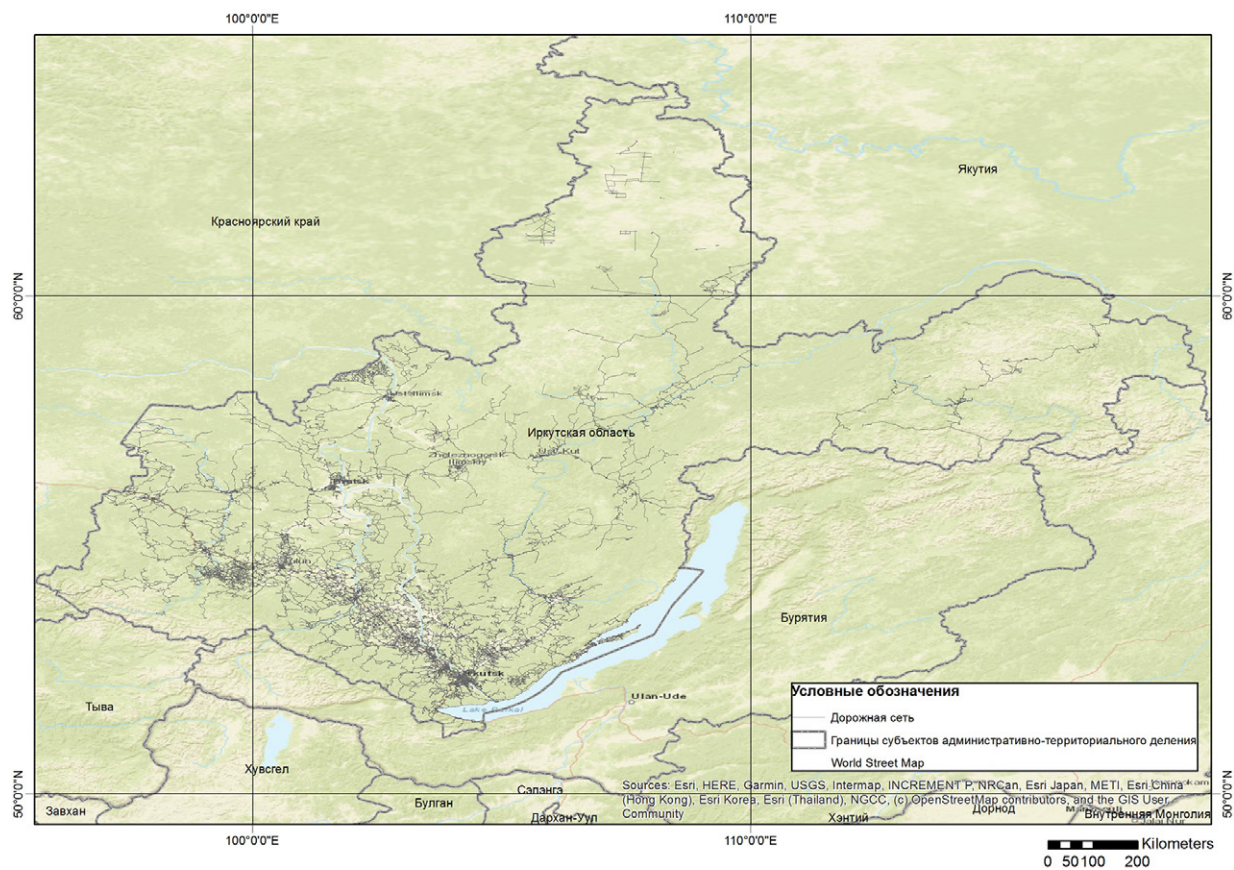


Рис. 5. Населенные пункты и дорожная сеть Иркутской области (по данным OSM)

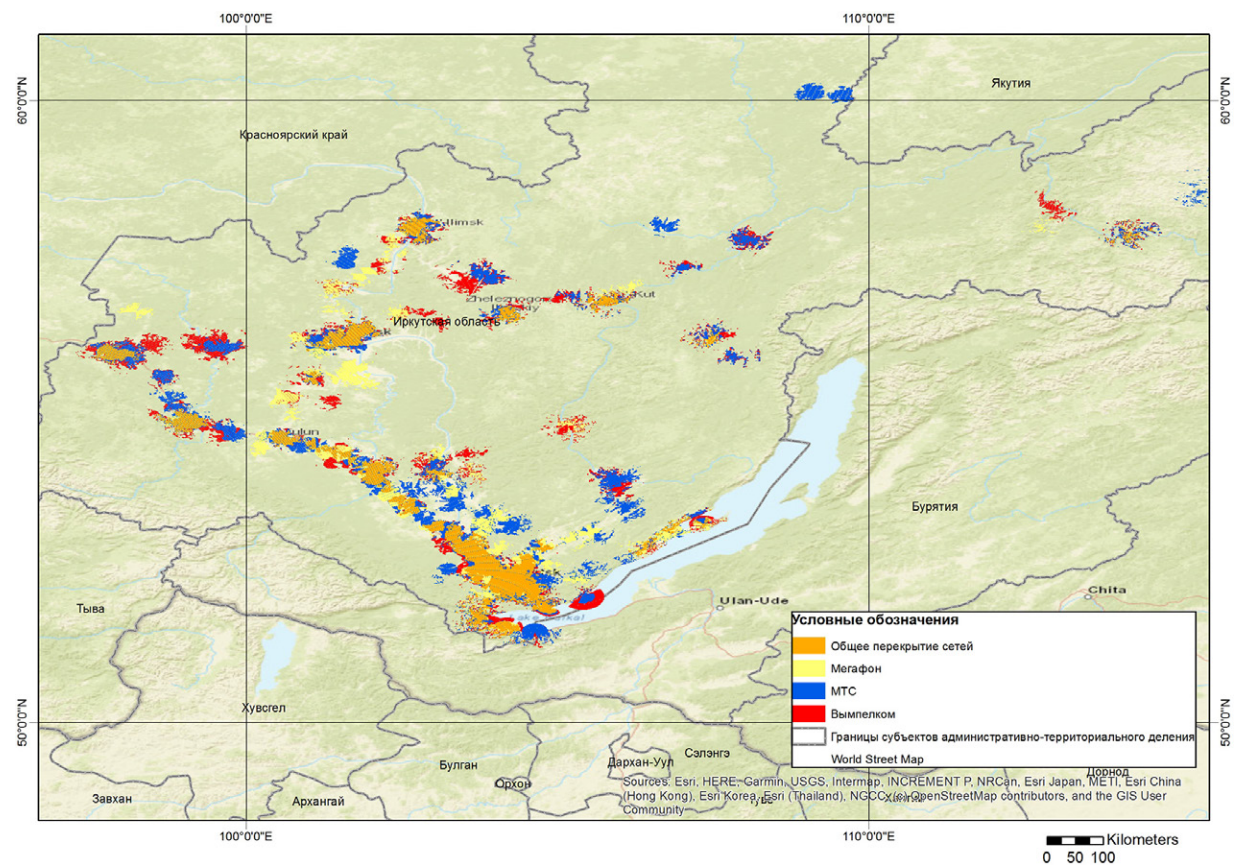


Рис. 6. Геометрия покрытия операторами связи в Иркутской области (данные Роскомнадзора, последние изменения в публикации наборов на сайте 22.10.2013)

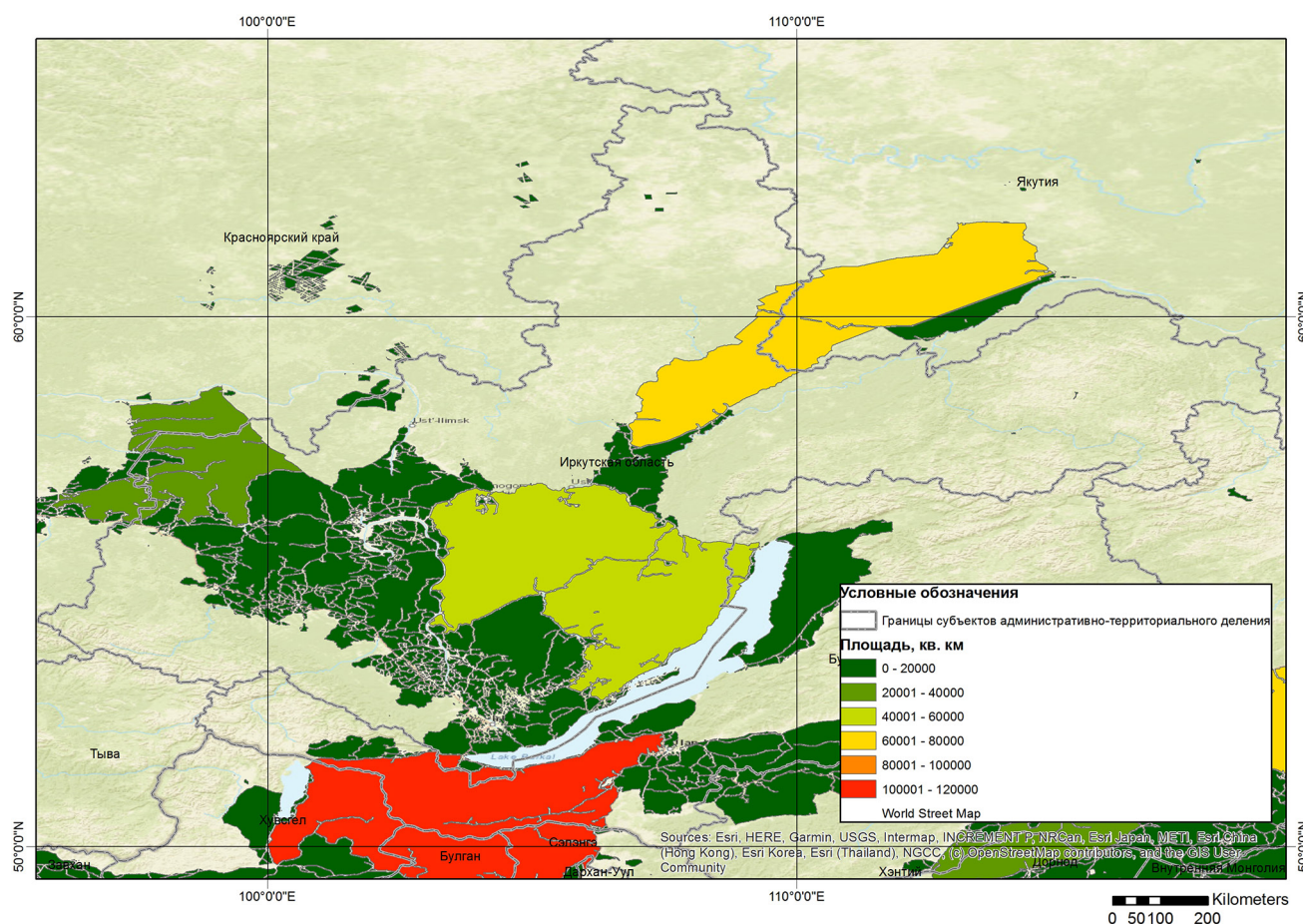


Рис. 7. Растр бездорожья в границах Иркутской области

Мегафон и МТС, геометрия покрытий показана на рис. 6), а также набор данных по автодорогам общего пользования OSM, обработанный компанией NextGIS¹⁰. Как видно на рис. 6, геометрия покрытий трех операторов имеет общие зоны перекрытия в масштабе всей Иркутской области.

Транспортная доступность Иркутской области по данным международных проектов

1. Глобальные территории без дорог (Global roadless areas). Рис. 7 показывает пример растра территорий без дорог [14] в границах Иркутской области. Как видно из этого рисунка, в пределах тестового региона находятся четыре области, наименьшую степень бездорожья по данным этого источника имеет центральная, самая хозяйственно-освоенная часть Иркутской области. Такой способ районирования территории позволяет графически показать различия в развитии дорожной сети.

2. Наземная транспортная доступность до крупных городов (Accessibility to major cities). Растр транспортной доступности был создан в 2000 г. как проект по экономической географии [13], затем обновлен в 2015 г. и описан в работе [15]. Проект представляет собой прогнозную карту, показывающую приблизительное время поездки из каждой точки местности при перемещении наземным или водным способами до ближайшего города. Рис. 8 показывает пример совмещения указанного раstra в границах Иркутской области с расположением населенных пунктов набора данных OSM.

