



RUSSIAN TECHNOLOGICAL JOURNAL

**РОССИЙСКИЙ
ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЙ
ЖУРНАЛ**

*Информационные системы.
Информатика.
Проблемы информационной безопасности*

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

Современные радиотехнические и телекоммуникационные системы

*Микро- и наноэлектроника.
Физика конденсированного состояния*

Аналитическое приборостроение и технологии

Математическое моделирование

*Экономика наукоемких и высокотехнологичных
предприятий и производств. Управление в организационных системах*

Управление качеством продукции. Стандартизация

Мировоззренческие основы технологии и общества



RUSSIAN TECHNOLOGICAL JOURNAL

РОССИЙСКИЙ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ

- 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. Управление в организационных системах
- Управление качеством продукции. Стандартизация
- 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. Management in organizational systems
- Product quality management. Standardization
- Philosophical foundations of technology and society

Russian Technological Journal
2024, том 12, № 1

Russian Technological Journal
2024, Vol. 12, No. 1

Russian Technological Journal 2024, том 12, № 1

Дата опубликования 31 января 2024 г.

Научно-технический рецензируемый журнал освещает вопросы комплексного развития радио-технических, 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 г. издавался под названием «Вестник МГТУ МИРЭА» (ISSN 2313-5026), а с января 2016 г. по июль 2021 г. под названием «Российский технологический журнал» (ISSN 2500-316X).

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, Ulrich's International Periodicals Directory.

Главный редактор:

Сигов Александр Сергеевич, академик РАН, доктор физ.-мат. наук, профессор, президент ФГБОУ ВО МИРЭА – Российский технологический университет (ПТУ 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. Трофимова

119571, г. Москва, пр-т Вернадского, 86, оф. Л-119.
Тел.: +7 (499) 600-80-80 (#31288).
E-mail: seredina@mirea.ru.

Регистрационный номер и дата принятия решения о регистрации СМИ ПИ № ФС 77 - 81733 от 19.08.2021 г. СМИ зарегистрировано Федеральной службой по надзору в сфере связи, информационных технологий и массовых коммуникаций (Роскомнадзор).

Индекс по объединенному каталогу «Пресса России» 79641.

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

Russian Technological Journal 2024, Vol. 12, No. 1

Publication date January 31, 2024.

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 titles were «Herald of MSTU MIREA» until 2016 (ISSN 2313-5026) and «Rossiiskii tekhnologicheskii zhurnal» from January 2016 until July 2021 (ISSN 2500-316X).

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 Russian State Library (RSL), Russian Science Citation Index, eLibrary, Socionet, Directory of Open Access Journals (DOAJ), Directory of Open Access Scholarly Resources (ROAD), Google Scholar, 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. Gennady V. Kulikov
Executive Editor	Anna S. Alekseenko
Technical Editor	Darya V. Trofimova

86, Vernadskogo pr., Moscow, 119571 Russia.
Phone: +7 (499) 600-80-80 (#31288).
E-mail: seredina@mirea.ru.

The registration number ПИ № ФС 77 - 81733 was issued in August 19, 2021 by the Federal Service for Supervision of Communications, Information Technology, and Mass Media of Russia.

The subscription index of *Pressa Rossii*: 79641.

Редакционная коллегия

Кудж Станислав Алексеевич	д.т.н., профессор, 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	хабилированный доктор наук, профессор, проректор Вильнюсского университета, Вильнюс, Литва. Scopus Author ID 7003687871, juras.banyas@ff.vu.lt
Бетелин Владимир Борисович	академик Российской академии наук (РАН), д.ф.-м.н., профессор, научный руководитель Федерального научного центра «Научно-исследовательский институт системных исследований» РАН, Москва, Россия. Scopus Author ID 6504159562, ResearcherID J-7375-2017, betelin@niisi.msk.ru
Боков Алексей Алексеевич	д.ф.-м.н., 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
Вахрушев Сергей Борисович	д.ф.-м.н., профессор, заведующий лабораторией нейтронных исследований Физико-технического института им. А.Ф. Иоффе 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
Гуляев Юрий Васильевич	академик РАН, д.ф.-м.н., профессор, научный руководитель Института радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН, Москва, Россия. Scopus Author ID 35562581800, gulyaev@cplire.ru
Жуков Дмитрий Олегович	д.т.н., профессор, заведующий кафедрой интеллектуальных технологий и систем РТУ МИРЭА, Москва, Россия. Scopus Author ID 57189660218, zhukov_do@mirea.ru
Кимель Алексей Вольдемарович	к.ф.-м.н., профессор, Университет Радбауд, г. Наймеген, Нидерланды. Scopus Author ID 6602091848, ResearcherID D-5112-2012, a.kimel@science.ru.nl
Крамаров Сергей Олегович	д.ф.-м.н., профессор, Сургутский государственный университет, Сургут, Россия. Scopus Author ID 56638328000, ResearcherID E-9333-2016, https://orcid.org/0000-0003-3743-6513 , mavoo@yandex.ru
Новиков Дмитрий Александрович	академик РАН, д.т.н., директор Института проблем управления им. В.А. Трапезникова РАН, Москва, Россия. Scopus Author ID 7102213403, ResearcherID Q-9677-2019, https://orcid.org/0000-0002-9314-3304 , novikov@ipu.ru
Перно Филипп	Dr. Sci. (Electronics), профессор, Центральная Школа г. Лилль, Франция. Scopus Author ID 7003429648, philippe.pernod@ec-lille.fr
Романов Михаил Петрович	д.т.н., профессор, директор Института искусственного интеллекта РТУ МИРЭА, Москва, Россия. Scopus Author ID 14046079000, https://orcid.org/0000-0003-3353-9945 , m_romanov@mirea.ru
Савиных Виктор Петрович	академик РАН, Дважды Герой Советского Союза, д.т.н., профессор, президент Московского государственного университета геодезии и картографии, Москва, Россия. Scopus Author ID 56412838700, vp@miigaik.ru
Соболевский Андрей Николаевич	д.ф.-м.н., директор Института проблем передачи информации им. А.А. Харкевича, Москва, Россия. Scopus Author ID 7004013625, ResearcherID D-9361-2012, http://orcid.org/0000-0002-3082-5113 , sobolevski@iitp.ru
Сюй Ли Да	академик Европейской академии наук, Российской инженерной академии и Инженерной академии Армении, Dr. Sci. (Systems Science), профессор, Университет Олд Доминион, Норфолк, Соединенные Штаты Америки. Scopus Author ID 13408889400, https://orcid.org/0000-0002-5954-5115 , lxu@odu.edu
Харин Юрий Семенович	академик Национальной академии наук Беларуси, д.ф.-м.н., профессор, 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
Чаплыгин Юрий Александрович	академик РАН, д.т.н., профессор, член Отделения нанотехнологий и информационных технологий РАН, президент Института микроприборов и систем управления им. Л.Н. Преснухина НИУ «МИЭТ», Москва, Россия. Scopus Author ID 6603797878, ResearcherID B-3188-2016, president@miet.ru
Шпак Василий Викторович	к.э.н., зам. министра промышленности и торговли Российской Федерации, Министерство промышленности и торговли РФ, Москва, Россия; доцент, Институт микроприборов и систем управления им. Л.Н. Преснухина НИУ «МИЭТ», Москва, Россия, mishinevaiv@minprom.gov.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	Habilitated Doctor of Sciences, Professor, Vice-Rector of Vilnius University, Vilnius, Lithuania. Scopus Author ID 7003687871, juras.banys@ff.vu.lt
Vladimir B. Betelin	Academician at the Russian Academy of Sciences (RAS), Dr. Sci. (Phys.-Math.), Professor, Supervisor of Scientific Research Institute for System Analysis, RAS, Moscow, Russia. Scopus Author ID 6504159562, ResearcherID J-7375-2017, betelin@niisi.msk.ru
Alexei A. Bokov	Dr. Sci. (Phys.-Math.), 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
Sergey B. Vakhrushev	Dr. Sci. (Phys.-Math.), Professor, Head of the Laboratory of Neutron Research, A.F. Ioffe Physico-Technical Institute of the 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
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
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
Dmitry A. Novikov	Academician at the RAS, Dr. Sci. (Eng.), Director of V.A. Trapeznikov Institute of Control Sciences, Moscow, Russia. Scopus Author ID 7102213403, ResearcherID Q-9677-2019, https://orcid.org/0000-0002-9314-3304 , novikov@ipu.ru
Philippe Pernod	Dr. Sci. (Electronics), Professor, Dean of Research of Centrale 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 Artificial Intelligence, RTU MIREA, Moscow, Russia. Scopus Author ID 14046079000, https://orcid.org/0000-0003-3353-9945 , m_romanov@mirea.ru
Viktor P. Savinykh	Academician at the RAS, Dr. Sci. (Eng.), Professor, President of Moscow State University of Geodesy and Cartography, Moscow, Russia. Scopus Author ID 56412838700, vp@miigaik.ru
Andrei N. Sobolevski	Professor, Dr. Sci. (Phys.-Math.), Director of Institute for Information Transmission Problems (Kharkevich Institute), Moscow, Russia. Scopus Author ID 7004013625, ResearcherID D-9361-2012, http://orcid.org/0000-0002-3082-5113 , sobolevski@iitp.ru
Li Da Xu	Academician at the European Academy of Sciences, Russian Academy of Engineering (formerly, USSR Academy of Engineering), and Armenian Academy of Engineering, Dr. Sci. (Systems Science), Professor and Eminent Scholar in Information Technology and Decision Sciences, Old Dominion University, Norfolk, VA, the United States of America. Scopus Author ID 13408889400, https://orcid.org/0000-0002-5954-5115 , lxu@odu.edu
Yury S. Kharin	Academician at 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
Yuri A. Chaplygin	Academician at the RAS, Dr. Sci. (Eng.), Professor, Member of the Departments of Nanotechnology and Information Technology of the RAS, President of the National Research University of Electronic Technology (MIET), Moscow, Russia. Scopus Author ID 6603797878, ResearcherID B-3188-2016, president@miet.ru
Vasilii V. Shpak	Cand. Sci. (Econ.), Deputy Minister of Industry and Trade of the Russian Federation, Ministry of Industry and Trade of the Russian Federation, Moscow, Russia; Associate Professor, National Research University of Electronic Technology (MIET), Moscow, Russia, mishinevaiv@minprom.gov.ru