Необходимо иметь в виду, что такой растр имеет достаточно генерализованный характер (особенно применительно к специфике населенности Иркутской области, в которой значительное число населенных пунктов имеет небольшое число жителей), поскольку был создан для учета транспортной доступности от крупных населенных пунктов – городов и поселков с числом жителей 50 000 и более человек. В пределах территории Иркутской области, согласно данным OSM на май 2021 г., таких населенных пунктов всего шесть, четыре из которых расположены вблизи административного центра области – Иркутска.

¹⁰ URL: <https://data.nextgis.com/ru/region/RU-IRK/>, дата обращения 19.05.2021. [URL: <https://data.nextgis.com/ru/region/RU-IRK/>. Accessed May 19, 2021.]

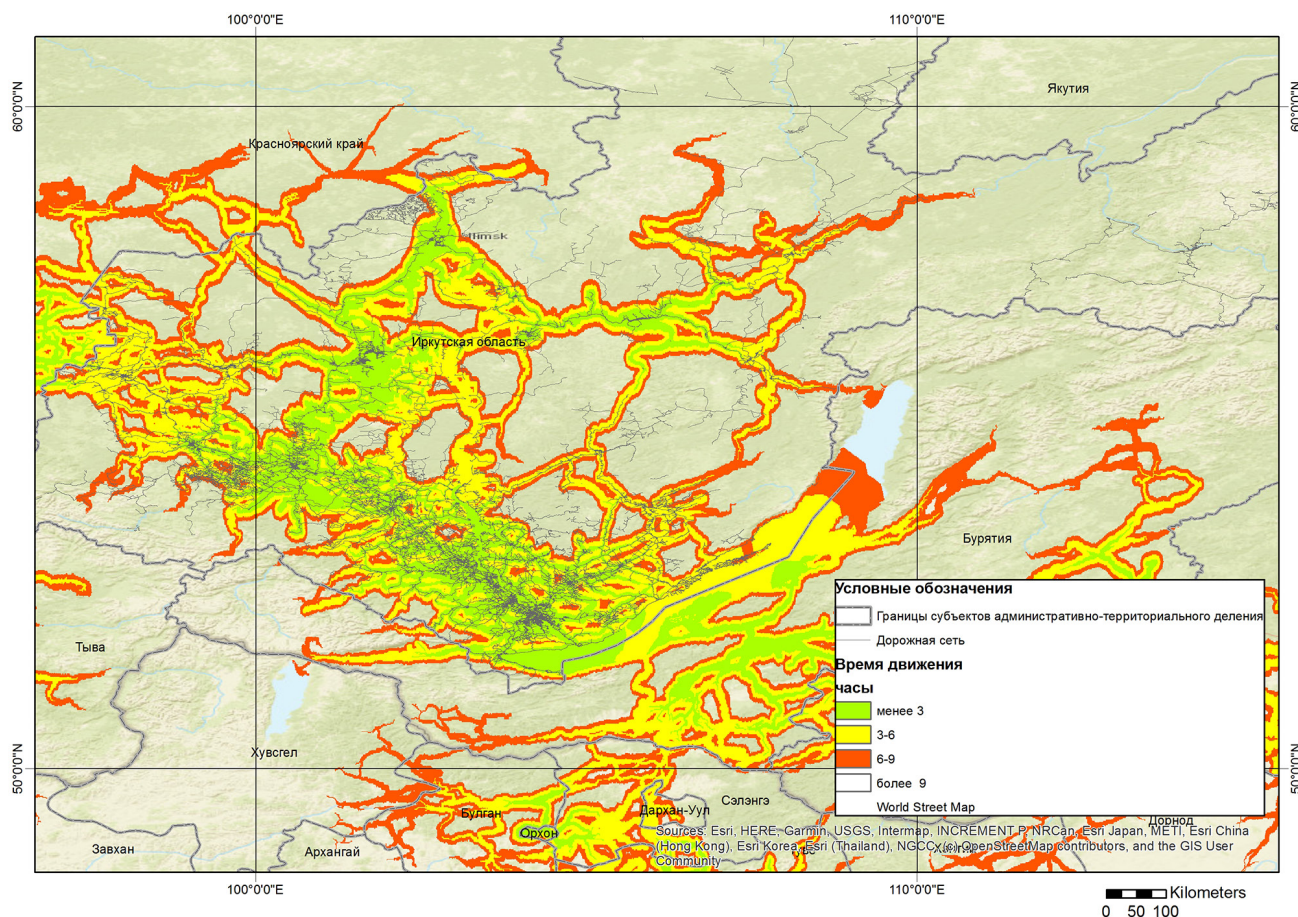


Рис. 8. Растр наземной транспортной доступности в границах Иркутской области

Связи автодорожной сети и покрытия сотовой связью в регионах России (на примере открытых данных по Иркутской области)

Для анализа связей был создан буферный слой доступности вокруг автодорог общего пользования всех типов, состоящий из 4 зон: 2.5, 5, 7.5 и 10 км. На практике пешеходной доступностью обладают зоны в 2.5 и 5 км от дорог всех типов, 10-километровая зона вокруг дорог Иркутской области в ее самой заселенной и хозяйственно-освоенной части образует почти сплошное покрытие. Ввиду того, что размеры ячеек (или сот) у трех операторов связи имеют

одинаковые геометрические размеры, можно количественно сопоставить имеющиеся наборы данных и также количественно оценить наличие связи вдоль дорог в разных буферных зонах (табл. 2).

Как видно из табл. 2, Вымпелком имеет самое небольшое покрытие связью во всех вариантах буферных зон, несмотря на преобладание в количестве сот. Мегафон, напротив, при наименьшем количественном покрытии обеспечивает буферные зоны дорог на 72–94%. Зоны в 7.5 и 10 км показали сходные результаты (различия в 3–5%). У Мегафона и МТС одинаковые значения разниц между процентами покрытия в 2.5 и 10 км зонах (22%). Покрытие связью меняется от 63% (Вымпелком для зоны в 2.5

Таблица 2. Величина покрытия связи при разных значениях буферных зон дорожной сети

Название компании-оператора связи	Количество полигонов в слое покрытия связью				Общее количество полигонов в слое покрытия связью по территории Иркутской области
	Величина буфера дорог, км				
	2.5	5	7.5	10	
Мегафон	23254 (72%)	27165 (84%)	29305 (91%)	30540 (94%)	32300 (100%)
МТС	29750 (70%)	35138 (82%)	38015 (89%)	39538 (92%)	42564 (100%)
Вымпелком	28068 (63%)	34251 (77%)	37936 (85%)	40164 (90%)	44428 (100%)

км) до 94% (Мегафон в зоне 10 км) от общего количества сот в сети оператора в пределах Иркутской области. Таковы результаты анализа с помощью построения буферов, на который могли повлиять значительные различия в актуальности используемых данных (дороги – май 2021 г.; связь – октябрь 2013 г.). Исследование может быть продолжено с использованием актуальных коммерческих и открытых данных.

Очевидно, что геометрия пространственного расположения зон покрытия связью разных операторов зависит также и от других природных и антропогенных процессов и явлений, в частности, на зоны охвата связью влияет рельеф местности (имеющий значительные перепады в пределах территории Иркутской области); зоны действия сотовой связи соответствуют наиболее населенным районам. В построении буферов все дороги имели одинаковое значение, что можно изменить путем использования таких атрибутов дороги как количество полос, ее ширина, покрытие, максимально разрешенная скорость движения по ней, что в совокупности определяет класс дороги.

Данные о покрытии сотовой связью в настоящее время разнородны, представлены, как правило, в виде полигонов, могут быть как открытыми данными в ГИС-форматах, так и слоями в веб-системе без возможности выгрузки. Такой вид пространственной информации, размещенный, например, на официальных сайтах администраций субъектов административно-территориального деления России, может быть востребован разными пользователями и проектами, а ГИС-форматы будут способствовать наполнению разнообразных тематических проектов пространственной информацией о покрытии мобильной связью в нашей стране. Русскоязычные источники для территории России, как показал наш анализ, содержат

геометрию покрытия связью без какой-либо значимой атрибутивной информации.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В силу ряда причин регионы России по-разному обеспечены дорожной сетью и сотовой связью; предоставление данных и выявление закономерностей на их основе будут оставаться востребованными широким кругом пользователей. В статье рассмотрена одна из возможных взаимосвязей инфраструктуры автодорог общего пользования всех типов и покрытием сотовой связью, которое обеспечивается для территории России несколькими крупнейшими компаниями, на примере открытых данных. Пространственный анализ дорожной сети и покрытия сотовой связью позволяет охарактеризовать компанию-оператора, определить, насколько полно покрытие региона, показать изменения в охвате покрытия связи при движении по дорогам в разных частях региона.

Такой взаимоувязанный анализ необходим как важная часть экономических, экологических и других тематических проектов. В представленной теме исследования тесно связаны технологические задачи (например, новое поколение связи 5G), законодательные вопросы использования наборов открытых геоданных и сервисов на их основе в России и мире, а также технические вопросы использования геоданных и сервисов в настольных ГИС-приложениях и веб-публикациях.

Направление открытых данных для регионов России и страны в целом является очень динамичным. К глобальным проектам, например, OSM, присоединяются отдельные проекты по регионам. Рассмотренный пример Иркутской области показывает актуальность открытых данных и сервисов связи, предоставляемой компаниями-операторами.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Федоров В.А. Использование данных операторов мобильной связи для оптимизации маршрутной сети общественного транспорта мегаполисов. В сб.: «Технические науки в России и за рубежом»: материалы IV Междунар. науч. конф. Москва, январь 2015 г. М.: Буки-Веди; 2015. С. 75–81. URL: <https://moluch.ru/conf/tech/archive/124/7016/>
2. Liu S., Zhu X. Accessibility Analyst: an integrated GIS tool for accessibility analysis in urban transportation planning. *Environment and Planning B: Planning and Design*. 2004;31(1):105–124. <https://doi.org/10.1068/b305>
3. Chen Zh., Li Y., Wang P. Transportation accessibility and regional growth in the Greater Bay Area of China. *Transportation Research Part D: Transport and Environment*. 2020;86:102453. <https://doi.org/10.1016/j.trd.2020.102453>

REFERENCES

1. Fedorov V.A. Using these mobile operators to optimize the route network of public transport in megacities. In: *Tekhnicheskie nauki v Rossii i za rubezhom: Materialy IV Mezhdunar. nauch. konf. (Technical Sciences in Russia and Abroad: Proceedings of the IV International scientific conf.)*. Moscow: Buki-Vedi; 2015, p. 75–81. (in Russ.). Available from URL: <https://moluch.ru/conf/tech/archive/124/7016/>
2. Liu S., Zhu X. Accessibility Analyst: an integrated GIS tool for accessibility analysis in urban transportation planning. *Environment and Planning B: Planning and Design*. 2004;31(1):105–124. <https://doi.org/10.1068/b305>
3. Chen Zh., Li Y., Wang P. Transportation accessibility and regional growth in the Greater Bay Area of China. *Transportation Research Part D: Transport and Environment*. 2020;86:102453. <https://doi.org/10.1016/j.trd.2020.102453>

4. Логинов П.В., Зацепин А.Н., Павлов В.А. Особенности разработки региональных транспортных моделей. В сб.: «Транспортное планирование и моделирование»: сб. трудов Международной научно-практической конференции. СПб.: Санкт-Петербургский гос. архитектурно-строительный ун-т; 2016. С. 57–61.
5. Bezrukova T.L., Tereshkina T.R., Nesterov S.Y., Kuksova I.V., Pecherskaya O.A. Management of transport and logistic infrastructure of the territory: methodological tools and their improvement. *IOP Conference Series: Materials Science and Engineering*. 2020;817:012004. <https://doi.org/10.1088/1757-899X/817/1/012004>
6. Семенов В.В., Ермаков А.В. Исторический анализ моделирования транспортных процессов и транспортной инфраструктуры. *Препринты ИПМ им. М.В. Келдыша*. 2015;003. 36 с. URL: https://keldysh.ru/papers/2015/prep2015_03.pdf
7. Хадииуллина Г.Н., Семягин И.Н., Абдрахманова Д.Р. Разработка комплексного показателя транспортной доступности российских регионов на основе комплексного подхода (на примере Приволжского федерального округа). *Социально-экономические явления и процессы*. 2018;13(104):185–191. <https://doi.org/10.20310/1819-8813-2018-13-104-185-191>
8. Wenz L., Weddige U., Jakob M., Steckel J.C. Road to glory or highway to hell? Global road access and climate change mitigation. *Environmental Research Letters*. 2020;15(7):075010. <https://doi.org/10.1088/1748-9326/ab858d>
9. Бугроменко В.Н. *Транспорт в территориальных системах*. М.: Наука; 1987. 112 с.
10. Лавриненко П.А., Ромашина А.А., Степанов П.С., Чистяков В.А. Транспортная доступность как индикатор развития региона. *Проблемы прогнозирования*. 2019;6(177):136–146.
11. Дубовик В.О. Методы оценки транспортной доступности территории. *Региональные исследования*. 2013;4(42):11–18. URL: [http://media.geogr.msu.ru/RI/RI_2013_04\(42\).pdf](http://media.geogr.msu.ru/RI/RI_2013_04(42).pdf)
12. Колесников Н.Г. Методика оценки транспортной связности территории на примере сети всепогодных автодорог Республики Саха (Якутия). *Экономика Востока России*. 2017;1(7):102–106.
13. Nelson A. Estimated travel time to the nearest city of 50,000 or more people in year 2000. *Global Environment Monitoring Unit – Joint Research Centre of the European Commission*. Ispra Italy. 2008. URL: <http://forobs.jrc.ec.europa.eu/products/gam/>
14. Ibsch P.L., Hoffmann M.T., Kreft S., Pe'er G., Kati V., Biber-Freudenberger L., Della Sala D.A., Vale M.M., Hobson P.R., Selva N. A global map of roadless areas and their conservation status. *Science*. 2016;354(6318):1423–1427. <https://doi.org/10.1126/science.aaf7166>
15. Weiss D., Nelson A., Gibson H., et al. A global map of travel time to cities to assess inequalities in accessibility in 2015. *Nature*. 2018;553(7688):333–336. <https://doi.org/10.1038/nature25181>
16. Loidl M., Wallentin G., Cyganski R., Graser A., Scholz J., Haslauer E. GIS and Transport Modeling – Strengthening the Spatial Perspective. *ISPRS International Journal of Geo-Information*. 2016;5(6):84. <https://doi.org/10.3390/ijgi5060084>
4. Loginov P.V., Zatsepin A.N., Pavlov V.A. Features of development of regional transport models. In: *Transportnoe planirovanie i modelirovanie: sbornik trudov Mezhdunarodnoj nauchno-prakticheskoy konferencii (Transport Planning and Modeling: collection of works of the international scientific and practical conference)*. Saint Petersburg: Sankt-Peterburgskii gosudarstvennyi arkhitekturno-stroitel'nyi universitet; 2016, p. 57–61. (in Russ.).
5. Bezrukova T.L., Tereshkina T.R., Nesterov S.Y., Kuksova I.V., Pecherskaya O.A. Management of transport and logistic infrastructure of the territory: methodological tools and their improvement. *IOP Conference Series: Materials Science and Engineering*. 2020; 817:012004. <https://doi.org/10.1088/1757-899X/817/1/012004>
6. Semenov V.V., Ermakov A.V. Historical analysis of modeling of transport processes and transport infrastructure. *Preprinty IPM im. M.V. Keldysa = Keldysh Institute preprints*. 2015:003. 36 p. (in Russ.). Available from URL: https://keldysh.ru/papers/2015/prep2015_03.pdf
7. Khadiullina G.N., Semyagin I.N., Abdrakhmanova D.R. Development of the complex indicator of transport availability of Russian regions on the basis of the integrated approach (on the example of the Volga Federal District). *Sotsial'no-ekonomicheskie yavleniya i protsessy = Social-Economic Phenomena and Processes*. 2018;13(104):185–191 (in Russ.). <https://doi.org/10.20310/1819-8813-2018-13-104-185-191>
8. Wenz L., Weddige U., Jakob M., Steckel J.C. Road to glory or highway to hell? Global road access and climate change mitigation. *Environmental Research Letters*. 2020;15(7):075010. <https://doi.org/10.1088/1748-9326/ab858d>
9. Bugromenko V.N. *Transport v territorial'nykh sistemakh (Transportation in territorial systems)*. Moscow: Nauka; 1987. 112 p. (in Russ.).
10. Lavrinenko P.A., Romashina A.A., Stepanov P.S., Chistyakov V.A. Transport accessibility as an indicator of regional development. *Studies on Russian Economic Development*. 2019;30(6):694–701. <https://doi.org/10.1134/S1075700719060091> [Lavrinenko P.A., Romashina A.A., Stepanov P.S., Chistyakov V.A. Transport accessibility as an indicator of regional development. *Problemy prognozirovaniya = Studies on Russian Economic Development*. 2019;6(177):136–146 (in Russ.).]
11. Dubovik V.O. Methods of territory transport accessibility estimation. *Regional'nye issledovaniya*. 2013;4(42):11–18 (in Russ.). Available from URL: [http://media.geogr.msu.ru/RI/RI_2013_04\(42\).pdf](http://media.geogr.msu.ru/RI/RI_2013_04(42).pdf)
12. Kolesnikov N.G. Method of territorial transport connectivity assessment of all-season road network of the Republic of Sakha (Yakutia). *Ekonomika Vostoka Rossii = Economics of Russian East*. 2017;1(7):102–106 (in Russ.).
13. Nelson A. Estimated travel time to the nearest city of 50,000 or more people in year 2000. *Global Environment Monitoring Unit – Joint Research Centre of the European Commission*. Ispra Italy. 2008. Available from URL: <http://forobs.jrc.ec.europa.eu/products/gam/>

17. Подольская Е. *Основы работы в геоинформационном приложении Open Source QGIS: геоданные, координаты, базовая функциональность, контроль качества данных, оформление и публикация проекта: практическое пособие*. LAP LAMBERT Academic Publishing; 2020. 52 с.
18. Lovelace R. Open source tools for geographic analysis in transport planning. *Journal of Geographical Systems*. 2021. <https://doi.org/10.1007/s10109-020-00342-2>
19. Horni A., Nagel K., Axhausen K.W. (Eds.). *The Multi-Agent Transport Simulation MATSim*. London: Ubiquity Press; 2016. <https://doi.org/10.5334/baw>
20. Котиков Ю.Г. Аспекты использования технологий ARCGIS в транспортной модели Санкт-Петербурга. *Современные проблемы науки и образования*. 2012;3:127. URL: <http://science-education.ru/ru/article/view?id=6271>
21. Дабиев Д.Ф., Дабиева У.М. Оценка транспортной инфраструктуры макрорегионов России. *Международный журнал прикладных и фундаментальных исследований*. 2015;(11–2):283–284.
14. Ibisch P.L., Hoffmann M.T., Kreft S., Pe'er G., Kati V., Biber-Freudenberger L., Della Sala D.A., Vale M.M., Hobson P.R., Selva N. A global map of roadless areas and their conservation status. *Science*. 2016;354(6318):1423–1427. <https://doi.org/10.1126/science.aaf7166>
15. Weiss D., Nelson A., Gibson H., et al. A global map of travel time to cities to assess inequalities in accessibility in 2015. *Nature*. 2018;553(7688):333–336. <https://doi.org/10.1038/nature25181>
16. Loidl M., Wallentin G., Cyganski R., Graser A., Scholz J., Haslauer E. GIS and Transport Modeling – Strengthening the Spatial Perspective. *ISPRS International Journal of Geo-Information*. 2016;5(6):84. <https://doi.org/10.3390/ijgi5060084>
17. Podol'skaya E. *Osnovy raboty v geoinformatsionnom prilozhenii Open Source QGIS: geodannye, koordinaty, bazovaya funktsional'nost', kontrol' kachestva dannykh, oformlenie i publikatsiya projekta: prakticheskoe posobie (Basics of work in the Open Source QGIS geoinformation application: geodata, coordinates, basic functionality, data quality control, design and publication of the project)*. LAP LAMBERT Academic Publishing; 2020. 52 p. (in Russ.).
18. Lovelace R. Open source tools for geographic analysis in transport planning. *Journal of Geographical Systems*. 2021. <https://doi.org/10.1007/s10109-020-00342-2>
19. Horni A., Nagel K., Axhausen K.W. (Eds.). *The Multi-Agent Transport Simulation MATSim*. London: Ubiquity Press; 2016. <https://doi.org/10.5334/baw>
20. Kotikov Yu.G. Aspects of usage of ARCGIS engineering in the St. Petersburg transportation model. *Sovremennye problemy nauki i obrazovaniya = Modern Problems of Science and Education. Surgery*. 2012;3:127 (in Russ.). Available from URL: <http://science-education.ru/ru/article/view?id=6271>
21. Dabiev D.F., Dabieva U.M. Assessment of the infrastructure of transport of Russia. *Mezhdunarodnyi zhurnal prikladnykh i fundamental'nykh issledovaniy = International Journal of Applied and Fundamental Research*. 2015;(11–2):283–284 (in Russ.). Available from URL: <https://applied-research.ru/ru/article/view?id=7726>

Об авторе

Подольская Екатерина Сергеевна, к.т.н., доцент, кафедра геоинформационных систем Института радиотехнических и телекоммуникационных систем ФГБОУ ВО «МИРЭА – Российский технологический университет» (119454, Россия, Москва, пр-т Вернадского, д. 78). E-mail: podolskaya@mirea.ru. ResearcherID: AAB-5255-2021. <http://orcid.org/0000-0002-0955-5489>

About the author

Ekaterina S. Podolskaia, Cand. Sci. (Eng.), Assistant Professor, Department of Geoinformation Systems, Institute of Radio Engineering and Telecommunication Systems, MIREA – Russian Technological University (78, Vernadskogo pr., Moscow, 119454 Russia). E-mail: podolskaya@mirea.ru. ResearcherID: AAB-5255-2021. <http://orcid.org/0000-0002-0955-5489>

Современные радиотехнические и телекоммуникационные системы

Modern radio engineering and telecommunication systems

УДК 621.396.69

<https://doi.org/10.32362/2500-316X-2021-9-4-98-112>

НАУЧНАЯ СТАТЬЯ

Алгоритм Кохонена в задачах классификации конструктивных дефектов печатных узлов

С.У. Увайсов^{*, 1, 2},
В.В. Черновёрская¹,
Дао Ань Куан¹,
Нгуен Ван Туан¹

¹ МИРЭА – Российский технологический университет, Москва, 119454 Россия

² МГТУ им. Н.Э. Баумана, Москва, 105005 Россия

* Автор для переписки, e-mail: uvaysov@yandex.ru

Резюме. Представлен оригинальный метод диагностирования технического состояния печатных узлов (ПУ) радиоэлектронных средств (РЭС), основанный на математическом моделировании тепловых процессов и сети Кохонена как инструменте классификации конструктивных дефектов ПУ. Показана структура метода и определен состав функциональных блоков. Реализация метода представляет собой сочетание математического моделирования состояний РЭС с физическими испытаниями и исследованием характеристик. Предлагаемый метод базируется на специализированных программных комплексах конструкторского и схемотехнического проектирования *Altium Designer*, *SolidWorks*, *NI Multisim*, *FloTHERM PCB*, а также пакетах математического моделирования. При помощи этих инструментов был проведен ряд исследований, в том числе получены наборы численных значений мощностей элементов схемы и температурных показателей печатного узла как для исправного состояния устройства, так и в состояниях с искусственно внесенными дефектами. На основе этих данных была сформирована база неисправностей электронного узла. Для реализации диагностических процедур и идентификации технического состояния создана искусственная нейронная сеть на основе самоорганизующихся карт Кохонена, определена ее структура, параметры и алгоритмы функционирования. Процедура диагностики базируется на анализе информации из базы неисправностей и ее сравнении с экспериментальными данными, полученными в результате физического эксперимента. Результаты исследования показали, что сеть автоматически классифицирует характерные дефекты электронных узлов с помощью заложенных в ней алгоритмов. Перечень характерных дефектов в предложенном методе диагностирования ограничен дискретным набором наиболее часто встречающихся неисправностей, поскольку при увеличении их числа применение самоорганизующейся сети Кохонена для классификации значительно усложняется и становится неэффективным по показателям производительности и достоверности идентификации. Из достоинств данной технологии следует отметить, что сеть Кохонена имеет возможность преобразовывать входные данные большой размерности в двумерный массив, поэтому результаты легко визуализировать и удобно использовать при формировании отчетов и рекомендаций для последующего принятия решения о возможности эксплуатации электронного устройства.

Ключевые слова: радиоэлектронное средство, техническая диагностика, моделирование, система автоматизированного проектирования, тепловое диагностирование, термограмма, самоорганизующаяся сеть, карта Кохонена, кластеризация, классификация, ЭРЭ

• Поступила: 09.05.2021 • Доработана: 17.05.2021 • Принята к опубликованию: 25.05.2021

Для цитирования: Увайсов С.У., Черноверская В.В., Дао Ань Куан, Нгуен Ван Туан. Алгоритм Кохонена в задачах классификации конструктивных дефектов печатных узлов. *Российский технологический журнал*. 2021;9(4):98–112. <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2021-9-4-98-112>

Прозрачность финансовой деятельности: Никто из авторов не имеет финансовой заинтересованности в представленных материалах или методах.

Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

RESEARCH ARTICLE

Kohonen's algorithm in problems of classification of defects in printed circuit assemblies

Saygid U. Uvaysov^{*, 1, 2},
Viktoriya V. Chernoverskaya¹,
Dao An Kuan¹,
Nguyen Van Tuan¹

¹ MIREA – Russian Technological University, Moscow, 119454 Russia

² Bauman Moscow State Technical University, Moscow, 105005 Russia

* Corresponding author, e-mail: uvaysov@yandex.ru

Abstract. The article presents a new method for diagnosing the technical condition of radio-electronic components, combining the methods of thermal diagnostics with the technologies of artificial neural networks. The structure of the method is shown, and the composition of the functional blocks is determined. The implementation of the method is a symbiosis of technologies for mathematical and simulation modeling of the technical state of a radio-electronic device with its physical tests and research of characteristics. When developing the method, specialized software tools for design and circuit design were actively used, such as Altium Designer CAD, SolidWorks, NI Multisim, the FloTHERM PCB thermal analysis module, as well as the MATLAB mathematical modeling and calculation package. With the help of these tools, a number of studies were carried out, including sets of numerical values of the power of circuit elements and temperature indicators of the printing unit, both for the correct state of the device and in states with artificially introduced defects. They, in turn, became the basis of the database of electronic node failures. To implement diagnostic procedures and identify the technical condition, an artificial neural network based on self-organizing Kohonen maps was created, its structure, parameters and algorithms of functioning were determined. The diagnostic procedure is based on the analysis of information from the fault database and its comparison with experimental data obtained as a result of a physical experiment. The results of the study showed that the network automatically classifies the characteristic defects of electronic components using the algorithms embedded in it. The list of characteristic defects in the proposed diagnostic method is limited to a discrete set of the most common faults, because, as their number increases, the use of the self-organizing Kohonen network for automatic classification becomes much more complicated and ineffective in terms of performance and reliability of identification. Among the advantages of this technology, it should be noted that the Kohonen network has the ability to convert large-dimensional input data into a two-dimensional array. So, the results are easy to visualize and convenient to use when generating reports and recommendations for subsequent decision-making about the possibility of using an electronic device.

Keywords: radio-electronic equipment, electronic means, technical diagnostics, modeling, computer-aided design system, thermal diagnostics, thermogram, self-organizing network, Kohonen map, clustering, classification, electric radio element

• Submitted: 09.05.2021 • Revised: 17.05.2021 • Accepted: 25.05.2021

For citation: Uvaysov S.U., Chernoverskaya V.V., Dao An Kuan, Nguyen Van Tuan. Kohonen's algorithm in problems of classification of defects in printed circuit assemblies. *Rossiiskii tekhnologicheskii zhurnal = Russian Technological Journal*. 2021;9(4):98–112 (in Russ.). <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2021-9-4-98-112>

Financial disclosure: Authors have no a financial or property interest in any material or method mentioned.

The authors declare no conflicts of interest.

ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время сложно представить себе жизнь человека и развитие общества без глобального Интернета, инфокоммуникационных технологий и электронных устройств, которые предоставляют нам новые сервисы, обеспечивают комплексную автоматизацию производственных процессов, помогают в принятии решений. В связи с этим, на первый план выходят задачи обеспечения надежного и бесперебойного функционирования этой инфраструктуры, в т.ч. радиоэлектронных средств (РЭС), посредством которых реализуется заложенный в ней функционал.

Следует отметить, что современные РЭС сами являются сложными техническими системами, надежность характеристики которых формируются на всех этапах жизненного цикла, начиная с анализа технического задания, проходя сквозь стадии конструкторского проектирования, технологической подготовки, производства РЭС и его эксплуатации, вплоть до утилизации устройства. Вопросы обеспечения надежности тесно связаны с возможностью контроля и диагностики технического состояния РЭС на протяжении всего жизненного цикла, поэтому методы диагностирования эволюционируют вместе с развитием электроники. В современных методах, наряду с физическими испытаниями, активно применяются математическое и имитационное моделирование, вычислительные эксперименты, которые позволяют не только выявлять и идентифицировать дефекты в испытываемых узлах РЭС, но и прогнозировать их возникновение заранее, на этапах конструкторской разработки [1, 2]. Таким образом, появляется возможность снизить риски и устранить причины формирования скрытых дефектов РЭС с длительным латентным периодом. Еще одно направление развития теории и методов технической диагностики РЭС связано с сочетанием традиционных апробированных подходов с технологиями искусственных нейронных сетей, что дает ощутимый эффект с точки зрения повышения производительности методов, увеличения скорости обработки информации при выявлении неисправностей в узлах РЭС и достоверности их идентификации [3].

В настоящее время для диагностирования технического состояния узлов и модулей РЭС наряду с методами вибродиагностики применяются методы теплового диагностирования, основным анализируемым признаком которых являются показатели температуры в элементах и узлах РЭС, а также динамика их изменения [4, 5]. Изменение характера теплового излучения свидетельствует об изменении режима работы устройства. Как правило, увеличение интенсивности теплового излучения в элементах РЭС приводит к их локальным перегревам, которые могут свидетельствовать о наличии скрытого дефекта или структурной неоднородности. Своевременное обнаружение таких факторов позволит принять меры по предупреждению неисправностей и отказов РЭС [6, 7].

В данной статье представлен новый метод диагностирования дефектов печатных узлов РЭС, основанный на сочетании тепловой диагностики с применением самоорганизующейся сети Кохонена.

РАЗРАБОТКА МЕТОДА КЛАССИФИКАЦИИ ДЕФЕКТОВ ПЕЧАТНЫХ УЗЛОВ С ПРИМЕНЕНИЕМ АЛГОРИТМА КОХОНЕНА

Структурная схема метода диагностирования и классификации дефектов печатных узлов с применением алгоритма Кохонена показана на рис. 1. Исходные данные формируются из схемы электрической принципиальной (блок 1) и перечня элементов функционального узла РЭС, а с помощью специализированного программного обеспечения для электротехнического моделирования *NI Multisim* (блок 4) создается схемотехническая модель (блок 2), имитирующая работу схемы. Последующий инженерный анализ и расчеты (блок 3) позволяют получить значения мощностей тепловыделений электрорадиоэлементов (ЭРЭ) (блок 5). Эта информация вместе с перечнем характерных дефектов (блок 6) и тепловой моделью функционального узла РЭС (блок 8), созданной при помощи модуля *FloTHERM PCB* (блок 7б) на основе ранее подготовленной в САПР *Altium Designer* (блок 7а) конструкции печатного узла РЭС (блок 7) используется для исследования тепловых процессов, получения показателей



Рис. 1. Структурная схема классификации дефектов печатных узлов с применением сети Кохонена

нагрева ЭРЭ и карт распределения температур по поверхности печатного узла (блок 9). Результатом моделирования тепловых процессов является набор значений температур ЭРЭ, индивидуальный для каждого исследуемого состояния печатного узла. Полученные модельные данные передаются в блок предварительной обработки (блок 10), где из них формируется массив дискретных значений. Совокупность таких массивов служит основой для создания базы данных (БД) неисправностей РЭС (блок 11), структура и объем которой определяются конструктивной и функциональной сложностью исследуемого узла.

Разработанная БД неисправностей является исходной информацией для построения и обучения сети Кохонена (блок 12). В разработанном методе сеть Кохонена является ключевым инструментом диагностической процедуры, позволяющим точно классифицировать и идентифицировать дефекты, возникающие в печатном узле РЭС (блок 11).

В ходе физического эксперимента для получения значений температур в элементах печатного узла применяется тепловизионный прибор (блок 14), основная функция которого – определять и визуализировать тепловые поля исследуемого объекта. При проведении испытания с печатного узла РЭС (блок 13) при помощи тепловизора снимаются температурные показатели (блок 15). Для уменьшения экспериментальной погрешности и исключения грубых ошибок проводятся многократные равнозначные измерения. По результатам предварительной обработки экспериментальных данных для каждого исследуемого состояния РЭС формируется свой экземпляр

записи, представляющий собой массив дискретных значений температур ЭРЭ. После этого полученные данные передаются в блок прогнозирующей модели (блок 16), построенной на основе сети Кохонена, где осуществляется их сравнение с численными массивами, хранящимися в БД неисправностей. В соответствии с реализованным алгоритмом классификации происходит отнесение анализируемого экземпляра к определенному виду дефекта. На заключительном этапе предложенного метода формируется отчет о техническом состоянии испытуемого узла РЭС (блок 17).

АНАЛИЗ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ СХЕМЫ УЗЛА РЭС В СРЕДЕ NI MULTISIM

Для проведения экспериментальных исследований была выбрана электрическая схема усилителя, для которой в среде *NI Multisim* создана схемотехническая модель (рис. 2). В ходе моделирования получены результаты функционирования схемы в нормальном режиме, которые представляются графиками зависимости выходных сигналов от сигналов на входе (рис. 3).

Для накопления экспериментальных данных и создания базы неисправностей исследуемого узла РЭС были смоделированы режимы работы схемы с искусственно внесенными в нее дефектами. Рассмотрены три случая: не работает транзистор Q3; не работает транзистор Q6; не работает составной транзистор Q8 (рис. 4). Для каждого случая выполнялось схемотехническое моделирование режима функционирования.