Содержание

Роботизированные комплексы и системы. Технологии дистанционного зондирования неразрушающего контроля

- В.В. Голубов, С.В. Манько*
7 Автоматизация стыковки автономных мобильных роботов на основе развития метода поисковых случайных деревьев со встречным ростом
- С.У. Увайсов, Н.Т. Лыу, К.Д. Нгуен, Т.Х. Во, А.В. Долматов*
15 Обнаружение дефектов в многослойной печатной плате методом акустической эмиссии

Современные радиотехнические и телекоммуникационные системы

- А.В. Геворский, М.С. Костин, К.А. Бойков*
30 Программно-архитектурная конфигурация многофункционального ADSP-модуля сигнального медиатестирования аудиоустройств
- Г.В. Куликов, С.Х. Данг*
59 Влияние разбаланса квадратурного преобразования на помехоустойчивость приема сигналов с амплитудно-фазовой манипуляцией
- А.И. Лавренов, В.К. Битюков*
69 Математическая модель DC/DC-преобразователя, построенного по топологии SEPIC

Аналитическое приборостроение и технологии

- М.В. Паринов, А.Н. Юров, Я.В. Скитский*
80 Система управления помехоустойчивым электронным регулятором оборотов бесщеточного электродвигателя беспилотного воздушного судна
- А.А. Слезкин, С.П. Степина, Н.Г. Гусейн-заде*
92 Локальный пространственный анализ ЭЭГ-сигналов с помощью лапласиановского монтажа

Математическое моделирование

- Я.В. Грамович, Д.Ю. Мусатов, Д.А. Петрусевич*
101 Применение беггинга в прогнозировании временных рядов
- В.И. Струченков, Д.А. Карпов*
111 Использование сплайнов сложной структуры в проектировании дорожных трасс

Управление качеством продукции. Стандартизация

- О.А. Минаева, А.В. Рагуткин, С.И. Аневский, Р.В. Минаев, Т.Ч. Минь, И.А. Романова*
123 Контроль качества средств измерений характеристик бактерицидного УФ-излучения

Contents

Multiple robots (robotic centers) and systems. Remote sensing and non-destructive testing

- Vladimir V. Golubov, Sergey V. Manko*
7 Automation of autonomous mobile robot docking based on the counter growth rapidly exploring random tree method
- Saygid U. Uvaysov, Ngoc T. Luu, Cong D. Nguyen, The H. Vo, Aleksey V. Dolmatov*
15 Detection of defects in printed circuit boards by the acoustic emission method

Modern radio engineering and telecommunication systems

- Andrey V. Gevorsky, Mikhail S. Kostin, Konstantin A. Boikov*
30 Software-architectural configuration of the multifunctional audio digital signal processor module for signal mediatesting of audio devices
- Gennady V. Kulikov, Xuan Kh. Dang*
59 Influence of quadrature transformation imbalance on the noise immunity of signal reception with amplitude-phase shift keying
- Aleksey I. Lavrenov, Vladimir K. Bityukov*
69 Mathematical model of a DC/DC converter based on SEPIC topology

Analytical instrument engineering and technology

- Maksim V. Parinov, Aleksey N. Yurov, Yaroslav V. Skitskiy*
80 Control system for noise-resistant electronic speed controller of a brushless electric motor for an unmanned aerial vehicle
- Andrey A. Slezkin, Svetlana P. Stepina, Namik G. Gusein-zade*
92 Local spatial analysis of EEG signals using the Laplacian montage

Mathematical modeling

- Ian V. Gramovich, Danila Yu. Musatov, Denis A. Petrusevich*
101 Implementation of bagging in time series forecasting
- Valery I. Struchenkov, Dmitry A. Karpov*
111 The use of complex structure splines in roadway design