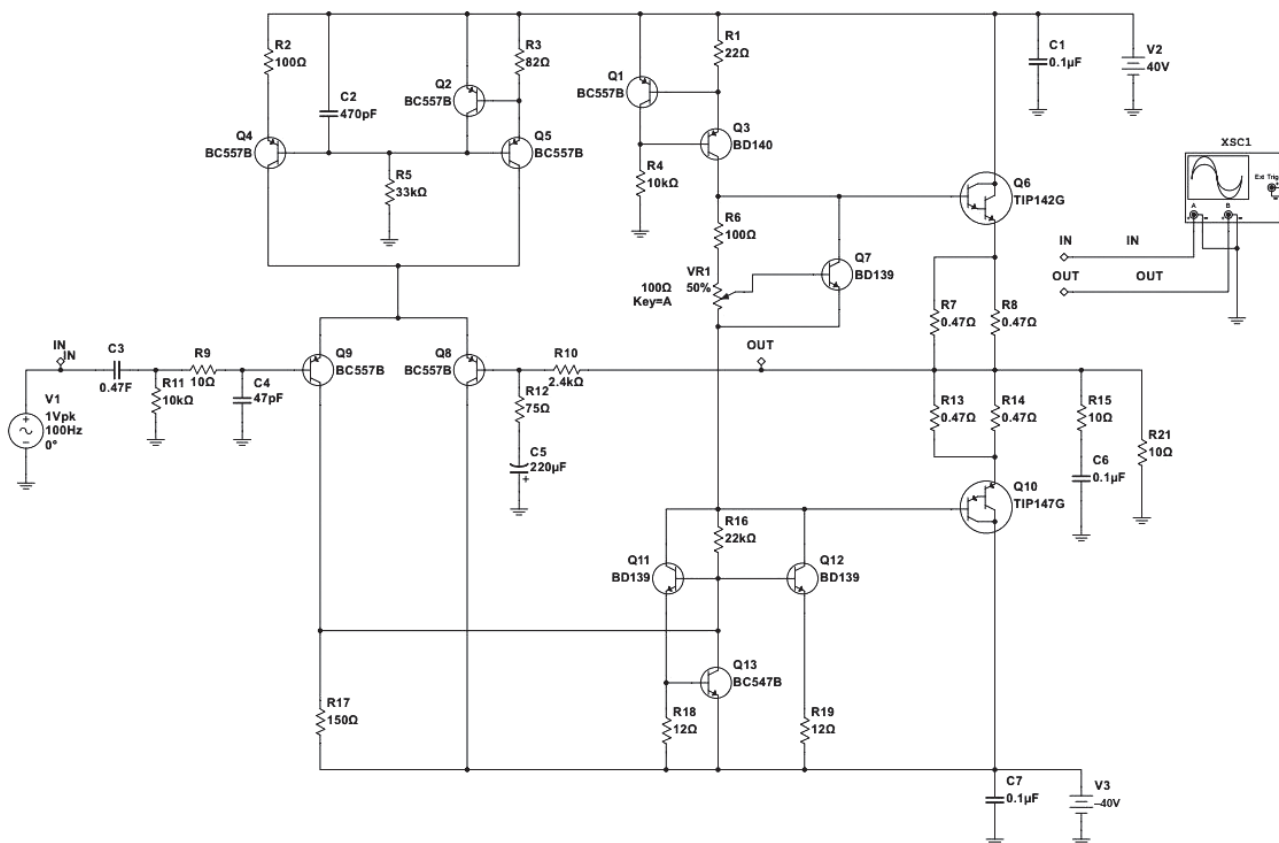


Рис. 2. Синтез электрической принципиальной схемы РЭС в среде Multisim

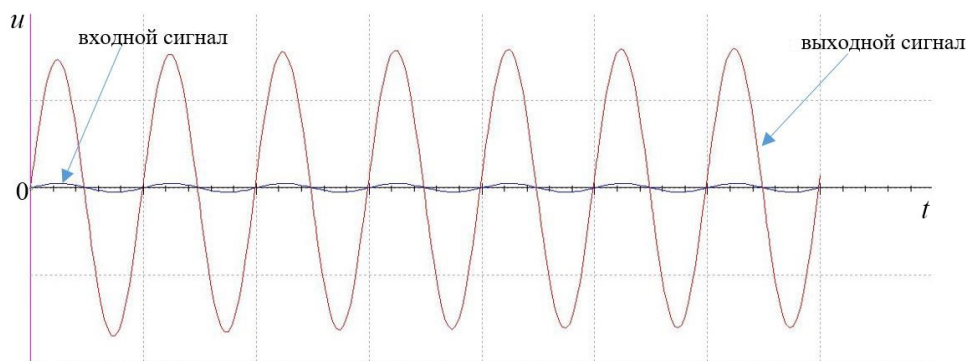


Рис. 3. Графики зависимости выходного сигнала от входного сигнала

Результаты моделирования в виде расчетных значений рассеиваемой мощности ЭРЭ приведены в табл. 1. Можно видеть серьезные отклонения значений параметров схемы с внесенными неисправностями от значений в нормальном (исправном) состоянии.

Следующим шагом исследования стал анализ температурных значений печатного узла усилителя, конструкция которого была предварительно разработана в специализированных САПР *Altium Designer* и *SolidWorks*, а тепловой анализ выполнен при помощи модуля *FloTHERM PCB*.

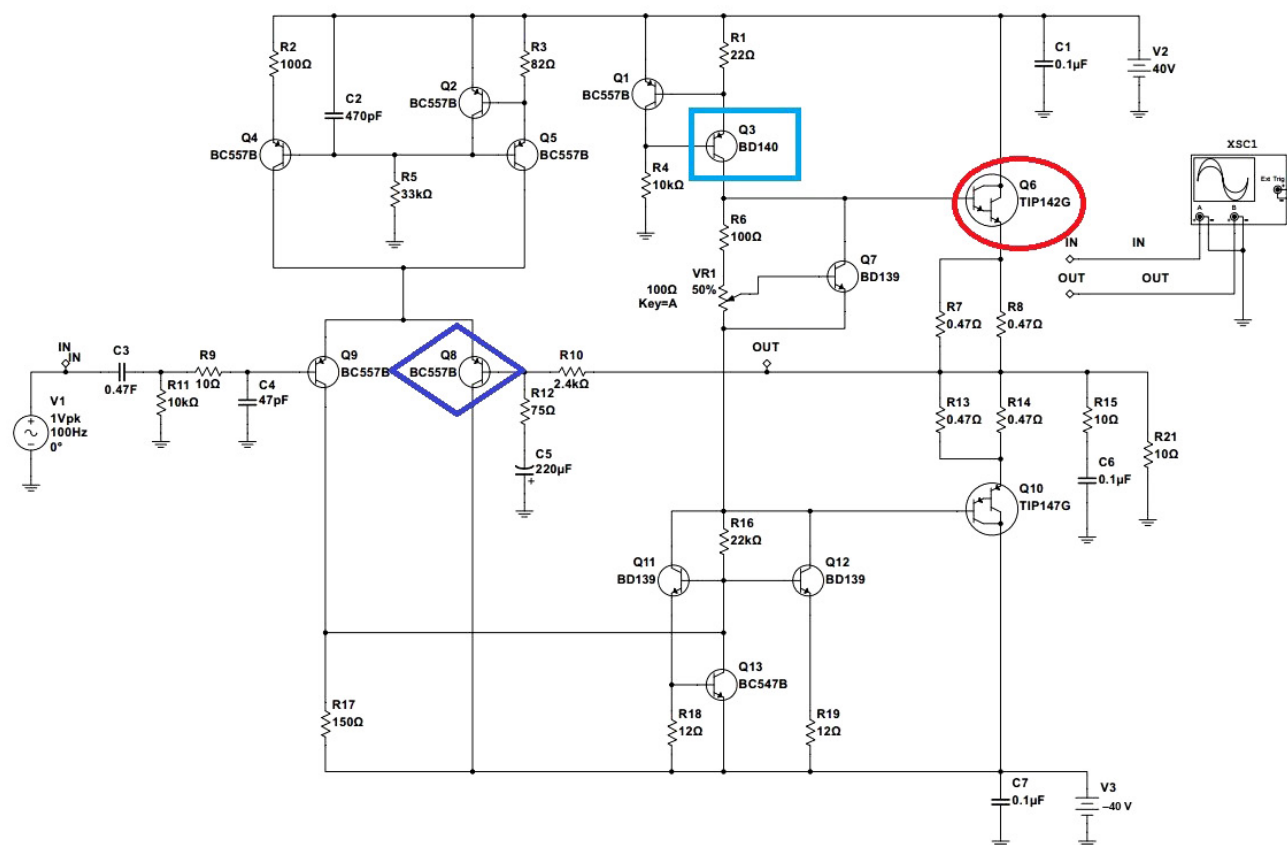


Рис. 4. Моделирование дефектов в электрической схеме РЭС

Таблица 1. Значения рассеиваемой мощности ЭРЭ для различных моделируемых состояний РЭС

ЭРЭ	Мощность ЭРЭ в нормальном режиме, $P_{\text{потр}}$, мВт	Мощность ЭРЭ (дефект в транзисторе Q3), $P_{\text{потр}}$, мВт	Мощность ЭРЭ (дефект в транзисторе Q6), $P_{\text{потр}}$, мВт	Мощность ЭРЭ (дефект в транзисторе Q8), $P_{\text{потр}}$, мВт
Q1	5.27	4.52	2.02	5.25
Q2	1.58	1.57	1.58	1.58
Q3	1240.00	0.00	628.00	2460.00
Q4	258.00	403.00	262.00	255.00
Q5	311.00	486.00	316.00	307.00
Q6	14700	0.00	0.00	0.00
Q7	49.40	0.00	20.00	51.30
Q8	428.00	281.00	515.00	0.00
Q9	169.00	86.40	74.40	592.00
Q10	14700	38600	11200	8530
Q11	558.00	0.00	165.00	3.25
Q12	558.00	0.00	165.00	3.25
R1	23.10	0.00	11.00	23.10
R2	4.50	4.47	4.50	4.49
R3	5.36	5.33	5.36	5.34
R4	149.00	0.00	151.00	149.00
R5	4.51	4.52	4.54	4.50

Окончание таблицы 1

ЭРЭ	Мощность ЭРЭ в нормальном режиме, $P_{\text{потр}}$, мВт	Мощность ЭРЭ (дефект в транзисторе Q3), $P_{\text{потр}}$, мВт	Мощность ЭРЭ (дефект в транзисторе Q6), $P_{\text{потр}}$, мВт	Мощность ЭРЭ (дефект в транзисторе Q8), $P_{\text{потр}}$, мВт
R6	19.20	0.00	11.90	19.30
R7	289.00	0.00	0.00	0.00
R8	289.00	0.00	0.00	0.00
R10	201.00	0.00	33.90	0.00
R13	316.00	557.00	105.00	1590.00
R14	316.00	557.00	105.00	1590.00
R15	2.00	0.00	0.00	0.00
R16	88.00	11.10	180.00	0.00
R17	4.95	0.00	3.11	6.19
R18	2.83	0.00	1.16	5.11
R19	2.83	0.00	1.16	5.11
VR1	19.00	0.00	11.8	19.00

ТЕПЛОВОЙ АНАЛИЗ ПЕЧАТНОГО УЗЛА РЭС В МОДУЛЕ FLOTHERM PCB

3D-модель печатного узла усилителя показана на рис. 5. После построения твердотельной модели в модуле *FloTHERM PCB* было проведено исследование тепловых характеристик для каждого диагностируемого состояния усилителя. Визуализация результатов моделирования в виде распределения температурных полей показана на рис. 6–9, а расчетные значения температур электрорадиоэлементов, установленных на печатном узле, – в табл. 2.

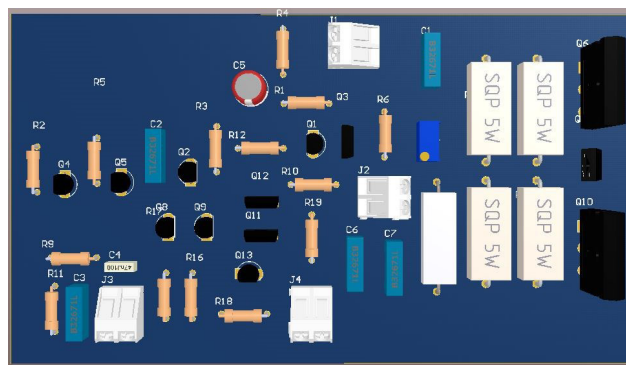


Рис. 5. 3D-модель печатного узла усилителя, созданная в САПР SolidWorks

Таблица 2. Температура ЭРЭ в печатном узле усилителя для различных моделируемых состояний РЭС

ЭРЭ	Температура ЭРЭ в исправном состоянии узла, °C	Температура ЭРЭ (неисправен транзистор Q3), °C	Температура ЭРЭ (неисправен транзистор Q6), °C	Температура ЭРЭ (неисправен транзистор Q8), °C
Q1	56.9	45.0	41.9	55.0
Q2	46.6	43.1	39.3	40.9
Q3	90.9	46.7	60.3	121
Q4	51.3	57.9	47.1	46.9
Q5	53.6	59.1	49.0	48.4
Q6	180	56.5	40.2	43.2
Q7	98.1	95.2	56.7	60.7
Q8	58.6	51.5	55.4	41.0
Q9	53.3	45.3	43.0	58.3
Q10	179.0	320.0	144.0	128.0

Окончание таблицы 1

ЭРЭ	Температура ЭРЭ в исправном состоянии узла, °C	Температура ЭРЭ (неисправен транзистор Q3), °C	Температура ЭРЭ (неисправен транзистор Q6), °C	Температура ЭРЭ (неисправен транзистор Q8), °C
Q11	65.4	40.7	43.3	40.0
Q12	67.0	41.5	44.1	42.1
R1	52.7	43.5	40	49.6
R2	42.8	45	38.5	38.6
R3	47.5	42.3	38.7	41.7
R4	50.2	41.4	40.7	46.1
R5	44.6	46.5	40	40.1
R6	60.7	51.5	42.8	56.5
R7	100.0	74.0	47.3	54.4
R8	79.1	66.5	44.7	53.5
R10	60.0	46.1	42.1	50.6
R13	98.9	133	69.7	87.1
R14	77.9	92.7	54.1	76.3
R15	63.1	68.2	45.8	58.1
R16	46.4	41.5	42.4	38.6
R17	43.8	41.0	39.2	37.6
R18	44.8	41.6	37.7	38.8
R19	52.7	46.0	39.8	45.0
VR1	63.3	57.9	43.0	53.4

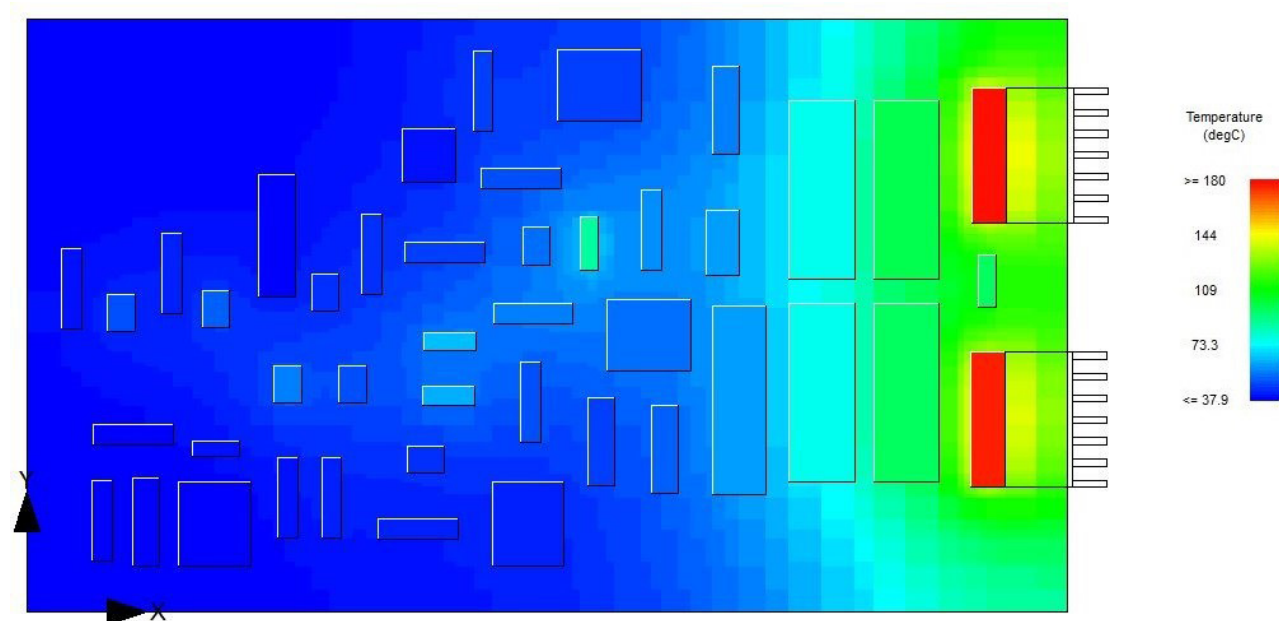


Рис. 6. Тепловое поле печатного узла усилителя в исправном состоянии

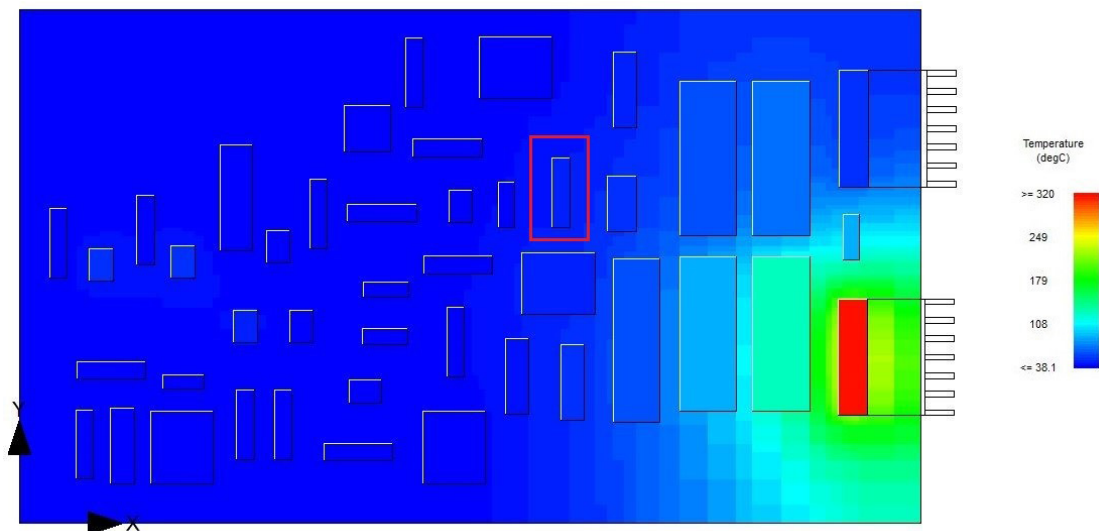


Рис. 7. Тепловое поле печатного узла усилителя при неисправном транзисторе Q3

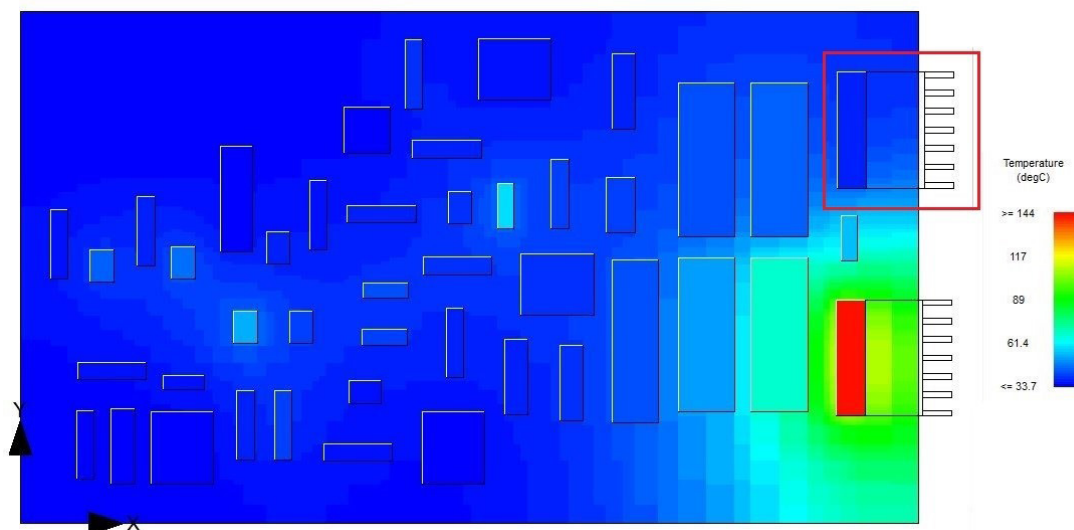


Рис. 8. Тепловое поле печатного узла усилителя при неисправном транзисторе Q6

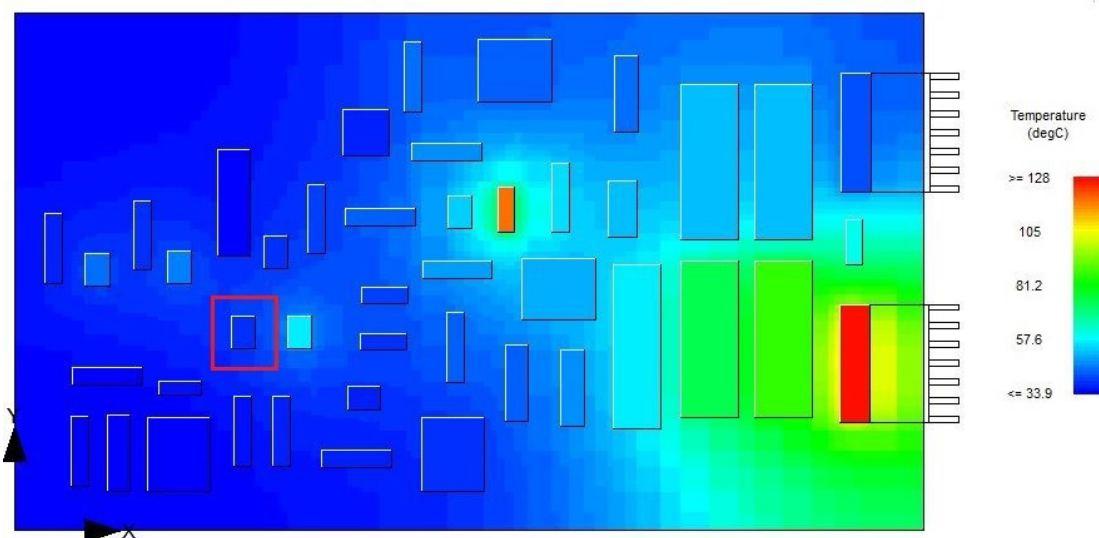


Рис. 9. Тепловое поле печатного узла усилителя при неисправном транзисторе Q8

Из табл. 2 видно, что, как и в случае схемотехнического моделирования, присутствует значительная разница температур ЭРЭ для печатного узла в исправном состоянии и узла с внесенными дефектами.

На следующем шаге исследования из данных, полученных в вычислительном эксперименте, была сформирована база неисправностей РЭС, которая в сочетании с алгоритмом Кохонена стала основой для классификации дефектов при диагностике технического состояния РЭС.

РАЗРАБОТКА ИСКУССТВЕННОЙ НЕЙРОННОЙ СЕТИ НА ОСНОВЕ САМООРГАНИЗУЮЩИХСЯ КАРТ КОХОНЕНА

Для диагностики технического состояния узлов РЭС разрабатывается искусственная нейронная сеть, в которой применена технология обучения без учителя (SOM). Такая сеть получила название самоорганизующейся. В картах самоорганизации (карты Кохонена) нейроны размещаются в узлах решетки, обычно одно- или двумерной. Все нейроны этой решетки связаны со всеми узлами входного слоя. Цель такой сети – кластеризация (автоматическая классификация) входных данных по схожим признакам. Кластеры, в свою очередь, определяются сетью на основе корреляции исходных данных [8, 9]. Важной особенностью самоорганизующейся сети является возможность преобразования большого числа входных данных в карту меньшей размерности на выходе (как правило, двумерную), т.е. создается двухуровневая архитектура на основе входного и выходного слоев. В такой сети нейроны группируются в виде матрицы и возбуждаются входным сигналом. Основой сети является механизм, который определяет степень сходства каждого нейрона с входным сигналом и вычисляет нейрон с максимальным

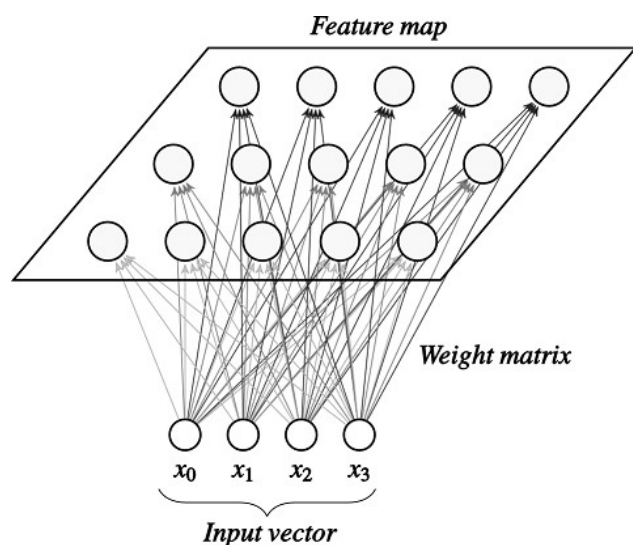


Рис. 10. Модель самоорганизующейся карты Кохонена

совпадением (нейрон-победитель). Входные блоки полностью соединены весами с выходным блоком (рис. 10) [10, 11].

Сеть имеет возможность адаптироваться к нейрону-победителю и его соседям, чтобы осуществлять самоорганизацию. Топология сети зависит от силы, с которой она реагирует на входные данные. Сеть считается организованной, если топологические соотношения между входными сигналами и их изображениями одинаковы [12, 13].

Алгоритм обучения самоорганизующейся сети включает пять основных шагов.

На предварительном этапе на вход сети подаются характерные идентификационные признаки.

Шаг 1. Инициализация – для всех векторов определяются синаптические веса:

$$\mathbf{W}_j = [w_{1j}, w_{2j}, \dots, w_{mj}],$$

где $j = 1, 2, \dots, l$; l – количество выходных нейронов; m – размерность входного вектора.

Шаг 2. Подбор – выбирается вектор $\mathbf{X} = [x_1, x_2, \dots, x_n]$ из входного пространства.

Шаг 3. Поиск победившего нейрона (ВМУ) в процессе конкуренции – находят наиболее подходящий (победивший) нейрон на шаге n , используя критерий минимума Евклидова расстояния:

$$d_{\text{ВМУ}} = \operatorname{argmin}_{j=1,2,\dots,l} (D_j) = \operatorname{argmin}_{j=1,2,\dots,l} \left(\sqrt{\sum_{i=1}^m (x_i - w_{ij})^2} \right).$$

Шаг 4. Процесс кооперации:

$$h_{i,j}(t) = \exp \left(-\frac{d_{i,j}^2}{2\sigma^2(t)} \right),$$

$$\sigma(t) = \sigma_0 \exp \left(-\frac{t}{\lambda} \right),$$

где $h_{i,j}(t)$ – монотонно убывающая функция соседства; $d_{i,j}$ – латеральное расстояние между победившим i -м и соседним j -м нейроном; $\sigma(t)$ – эффективная ширина; t – шаг обучения; σ_0 – начальное значение $\sigma(t)$; λ – некоторая константа (как правило, случайная величина, лежащая в интервале $[0; 1]$).