Product quality management. Standardization

- Olga A. Minaeva, Alexander V. Ragutkin, Sergei I. Anevsky, Roman V. Minaev, Thanh T. Minh, Inna A. Romanova*
123 Quality control of instruments for measuring the characteristics of bactericidal UV radiation

Роботизированные комплексы и системы. Технологии дистанционного зондирования
неразрушающего контроля

Multiple robots (robotic centers) and systems. Remote sensing and non-destructive testing

УДК 007.52; 629.3.05; 004.021
<https://doi.org/10.32362/2500-316X-2024-12-1-7-14>



НАУЧНАЯ СТАТЬЯ

Автоматизация стыковки автономных мобильных роботов на основе развития метода поисковых случайных деревьев со встречным ростом

В.В. Голубов[@],
С.В. Манько

МИРЭА – Российский технологический университет, Москва, 119454 Россия
[@] Автор для переписки, e-mail: golubov@mirea.ru

Резюме

Цели. В статье обоснована актуальность задачи автоматической стыковки автономных мобильных роботов. На конкретных примерах показано, что реализация функций автоматической стыковки автономных роботов открывает перспективы создания многоагентных систем с трансформируемой структурой. Целью работы является разработка средств автоматической стыковки автономных мобильных роботов, функционирующих в условиях сложных сцен и неопределенности окружающей обстановки.

Методы. Предлагаемый подход к автоматизации стыковки автономных мобильных роботов сводится к модификации метода поисковых случайных деревьев со встречным ростом на основе параллельного выполнения децентрализованного алгоритма планирования маршрутов с взаимной координацией процессов распределенных вычислений. Оценка эффективности разработанного комплекса алгоритмических и программных средств осуществлялась с помощью методов компьютерного и натурного моделирования. Заключительная серия натурных экспериментов проводилась на примере автоматической стыковки автономных робототехнических платформ «JetBot AI kit Nvidia», выполняемой с привлечением средств и методов интеллектуального управления, визуальной навигации, технического зрения и беспроводной сетевой связи.

Результаты. Проведен анализ особенностей автоматической стыковки, как одной из задач группового управления автономными роботами в составе многоагентных систем, способных реконфигурировать свою структуру для целенаправленного изменения имеющегося набора функциональных свойств и возможностей прикладного применения. Предложена децентрализованная модификация метода поисковых случайных деревьев со встречным ростом, позволяющая обеспечить планирование перемещений автономных мобильных роботов по ходу их взаимного сближения и последующей стыковки. Разработан комплекс программно-алгоритмических средств автоматизации стыковки автономных роботов. Проведены серии модельных и натурных экспериментов, подтвердивших эффективность развиваемого подхода.

Выводы. Представленная модификация метода поисковых случайных деревьев со встречным ростом, традиционно применяемого для планирования перемещений манипуляторов и подвижных платформ, дополняет состав решаемых им задач, позволяя обеспечить автоматизацию стыковки автономных роботов. Полученные результаты открывают перспективы создания универсальных планировщиков с расширенным функционалом для систем управления автономными роботами.

Ключевые слова: автономный робот, интеллектуальное управление, групповое управление, многоагентная робототехническая система, автоматическая стыковка, метод поисковых случайных деревьев со встречным ростом

• Поступила: 18.02.2023 • Доработана: 13.06.2023 • Принята к опубликованию: 04.12.2023

Для цитирования: Голубов В.В., Манько С.В. Автоматизация стыковки автономных мобильных роботов на основе развития метода поисковых случайных деревьев со встречным ростом. *Russ. Technol. J.* 2024;12(1):7–14. <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2024-12-1-7-14>

Прозрачность финансовой деятельности: Авторы не имеют финансовой заинтересованности в представленных материалах или методах.

Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

RESEARCH ARTICLE

Automation of autonomous mobile robot docking based on the counter growth rapidly exploring random tree method

Vladimir V. Golubov[@],
Sergey V. Manko

MIREA – Russian Technological University, Moscow, 119454 Russia

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

Abstract

Objectives. The article substantiates the relevance of automatic docking of autonomous mobile robots. Specific examples show that the implementation of the automatic docking functions of autonomous robots reveals the potential for creating multi-agent systems with a transformable structure. The aim of the work is to develop means for automatic docking of autonomous mobile robots in complex scenarios and an uncertain environment.

Methods. The proposed approach to automating autonomous mobile robot docking is reduced to a modification of the counter-growth rapidly-exploring random tree (RRT) method. It is based on the parallel execution of a decentralized route planning algorithm with mutual coordination of distributed computing processes. The effectiveness of the complex of algorithmic and software tools developed was evaluated using computer and natural simulation methods. The final series of full-scale experiments was carried out on the example of JetBot AI kit Nvidia platforms for automatic docking of autonomous robots. This was performed using the means and methods of intelligent control, visual navigation, technical vision and wireless network communication.

Results. The study analyzed the features of automatic docking as one of the tasks of group control of autonomous robots. This is part of multi-agent systems, capable of reconfiguring structures for purposeful changes to the existing set of functional properties and application possibilities. The study also proposes a decentralized modification of the counter-growth RRT method. This allows the movements of autonomous mobile robots in the course of their mutual approach and subsequent docking to be planned. A set of software-algorithmic tools was developed to automate the docking of autonomous robots. A series of model and full-scale experiments were carried out to confirm the effectiveness of the approach developed herein.

Conclusions. The modification presented herein of the counter-growth RRT method, traditionally used for planning the movements of manipulators and mobile platforms, is complementary to the tasks it resolves. This enables the docking of autonomous robots to be automated. The results obtained open up the potential for universal schedulers with extended functionality for autonomous robot control systems to be designed.

Keywords: autonomous robot, intelligent control, group control, multi-agent robotic system, automatic docking, counter-growth RRT method

• Submitted: 18.02.2023 • Revised: 13.06.2023 • Accepted: 04.12.2023

For citation: Golubov V.V., Manko S.V. Automation of autonomous mobile robot docking based on the counter growth rapidly exploring random tree method. *Russ. Technol. J.* 2024;12(1):7–14. <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2024-12-1-7-14>

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

Современные образцы полуавтоматических и автономных роботов должны обладать комплексом возможностей для анализа полученной информации, оценки обстановки в текущий момент времени, планирования своих действий с последующей отработкой в соответствии с заданными критериями качества.

Следует отметить, что специфика группового управления роботами в составе объединенной группировки предполагает необходимость их взаимной координации, в т.ч. при решении задач планирования перемещений и маршрутизации. Анализ специфики этих задач с учетом допустимых постановок является крайне важным вопросом, который во многом предопределяет выбор адекватных алгоритмических решений.

ОСОБЕННОСТИ АВТОМАТИЧЕСКОЙ СТЫКОВКИ КАК ЗАДАЧИ ГРУППОВОГО УПРАВЛЕНИЯ АВТОНОМНЫМИ РОБОТАМИ

В множестве задач группового управления роботами автоматическая стыковка также может рассматриваться в качестве типовой для некоторых

прикладных сфер [1]. Ярким и показательным примером этого служит высокоточное перемещение элементов крупноразмерных конструкций с помощью робототехнических транспортных платформ «KUKAomniMove» (KUKAAG, Германия) (рис. 1), используемых в авиационной и машиностроительной промышленности при сборке корпусов самолетов, скоростных поездов и других габаритных изделий. Многоколесная робототехническая платформа «KUKAomniMove» способна функционировать в режиме дистанционного или полуавтоматического управления. При необходимости робототехнические транспортные платформы такого типа, оснащаемые специальными устройствами сопряжения, могут стыковаться между собой под контролем оператора, обеспечивая транспортировку объектов соответствующего веса и размера.

Для роботов с трансформируемой структурой автоматическая стыковка мехатронно-модульных элементов, обладающих собственной подвижностью, представляет собой составной этап синтеза новой конфигурации, как показано на рис. 2 [2–6].

В общем случае операции автоматической стыковки характеризуются сложностью априорно неизвестной обстановки, определяемой значительным исходным удалением роботов друг от друга,

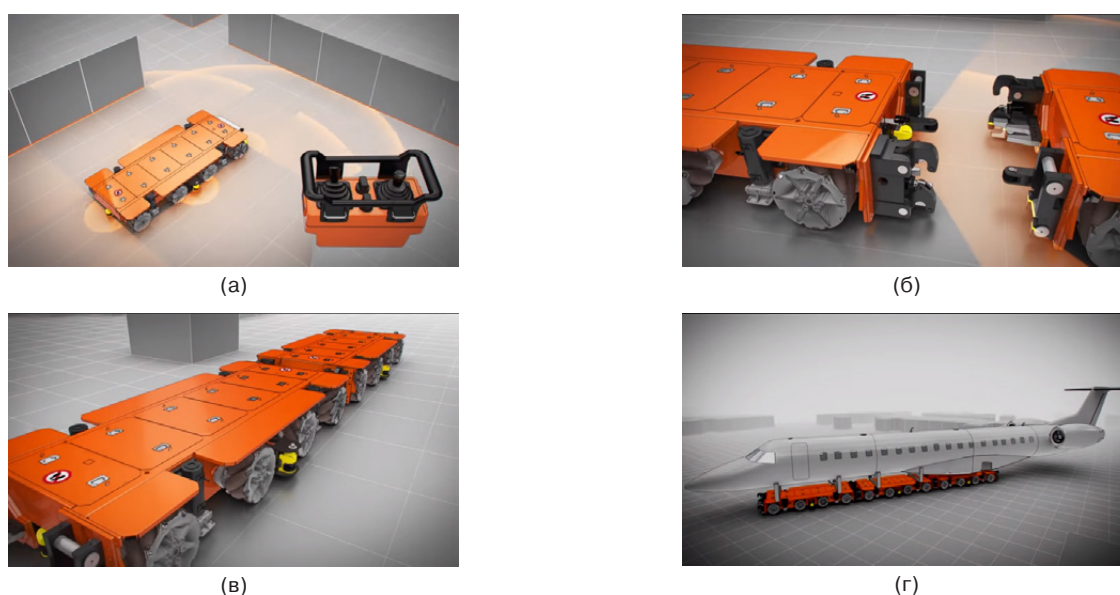


Рис. 1. Робототехническая транспортная платформа «KUKAomniMove» (KUKAAG, Германия): общий вид платформы и ручного пульта дистанционного управления (а); средства стыковки (б); робототехнические транспортные платформы в состыкованном состоянии (в); транспортировка крупногабаритных изделий (г)



(a)



(б)



(в)

Рис. 2. Реконфигурируемый мехатронно-модульный робот «SMORES» (UPenn, США): автономный мехатронный модуль (а); автоматическая стыковка модулей (б); синтезированная структура (в)

отсутствием условий взаимной видимости, а также возможным наличием препятствий, дальность обнаружения которых ограничивается параметрами используемых информационно-измерительных средств. При этом особый интерес и сложность представляет такая постановка задачи, когда при выполнении своей автоматической стыковки оба робота играют активную роль. Один из перспективных подходов к созданию специальных инструментальных средств, реализующих функции автоматической стыковки автономных роботов в составе программно-алгоритмического обеспечения их систем управления, связан с развитием и децентрализацией метода поисковых случайных деревьев со встречным ростом RRT-Connect (counter-growth rapidly-exploring random tree method).

РАЗВИТИЕ МЕТОДА ПОИСКОВЫХ СЛУЧАЙНЫХ ДЕРЕВЬЕВ СО ВСТРЕЧНЫМ РОСТОМ ДЛЯ АВТОМАТИЗАЦИИ СТЫКОВКИ АВТОНОМНЫХ МОБИЛЬНЫХ РОБОТОВ

Главная особенность методов семейства RRT заключается в оригинальном подходе к планированию перемещений робота на основе построения древовидных моделей изменения его допустимых состояний [7, 8].

Если в классическом варианте метода RRT синтез дерева осуществляется из точки исходного состояния робота вплоть до достижения заданного целевого, то версия RRT-Connect предполагает, что и исходная, и целевая точка искомого маршрута являются корневыми узлами древовидных структур, процедура формирования которых завершается в момент первой взаимной смычки генерируемых ветвей [9]. С точностью до способа своего воплощения метод поисковых случайных деревьев со встречным ростом RRT-Connect [10], ориентированный на решение задач прокладки маршрута между двумя точками, может служить эффективным инструментом для планирования движений

автономных мобильных роботов различной структуры [11] по ходу их взаимного сближения и автоматической стыковки [12–14].

Применение метода RRT-Connect для решения задач автоматизации стыковки автономных мобильных роботов предполагает необходимость его модификации в соответствии со следующими требованиями, регламентирующими внесение необходимых изменений и дополнений:

- децентрализация вычислительной процедуры с разделением на параллельные процессы генерации деревьев со встречным ростом по единому алгоритму для обоих участников операции стыковки;
- координация выполняемых процессов на уровне взаимного обмена данными о текущей конфигурации формируемых деревьев и наблюдаемых ограничениях;
- инициализация корневых узлов синтезируемых деревьев в точках исходного расположения роботов перед началом операции их стыковки в привязке к общей системе координат;
- одновременное завершение процессов генерации деревьев при первом взаимном смыкании ветвей.

На рис. 3 представлена обобщенная блок-схема алгоритма, реализующего децентрализованную модификацию метода поисковых случайных деревьев со встречным ростом RRT-Connect для планирования движений роботов при их автоматической стыковке. Следует отметить, что программная реализация алгоритма должна предусматривать возможность повторной инициализации построенного дерева и всей маршрутной сети для их трансформации в случае обнаружения препятствий при движении робота по ранее проложенному пути.

Принципиальная возможность автоматической стыковки автономных роботов в среде с препятствиями на основе децентрализованной модификации метода RRT-Connect подтверждается результатами комплексного компьютерного моделирования, фрагменты которого приведены на рис. 4.