Шаг 5. Процесс адаптации кооперации:

$$w_j(t+1) = w_j(t) + \eta(t) h_{i,j}(t) (x_i - w_j(t)),$$

$$\eta(t) = \eta_0 \exp \left(-\frac{t}{\lambda} \right) \text{ – скорость обучения.}$$

После обновления весов происходит возврат к шагу 2, и цикл повторяется [9, 14].

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ПРОВЕРКА РАЗРАБОТАННОГО МЕТОДА

С учетом разброса геометрических и теплофизических параметров печатного узла методом статистических испытаний Монте-Карло создается база значений температур ЭРЭ. Эти числовые значения являются исходными данными для построения самоорганизующейся сети, их размерность равна 8000×29 , где $8000 = 4 \times 2000$ – массив значений, полученный на основе метода Монте-Карло для 4 состояний исследуемого узла (1 – исправное

и 3 – с дефектами), 29 – количество элементов в схеме. Размерность выходного слоя сети в каждом конкретном случае должна выбираться, исходя из требований по достоверности диагностирования и имеющихся вычислительных ресурсов. В данной работе на основе проведенных численных экспериментов выбрана размерность выходного слоя 10×10 [15]. Таким образом, количество нейронов на входе сети равно 8000, количество нейронов на выходе равно 100. Алгоритм разработанного метода для рассматриваемого примера представлен на рис. 11.

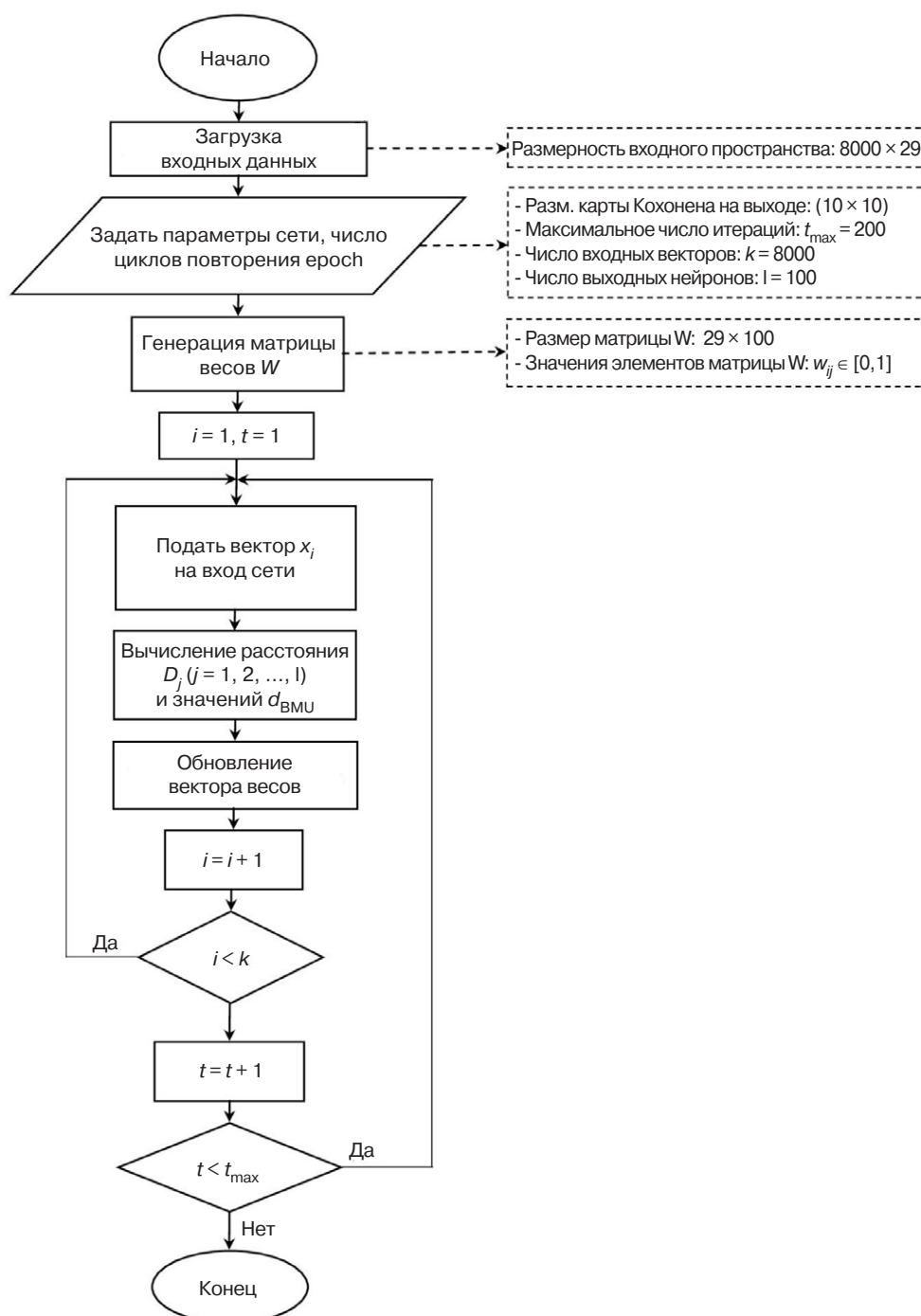


Рис. 11. Алгоритм обучения сети Кохонена для экспериментальной задачи

Дальнейший анализ проводится с применением ПО MATLAB, инструментарий которого позволяет создать сеть Кохонена (рис. 12).

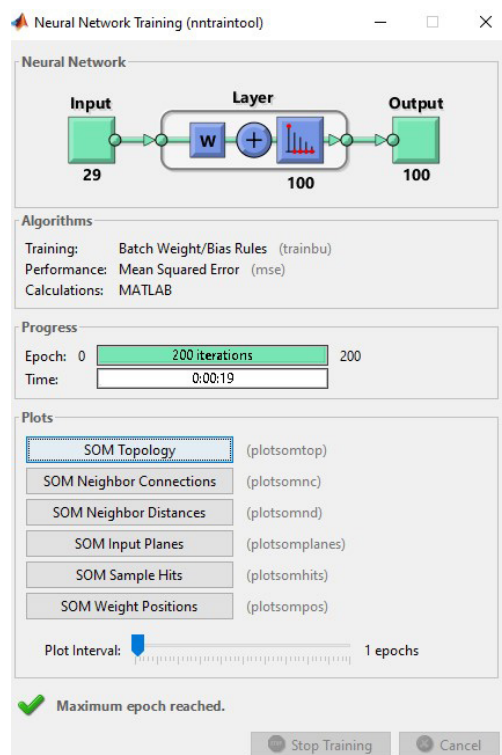


Рис. 12. Задание параметров самоорганизующейся сети в MATLAB

Результаты создания и обучения сети представлены на рис. 13–15. На рис. 13 показаны связи между нейронами на выходе.

На карте Кохонена связи между нейронами визуализируются интенсивностью цветовой окраски: чем темнее цвет, тем большее расстояние между нейронами, и наоборот (рис. 14).

В результате, из входной матрицы размерностью 8000×29 получена топология входных данных в двумерном пространстве. Входные векторы были разделены на четыре кластера (рис. 15).

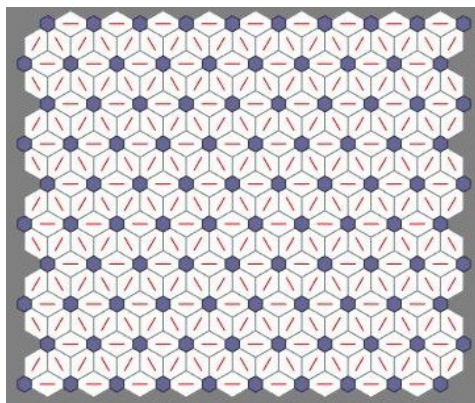


Рис. 13. Связи между соседними нейронами (som neighbor connection)

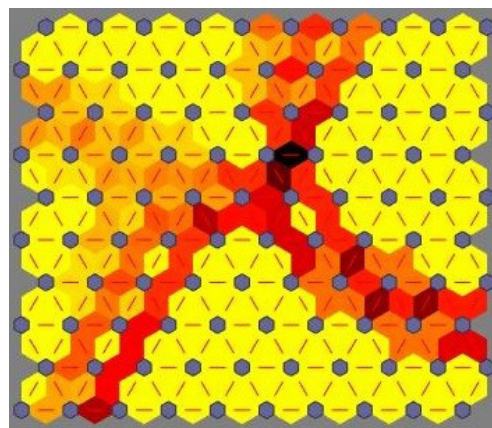


Рис. 14. Визуализация силы связей между нейронами

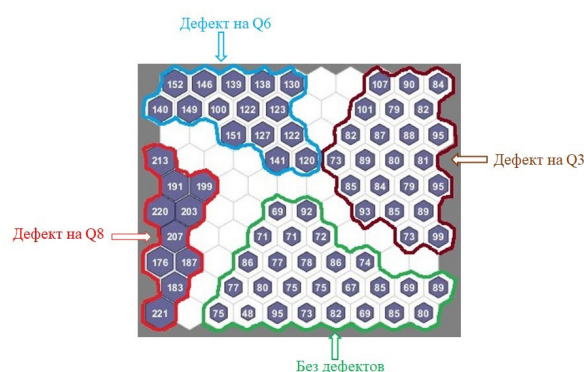


Рис. 15. Кластеризация узлов самоорганизованной карты Кохонена

Для проверки адекватности разработанной структуры и алгоритма работы сети Кохонена после окончания процедуры ее обучения на вход подавались тестовые векторы, которые формировались из значений температур элементов для различных состояний исследуемого печатного узла. Эти векторы находятся вне пространства обучающих данных. Результаты работы сети представлены на рис. 16. Как видно из рисунка, все тестовые структуры попадают в соответствующую зону и однозначно идентифицируются.

Проведенные исследования и полученные в работе результаты подтверждают научную гипотезу авторов о возможности применения алгоритма Кохонена в задаче классификации технического состояния электронных средств и позволяют рекомендовать разработанный метод для диагностирования конструктивных дефектов печатных узлов, приводящих к изменению температурного поля тестируемого устройства.

Дальнейшие исследования могут быть направлены на определение границ применимости предлагаемого метода, оценку влияния различных факторов на достоверность результатов диагностирования, на сравнительный анализ эффективности разработанного метода по сравнению с другими методами диагностики радиоэлектронных средств.

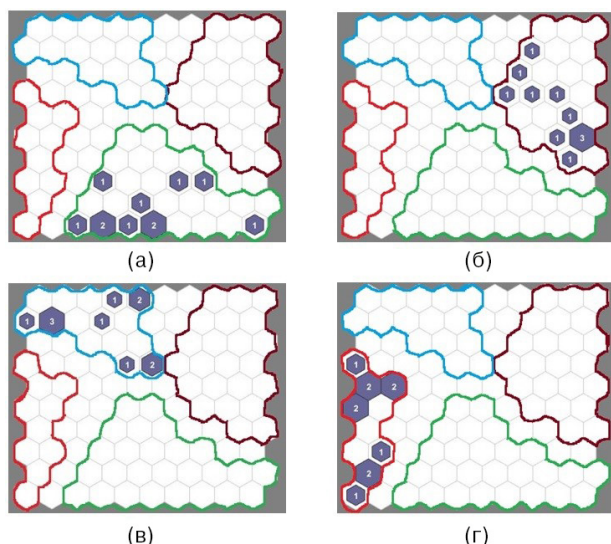


Рис. 16. Результат проверки сети после обучения:
(а) исправное состояние печатного узла;
(б) дефект на ЭРЭ Q3; (в) дефект на ЭРЭ Q6;
(г) дефект на ЭРЭ Q8

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В статье рассмотрен новый метод диагностирования технического состояния узлов радиоэлектронных средств, сочетающий в себе тепловую диагностику с применением искусственной нейронной сети. Приведена структурная схема метода, описаны функциональные блоки, входящие в ее состав. Исследование характеристик РЭС, проводимое при помощи специализированного тепловизиального оборудования, дополнено математическим моделированием физических процессов, протекающих в схеме и конструкции электронного узла. Моделирование проводилось с использованием САПР конструкторского

и схемотехнического проектирования *Altium Designer*, *SolidWorks*, модулей *NI Multisim*, *FloTHERM PCB*, пакета *MATLAB*. В ходе исследования получены численные значения мощностей ЭРЭ и температур печатного узла в различных моделируемых состояниях устройства – исправном и в состояниях с внесенными дефектами. Полученные данные после предварительной обработки были преобразованы в массивы численных значений и размещены в базе данных неисправностей электронного узла. Для проведения автоматизированной диагностики и идентификации технического состояния РЭС создана искусственная нейронная сеть, определена ее структура, параметры и алгоритмы функционирования. В ее основе лежит самоорганизующаяся сеть Кохонена. Результаты вычислительного эксперимента показали, что сеть успешно справляется с задачей кластеризации дефектов электронного узла, когда их перечень ограничен дискретным набором наиболее часто встречающихся неисправностей, а при увеличении их числа применение механизмов, заложенных в сети Кохонена, существенно усложняется и становится неэффективным по характеристикам производительности и вероятности появления ошибок первого и второго рода при идентификации. Начатое исследование будет продолжено в направлении оптимизации применяемых алгоритмов, совершенствования диагностических процедур, повышения их достоверности с точки зрения предоставления корректной информации при принятии решения о возможности дальнейшей эксплуатации электронного устройства.