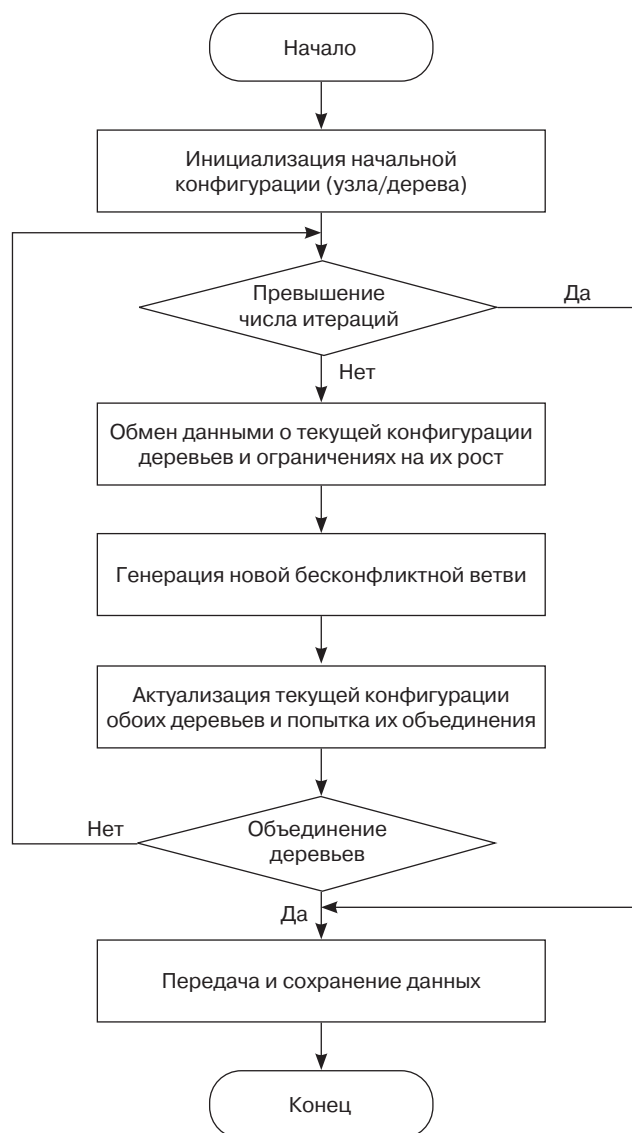


Рис. 3. Обобщенная блок-схема алгоритма, реализующего децентрализованную модификацию метода поисковых случайных деревьев со встречным ростом RRT-Connect для планирования движений роботов при их автоматической стыковке

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ОТРАБОТКА ПРОГРАММНО-АЛГОРИТМИЧЕСКИХ СРЕДСТВ АВТОМАТИЗАЦИИ СТЫКОВКИ АВТОНОМНЫХ МОБИЛЬНЫХ РОБОТОВ НА ОСНОВЕ ДЕЦЕНТРАЛИЗОВАННОЙ МОДИФИКАЦИИ МЕТОДА RRT-CONNECT

Оценка практической реализуемости подхода, основанного на применении децентрализованной модификации метода поисковых случайных деревьев со встречным ростом RRT-Connect для автоматизации стыковки автономных мобильных роботов, осуществлялась в рамках серии натурных экспериментов на специализированном лабораторном полигоне. Этот исследовательский полигон,

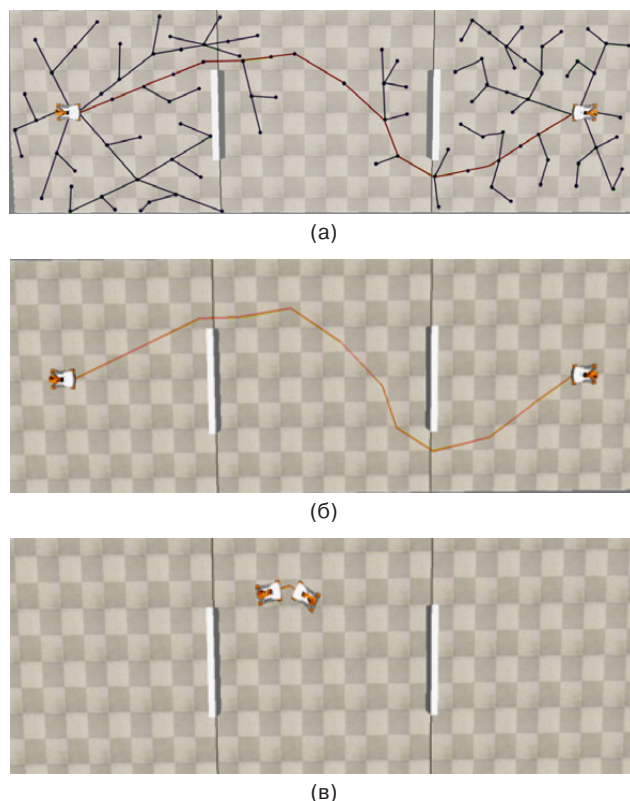


Рис. 4. Компьютерное моделирование автоматической стыковки автономных роботов в среде с препятствиями на основе децентрализованной модификацию метода поисковых случайных деревьев со встречным ростом RRT-Connect

общий вид которого представлен на рис. 5а, предназначен для отладки и верификации средств и методов интеллектуального и группового управления автономными подвижными объектами и включает в свой состав многочисленный парк мобильных робототехнических платформ типа «Jetson Nano JetBot AI kit Nvidia»¹ (производители – NVIDIA, Waveshare, США), сетевое оборудование для поддержания каналов беспроводной связи и камеры внешнего наблюдения для контроля за рабочей обстановкой и решения задач визуальной навигации.

Мобильная робототехническая платформа «JetBot AI kit Nvidia», показанная на рис. 5б), обладает широкими потенциальными возможностями и оснащается высокопроизводительным микрокомпьютером «Jetson Nano» (NVIDIA, Waveshare, США), малоразмерной видеокамерой (а при необходимости и другими информационно-измерительными средствами), устройством беспроводной сетевой связи, а также автономным источником питания на базе аккумуляторных батарей.

¹ <https://www.waveshare.com/jetbot-ai-kit.htm>. Дата обращения 15.01.2022. / Accessed January 15, 2022.



(a)



(b)

Рис. 5. Специализированный лабораторный полигон для отладки и верификации средств и методов интеллектуального и группового управления подвижными объектами (а) на базе автономных мобильных робототехнических платформ типа «Jetson Nano JetBot AI kit Nvidia» (б)

Обобщенная структура комплекта программно-алгоритмических средств для обеспечения автоматической стыковки автономных роботов приведена на рис. 6 и включает:

- подсистему планирования перемещений на основе децентрализованной версии метода RRT-Connect;
- подсистему навигации, обеспечивающую определение текущих координат и ориентацию робота;

- подсистему детектирования препятствий и картографирования на основе обработки изображений с бортовой камеры;
- подсистему беспроводной сетевой связи для взаимного обмена данными со вторым участником стыковки;
- подсистему управления движением, обеспечивающую перемещение робота вдоль формируемого маршрута.

Принципы построения подсистемы навигации основаны на обработке изображений с камер внешнего наблюдения с распознаванием и локализацией ArUco-меток [15], используемых для маркировки роботов, как показано на рис. 7.

Необходимое информационное взаимодействие автономных роботов на всех стадиях планирования и выполнения их автоматической стыковки реализуется в соответствии со стандартами Wi-Fi-технологии беспроводной сетевой связи с использованием протокола UDP (user datagram protocol).

Подсистема планирования перемещений основана на использовании децентрализованной версии метода поисковых случайных деревьев со встречным ростом RRT-Connect, и обеспечивает формирование

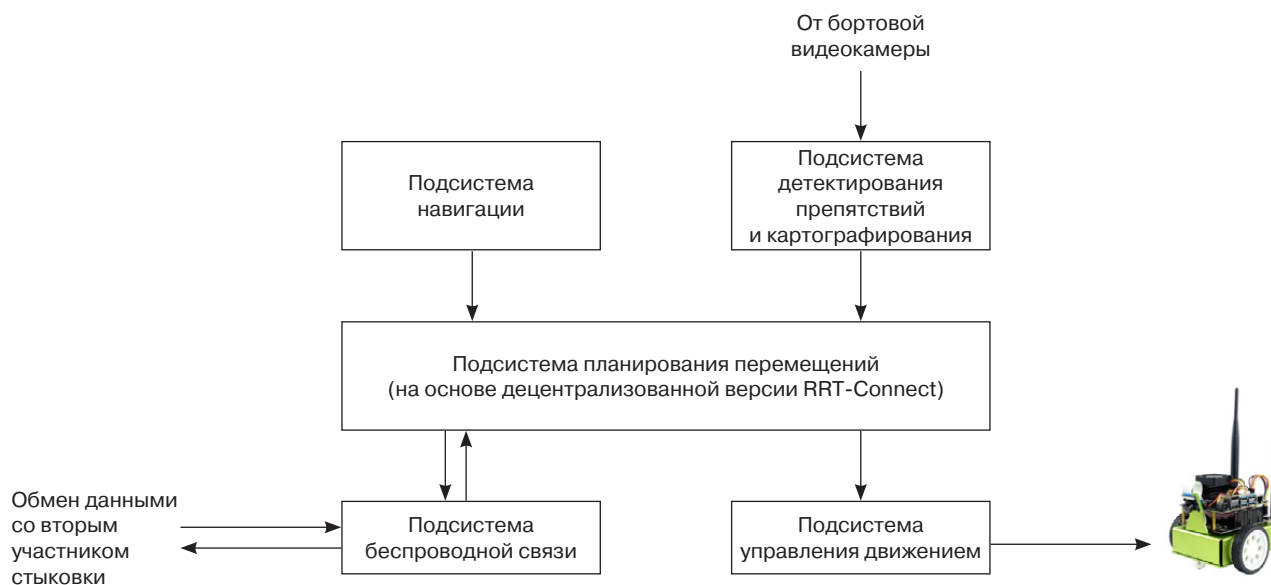
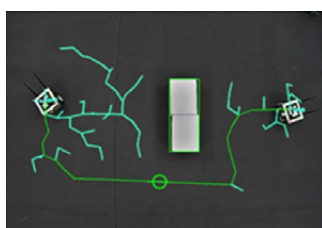
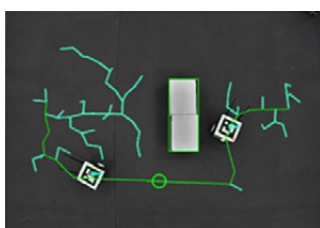


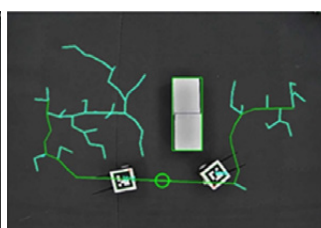
Рис. 6. Обобщенная структура бортового комплекта программно-алгоритмических средств для обеспечения автоматической стыковки автономных мобильных роботов



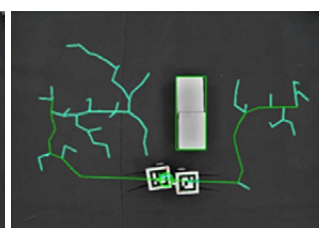
(a)



(б)



(в)



(г)

Рис. 7. Фрагменты натурального эксперимента по эмуляции автоматической стыковки автономных мобильных роботов

маршрутной сети для построения траектории сближения робота со вторым участником стыковки. Взаимонаправленный рост деревьев, одновременно генерируемых планировщиками обоих роботов, координируется по каналам беспроводной сетевой связи с обменом наборами необходимых данных.

Состав передаваемой информации отражает текущую конфигурацию деревьев, а также местоположение препятствий, наблюдаемых подсистемой их обнаружения и картографирования. При этом области, находящиеся вне зоны действия средств сенсорного контроля внешней обстановки, считаются свободными от препятствий.

Окончание этапа планирования в момент первого смыкания ветвей синтезируемых деревьев обуславливает переход к следующей стадии автоматической стыковки автономных роботов, связанной с управлением их движением вдоль сформированных маршрутов к предполагаемой точке встречи.

При обнаружении ранее ненаблюдаемых препятствий движение роботов приостанавливается с возобновлением работы планировщиков и перезапуском процедур построения маршрута на основе децентрализованной модификации метода поисковых случайных деревьев со встречным ростом RRT-Connect.

Повторный запуск планировщика предполагает последовательное выполнение следующих действий:

- реинициализация маршрутного дерева с проверкой условий соответствия новым ограничениям на предмет пересечения его ветвей с границами обнаруженных препятствий;
- удаление всех ветвей дерева, не удовлетворяющих условиям проверки;
- удаление ветвей, потерявших связь с корневой вершиной по итогам выполнения предыдущего шага;

- при нарушении целостности пути к точке стыковки со вторым роботом возобновление процесса генерации реконструированного дерева до прокладки маршрута к новому месту встречи;
- переход к этапу продолжения движения.

Работоспособность и эффективность средств автоматической стыковки автономных роботов на основе децентрализованной модификации метода поисковых случайных деревьев со встречным ростом RRT-Connect подтверждаются результатами натурных экспериментов, фрагменты одного из которых представлены на рис. 7.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Анализ трудов российских и зарубежных авторов показывает, что акцентированное внимание, уделяемое развитию метода поисковых случайных деревьев, обусловлено широкими возможностями его применения для решения задач планирования перемещений как мобильных, так и манипуляционных роботов, включая робототехнические системы с размещением бортового манипулятора (в т.ч. с избыточной или реконфигурируемой структурой) на транспортной платформе. Представленная модификация метода дополняет состав решаемых им задач, позволяя обеспечить автоматизацию стыковки автономных роботов. Полученные результаты открывают перспективы создания универсальных планировщиков с расширенным функционалом для систем управления автономными роботами.