Вклад авторов. Все авторы в равной степени внесли свой вклад в исследовательскую работу.

Authors' contribution. All authors equally contributed to the research work.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Лышов С.М., Увайсов С.У., Черноверская В.В., Фам Лэ Куок Хань. Инженерная методика вибродиагностики конструкций бортовых радиоэлектронных средств. *Наукоемкие технологии*. 2020;21(2–3):17–29. <https://doi.org/10.18127/j19998465-202002-3-03>
2. Увайсов С.У., Черноверская В.В., Лышов С.М., Фам Лэ Куок Хань, Увайсова А.С. Искусственная нейронная сеть в задаче диагностики дефектов конструкций печатных узлов электронных средств. *Наукоемкие технологии*. 2020;21(10):29–39. <https://doi.org/10.18127/j19998465-202010-04>
3. Лышов С.М., Увайсов С.У., Черноверская В.В., Хань Ф.К. Метод вибродиагностики технического состояния конструкций электронных средств. *Российский технологический журнал*. 2021;9(2):44–56. <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2021-9-2-44-56>
4. Меркухин Е.Н. Априорный критерий оценки эффективности оптимизации теплового режима путем рационального размещения электронных элементов.

REFERENCES

1. Lyshov S.M., Uvaysov S.U., Chernoverskaya V.V., Le Quok Han Pham. Engineering technique for vibrodiagnostics of structures on-board radio electronic means. *Naukoemkie tekhnologii = Science Intensive Technologies*. 2020;21(2–3):17–29 (in Russ.). <https://doi.org/10.18127/j19998465-202002-3-03>
2. Uvaysov S.U., Chernoverskaya V.V., Lyshov S.M., Le Quok Han Pham, Uvaysova A.S. Artificial neural network in the problem of diagnostics of defects in the construction of printed circuit components of electronic devices. *Naukoemkie tekhnologii = Science Intensive Technologies*. 2020;21(10):29–39 (in Russ.). <https://doi.org/10.18127/j19998465-202010-04>
3. Lyshov S.M., Uvaysov S.U., Chernoverskaya V.V., Han P.Q. Method of vibration diagnostics of the technical condition of electronic means structures. *Rossiiskii tekhnologicheskii zhurnal = Russian Technological Journal*. 2021;9(2):44–56 (in Russ.). <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2021-9-2-44-56>

- Современные наукоемкие технологии. 2018;10:77–81. URL: <http://top-technologies.ru/ru/article/view?id=37198>
5. Сергеева В.А., Тарасов Р.Г. Способ измерения тепловых параметров полупроводниковых изделий в составе электронного модуля. *Надежность и качество: труды международного симпозиума*. 2020;2:183–185.
6. Сулейманов С.П., Долматов А.В., Увайсов С.У. Тепловое диагностирование радиоэлектронных устройств. В сб.: «Радиовысотометрия – 2004»: тр. первой все-российской научно-технической конф. Екатеринбург: Изд-во АМБ; 2004. С. 55–59.
7. Исаев С.С., Юрков Н.К. Методика тепловизионного контроля неисправностей печатных узлов РЭА на этапе производства. *Труды международного симпозиума «Надежность и качество»*. 2013;2:92–95. URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/metodika-teplovizionnogo-kontrolya-neispravnostey-pechatnyh-uzlov-rea-na-etape-proizvodstva>
8. Валяев Е.А. Нейросетевой каскад на основе самоорганизующихся карт Кохонена. В сб.: *Сборник избранных статей по материалам научных конференций ГНИИ «НАЦРАЗВИТИЕ»*. СПб.: ГНИИ «Нацразвитие»; 2019. Ч. 2. С. 192–204.
9. Кохонен Т. *Самоорганизующиеся карты*: пер. с англ. М.: БИНОМ. Лаборатория знаний; 2008. 655 с. ISBN 978-5-94774-352-4
10. Tian J., Azarian M.H., Pecht M. Anomaly detection using self-organizing maps based *k*-nearest neighbor algorithm. In: *Proceedings of the European Conf. of the PHM Society*. 2014;2(1).
11. Горбаченко В.И., Ахметов Б.С., Кузнецова О.Ю. *Интеллектуальные системы: нечеткие системы и сети: учебное пособие для вузов*. М.: Юрайт; 2019. 105 с. ISBN 978-5-534-08359-0
12. Андрейчиков А.В., Андрейчикова О.Н. *Интеллектуальные информационные системы и методы искусственного интеллекта: учебник*. М.: ИНФРА-М; 2021. 530 с. ISBN 978-5-16-014883-0
13. Андрейчиков А.В., Андрейчикова О.Н. *Интеллектуальные цифровые технологии концептуального проектирования инженерных решений: учебник*. М.: ИНФРА-М; 2019. 511 с. ISBN 978-5-16-014884-7
14. Хайкин С. *Нейронные сети: полный курс*. М.: Вильямс; 2006. 1104 с.
15. Beale M.H., Hagan M.T., Demuth H.B. *Neural Network Toolbox. User's Guide*. Natick: Math Works, Inc.; 2015. 406 p.
4. Merkurkhin E.N. A priori criteria of evaluation effectiveness optimization of thermal mode the rational placement of electronic elements. *Sovremennye naukoemkie tekhnologii* = *Modern High Technologies*. 2018;10:77–81 (in Russ.). Available from URL: <http://top-technologies.ru/ru/article/view?id=37198>
5. Sergeeva V.A., Tarasov R.G. Method for measuring thermal parameters of semiconductor products as part of an electronic module. *Trudy Mezhdunarodnogo simpoziuma "Nadezhnost' i kachestvo" = Proceedings of the International Symposium "Reliability and Quality"*. 2020;2:183–185 (in Russ.).
6. Suleimanov S.P., Dolmatov A.V., Uvaisov S.U. Warm diagnostics of radio-electronic devices. In: *Konferentsiya "Radiovysotometriya – 2004" (Radio Altimetry – 2004: Proceedings of First All-Russian scientific conf.)*. Ekaterinburg: Izd-vo AMB; 2004, p. 55–59. (in Russ.).
7. Isaev S.S., Yurkov N.K. Technique of thermal imaging control of faults in printed circuit assemblies of electronic equipment at the production stage. *Trudy Mezhdunarodnogo simpoziuma "Nadezhnost' i kachestvo" = Proceedings of the International Symposium "Reliability and Quality"*. 2013;2:92–95 (in Russ.). Available from URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/metodika-teplovizionnogo-kontrolya-neispravnostey-pechatnyh-uzlov-rea-na-etape-proizvodstva>
8. Valyaev E.A. Neural network cascade based on self-organizing Kohonen maps. In: *Sbornik izbrannykh statei po materialam nauchnykh konferentsii GNII "NATSRAZVITIE" (Themed collection of papers from international conferences by HNRI "National Development")*. St. Petersburg: GNII "Natsrazvitie"; 2019. Part 2, p. 192–204. (in Russ.).
9. Kohonen T. *Self-organizing maps*. Verlag, Heidelberg: Springer; 2001. 502 p. [Kohonen T. *Samoorganizuyushchiesya karty (Self-organizing maps)*. Moscow: BINOM. Laboratoriya znaniy; 2008. 655 p. (in Russ.).]
10. Tian J., Azarian M.H., Pecht M. Anomaly detection using self-organizing maps based *k*-nearest neighbor algorithm. In: *Proceedings of the European Conf. of the PHM Society*. 2014;2(1).
11. Gorbachenko V.I., Akhmetov B.S., Kuznetsova O.Yu. *Intellektual'nye sistemy: nechetkie sistemy i seti: uchebnoe posobie dlya vuzov (Intelligent systems: fuzzy systems and networks: a textbook for universities)*. Moscow: Yurait; 2019. 105 p. (in Russ.). ISBN 978-5-534-08359-0
12. Andreichikov A.V., Andreichikova O.N. *Intellektual'nye informatsionnye sistemy i metody iskusstvennogo intellekta: uchebnik (Intelligent information systems and artificial intelligence methods: textbook)*. Moscow: INFRA-M; 2021. 530 p. ISBN 978-5-16-014883-0
13. Andreichikov A.V., Andreichikova O.N. *Intellektual'nye tsifrovye tekhnologii kontseptual'nogo proektirovaniya inzhenernykh reshenii: uchebnik (Intelligent digital technologies for conceptual design of engineering solutions: textbook)*. Moscow: INFRA-M; 2019. 511 p. ISBN 978-5-16-014884-7

14. Haykin S. *Neural networks*. Prentice Hall, NJ: Upper Saddle River; 1999. 938 p.
[Haykin S. *Neironnye seti: polnyi kurs (Neural networks: a complete course)*. Moscow: Vil'yams; 2008. 1103 p. (in Russ.). ISBN 978-5-8459-0890-2]
15. Beale M.H., Hagan M.T., Demuth H.B. *Neural Network Toolbox. User's Guide*. Natick: Math Works, Inc.; 2015. 406 p.

Об авторах

Увайсов Сайгид Увайсович, д.т.н., профессор, заведующий кафедрой конструирования и производства радиоэлектронных средств Института радиотехнических и телекоммуникационных систем ФГБОУ ВО МИРЭА – Российский технологический университет (119454, Россия, Москва, пр-т Вернадского, д. 78). E-mail: uvajsov@mirea.ru. Scopus Author ID 55931417100, ResearcherID H-6746-2015, <https://orcid.org/0000-0003-1943-6819>

Черновверская Виктория Владимировна, к.т.н., доцент, кафедра конструирования и производства радиоэлектронных средств Института радиотехнических и телекоммуникационных систем ФГБОУ ВО МИРЭА – Российский технологический университет (119454, Россия, Москва, пр-т Вернадского, д. 78). E-mail: chernoverskaya@mirea.ru.

Дао Ань Куан, аспирант, кафедра конструирования и производства радиоэлектронных средств Института радиотехнических и телекоммуникационных систем ФГБОУ ВО МИРЭА – Российский технологический университет (119454, Россия, Москва, пр-т Вернадского, д. 78). E-mail: anhquan.hvu@gmail.com.

Нгуен Ван Туан, аспирант, кафедра конструирования и производства радиоэлектронных средств Института радиотехнических и телекоммуникационных систем ФГБОУ ВО МИРЭА – Российский технологический университет (119454, Россия, Москва, пр-т Вернадского, д. 78). E-mail: tuanmya2pkkq@gmail.com.

About the authors

Saygid S. Uvaysov, Dr. Sci. (Eng.), Head of Department of Design and Production of Radio-Electronic Means, Institute of Radio Engineering and Telecommunication Systems, MIREA – Russian Technological University (78, Vernadskogo pr., Moscow, 119454 Russia). E-mail: uvajsov@mirea.ru. ResearcherID H-6746-2015, Scopus Author ID 55931417100, <https://orcid.org/0000-0003-1943-6819>

Viktoriya V. Chernoverskaya, Cand. Sci. (Eng.), Associate Professor, Department of Design and Production of Radio-Electronic Means, Institute of Radio Engineering and Telecommunication Systems, MIREA – Russian Technological University (78, Vernadskogo pr., Moscow, 119454 Russia). E-mail: chernoverskaya@mirea.ru.

Dao An Kuan, Postgraduate Student, Department of Design and Production of Radio-Electronic Means, Institute of Radio Engineering and Telecommunication Systems, MIREA – Russian Technological University (78, Vernadskogo pr., Moscow, 119454 Russia). E-mail: anhquan.hvu@gmail.com.

Nguyen Van Tuan, Postgraduate Student, Department of Design and Production of Radio-Electronic Means, Institute of Radio Engineering and Telecommunication Systems, MIREA – Russian Technological University (78, Vernadskogo pr., Moscow, 119454 Russia). E-mail: tuanmya2pkkq@gmail.com.