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 / REFERENCES

1. Wang Y., Shan M., Yue Y., Wang D. Autonomous Target Docking of Nonholonomic Mobile Robots Using Relative Pose Measurements. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 2021;68(8):7233–7243. <https://doi.org/10.1109/TIE.2020.3001805>
2. Davey J., Kwok N., Yim M. Emulating self-reconfigurable robots – design of the SMORES system. In: *2012 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems*. 2012. P. 4464–4469. <https://doi.org/10.1109/IROS.2012.6385845>
3. Tosun T., Daudelin J., Jing G., Kress-Gazit H., Campbell M., Yim M. Perception-informed autonomous environment augmentation with modular robots. In: *2018 IEEE International Conference on Robotics and Automation*. 2018. P. 6818–6824. <https://doi.org/10.1109/ICRA.2018.8463155>
4. Liu C., Lin Q., Kim H., Yim M. *SMORES-EP, a Modular Robot with Parallel Self-assembly*. arXiv preprint or arXiv:2014.00800v2. <https://doi.org/10.48550/arXiv.2104.00800>
5. Knizhnik G., Yim M. Docking and Undocking a Modular Underactuated Oscillating Swimming Robot. In: *2021 IEEE International Conference on Robotics and Automation*. 2021. P. 6754–6760. <https://doi.org/10.1109/ICRA48506.2021.9562033>
6. Sohal S.S., Sebastian B., Ben-Tzvi P. Autonomous Docking of Hybrid-Wheeled Modular Robots with an Integrated Active Genderless Docking Mechanism. *J. Mechanisms Robotics*. 2021;14(1):011010. <https://doi.org/10.1115/1.4051519>
7. LaValle S.M., Kuffner J. Rapidly-Exploring Random Trees: Progress and Prospects. In: Donald B., Lynch K., Rus D. (Eds.). *Algorithmic and Computational Robotics*. NY: CRC Press; 2001. P. 293–308. <https://doi.org/10.1201/9781439864135>

8. Голубов В.В., Манько С.В. Особенности и перспективы применения метода поисковых случайных деревьев для планирования перемещений автономных роботов. *Russ. Technol. J.* 2023;11(6):16–27. <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2023-11-6-16-27>
[Golubov V.V., Manko S.V. Features and perspectives of application of the search random trees method for movement planning of autonomous robots. *Russ. Technol. J.* 2023;11(6):16–27 (in Russ.). <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2023-11-6-16-27>]
9. Kuffner J., LaValle S.M. RRT-Connect: An Efficient Approach to Single-Query Path Planning. In: *2000 IEEE International Conference on Robotics and Automation*. 2000. P. 995–1001. <https://doi.org/10.1109/ROBOT.2000.844730>
10. Kang J.G., Lim D.W., Choi Y.S., Jang W.J., Jung J.W. Improved RRT-Connect Algorithm Based on Triangular Inequality for Robot Path Planning. *Sensors*. 2021;21(2):333. <https://doi.org/10.3390/s21020333>
11. Gravot F., Haneda A., Okada K., Inaba N. Cooking for humanoid robot, a task that needs symbolic and geometric reasonings. In: *2006 IEEE International Conference on Robotics and Automation*. 2006. P. 462–467. <https://doi.org/10.1109/ROBOT.2006.1641754>
12. Zahroof T., Byland A., Shageer H., Pavone M. Perception-Constrained Robot Manipulator Planning for Satellite Servicing. In: *2019 IEEE Aerospace Conference*. 2019. P. 1–10. <https://doi.org/10.1109/AERO.2019.8741569>
13. Klemm S., Essinger M., Oberländer J., Zofka M.R., Kuhnt F., Weber M., Kohlhaas R., Kohs A., Roennau A., Schamm T., Zöllner J.M. Autonomous multi-story navigation for valet parking. In: *2016 IEEE 19th International Conference on Intelligent Transportation Systems*. 2016. P. 1126–1133. <https://doi.org/10.1109/ITSC.2016.7795698>
14. Han P., Li G., Zhang H. Leveraging Past Experience for Path planning of Marine Vessel: A Docking Example. *Modeling, Identification and Control*. 2022;43(3):101–109. <http://doi.org/10.4173/mic.2022.3.2>
15. Garrido-Jurado S., Muñoz-Salinas R., Madrid-Cuevas F.J., Marin-Jiménez M.J. Automatic generation and detection of highly reliable fiducial markers under occlusion. *Pattern Recognition*. 2014;47(6):2280–2292. <https://doi.org/10.1016/j.patcog.2014.01.005>

Об авторах

Голубов Владимир Васильевич, аспирант, кафедра проблем управления Института искусственного интеллекта ФГБОУ ВО «МИРЭА – Российский технологический университет» (119454, Россия, Москва, пр-т Вернадского, д. 78). E-mail: golubov@mirea.ru. <https://orcid.org/0009-0007-9227-6184>

Манько Сергей Викторович, д.т.н., профессор, кафедра проблем управления Института искусственного интеллекта ФГБОУ ВО «МИРЭА – Российский технологический университет» (119454, Россия, Москва, пр-т Вернадского, д. 78). Лауреат премии Правительства Российской Федерации в области образования, Член научного Совета по робототехнике и мехатронике Российской академии наук. E-mail: manko@mirea.ru. Scopus Author ID 55761014700, SPIN-код РИНЦ 2070-1592, <https://orcid.org/0000-0002-6297-8894>

About the authors

Vladimir V. Golubov, Postgraduate Student, Department of Problems Control, Institute of Artificial Intelligence, MIREA – Russian Technological University (78, Vernadskogo pr., Moscow, 119454 Russia). E-mail: golubov@mirea.ru. <https://orcid.org/0009-0007-9227-6184>

Sergey V. Manko, Dr. Sci. (Eng.), Professor, Department of Problems Control, Institute of Artificial Intelligence, MIREA – Russian Technological University (78, Vernadskogo pr., Moscow, 119454 Russia). Laureate of the Government Prize of the Russian Federation in the field of education, Member of the Scientific Council on Robotics and Mechatronics of the Russian Academy of Sciences. E-mail: manko@mirea.ru. Scopus Author ID 55761014700, RSCI SPIN-code 2070-1592, <https://orcid.org/0000-0002-6297-8894>

Роботизированные комплексы и системы. Технологии дистанционного зондирования
неразрушающего контроля

Multiple robots (robotic centers) and systems. Remote sensing and non-destructive testing

УДК 621.396.69
<https://doi.org/10.32362/2500-316X-2024-12-1-15-29>



НАУЧНАЯ СТАТЬЯ

Обнаружение дефектов в многослойной печатной плате методом акустической эмиссии

С.У. Увайсов,
Н.Т. Лыу,
К.Д. Нгуен,
Т.Х. Во,
А.В. Долматов[®]

МИРЭА – Российский технологический университет, Москва, 119454 Россия
[®] Автор для переписки, e-mail: dolmatov@mirea.ru

Резюме

Цели. При производстве многослойных печатных плат (МПП) в процессе ламинирования в них могут возникать дефекты в виде расслоений. Они не обнаруживаются оптическими и электрическими методами выходного контроля, но в процессе эксплуатации радиоэлектронного средства могут вызвать нарушения механического режима работы и привести к отказам. Для обнаружения таких дефектов предлагается использовать метод акустической эмиссии (АЭ), основанный на возникновении и распространении акустических волн в МПП, вызванных наличием дефектов. Целью данного исследования является изучение возможности использования метода АЭ для обнаружения дефектов МПП, возникающих, в частности, в процессе ламинирования.

Методы. Для исследования распространения акустических сигналов в МПП при наличии дефектов использовались программа моделирования механических процессов (для исследования на модели МПП) и различные образцы двухслойных печатных плат с заранее внесенными дефектами (для экспериментальных исследований). В качестве источника акустических сигналов использовался соленоид, установленный на МПП, а для приема сигналов – пьезоэлектрический датчик. Обработка данных проводилась путем сравнения сигналов АЭ, полученных для исправного образца МПП и для образцов МПП с дефектами.

Результаты. Проведено моделирование распространения акустического сигнала в МПП в исправном и неисправном (с прямоугольным дефектом в виде расслоения) состояниях, которое показало различие полученных сигналов в точке установки датчика. Также были проведены экспериментальные исследования с целью изучения применимости метода АЭ для выявления дефектов различного размера и количества.

Выводы. Исследования показали, что метод АЭ позволяет достаточно эффективно и достоверно обнаруживать наличие дефектов в МПП, возникающих в процессе ламинирования. В данном исследовании предлагается новый подход к неразрушающему контролю МПП с использованием метода АЭ, который может значительно повысить надежность МПП и эффективность процессов их производства.

Ключевые слова: акустическая эмиссия, многослойная печатная плата, обнаружение дефектов, расслоение, неразрушающий контроль

• Поступила: 05.05.2023 • Доработана: 03.07.2023 • Принята к опубликованию: 12.12.2023

Для цитирования: Увайсов С.У., Лыу Н.Т., Нгуен К.Д., Во Т.Х., Долматов А.В. Обнаружение дефектов в многослойной печатной плате методом акустической эмиссии. *Russ. Technol. J.* 2024;12(1):15–29. <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2024-12-1-15-29>

Прозрачность финансовой деятельности: Авторы не имеют финансовой заинтересованности в представленных материалах или методах.

Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

RESEARCH ARTICLE

Detection of defects in printed circuit boards by the acoustic emission method

Saygid U. Uvaysov,
Ngoc T. Luu,
Cong D. Nguyen,
The H. Vo,
Aleksey V. Dolmatov @

MIREA – Russian Technological University, Moscow, 119454 Russia

@ Corresponding author, e-mail: dolmatov@mirea.ru

Abstract

Objectives. Defects in the form of layering may occur during lamination in the production of multilayer printed circuit boards (MPCB). These defects cannot be detected by optical and electrical methods of output control. However, they can lead to breaches of the mechanical mode of operation and failures while running radioelectronic devices. In order to detect such defects, the acoustic emission (AE) method is proposed. This is based on the occurrence and propagation of acoustic waves in MPCBs caused by the presence of defects. The aim of this study is to investigate the possibility of using the AE method to detect defects in multilayer printed circuit boards. These defects can occur, in particular, in the lamination process.

Methods. A mechanical processes modeling program (for research on the MPCB model) and various samples of two-layer printed circuit boards with pre-introduced defects (for experimental studies) were used to study the propagation of acoustic signals in the MPCB in the presence of defects. A solenoid mounted on the MPCB was used as a source of acoustic signals, while a piezoelectric sensor was used to receive signals. Data processing was carried out by comparing AE signals obtained for a serviceable MPCB sample and for MPCB samples with defects.

Results. Simulation of the acoustic signal propagation in MPCBs in serviceable and faulty (with a rectangular defect in the form of delamination) states was carried out to show the difference in the received signals at the sensor installation point. Experimental studies were also conducted to examine the AE method applicability for detecting defects of various sizes and quantities.

Conclusions. The studies demonstrated that the AE method allows the presence of defects in MPCB occurring during the lamination process to be detected effectively and reliably. This study proposes a new approach to non-destructive testing of MPCB using the AE method. This method significantly increases the reliability of MPCBs and the efficiency of their production processes.

Keywords: acoustic emission, multilayer printed circuit board, defect detection, delamination, non-destructive testing

• Submitted: 05.05.2023 • Revised: 03.07.2023 • Accepted: 12.12.2023

For citation: Uvaysov S.U., Luu N.T., Nguyen C.D., Vo Th.H., Dolmatov A.V. Detection of defects in printed circuit boards by the acoustic emission method. *Russ. Technol. J.* 2024;12(1):15–29. <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2024-12-1-15-29>

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

Многослойные печатные платы (МПП) являются важным компонентом многих электронных устройств, и контроль их качества имеет решающее значение для обеспечения надежности и функциональности этих устройств. Одним из наиболее важных этапов производства МПП является процесс ламинирования, который включает соединение нескольких слоев диэлектрического материала, плакированного медью, для формирования многослойной платы¹. Процесс ламинирования подвержен таким дефектам, как расслоение, трещины и пустоты, которые могут ухудшить электрические и механические свойства печатной платы.

Для обнаружения дефектов МПП разработаны различные методы неразрушающего контроля, такие как рентгеновский контроль, оптическая микроскопия и ультразвуковой контроль. Однако эти методы имеют ограничения с точки зрения стоимости, времени и точности. Метод акустической эмиссии (АЭ) – это метод неразрушающего контроля, который в последние годы привлекает все большее внимание благодаря своей высокой чувствительности, возможности мониторинга в режиме реального времени и возможности бесконтактного обнаружения дефектов².

АЭ представляет собой явление, связанное с генерацией упругих волн в результате внезапного и локализованного выброса энергии внутри материала [1]. Волны АЭ могут быть захвачены и проанализированы для получения информации о местоположении, величине и типе дефекта в материале МПП. Использование метода АЭ для обнаружения дефектов в МПП исследовалось учеными и специалистами [2–4].

¹ Покровская М.В., Попова Т.А. *Материалы и элементы конструкций РЭС: учебное пособие. Часть 1: Материаловедение и конструкционные материалы.* М.: РТУ МИРЭА; 2021. 200 с. [Pokrovskaya M.V., Popova T.A. *Materials and structural elements of the REM. Textbook. Part 1: Material science and structural materials.* Moscow: RTU MIREA; 2021. 200 p. (in Russ.).]

² Носов В.В., Ямилова А.Р. *Метод акустической эмиссии: учебное пособие.* СПб.: Лань; 2022. 304 с. [Nosov V.V., Yamilova A.R. *Acoustic emission method. Textbook.* St. Petersburg: Lan; 2022. 304 p. (in Russ.).]

В данном исследовании рассматривается возможность применения метода АЭ для обнаружения дефектов, возникающих в процессе ламинирования МПП. В качестве источника для генерации сигналов АЭ используется соленоид, а в качестве датчика для захвата сигналов – пьезоэлектрическая пластина. С целью оценки эффективности метода АЭ для обнаружения дефектов осуществляется сравнение сигналов, полученных для МПП с дефектами и исправной МПП.

Целью данного исследования является разработка метода неразрушающего контроля для обнаружения дефектов в МПП, возникающих в процессе ламинирования, который может значительно повысить надежность и эффективность производства МПП. В работе исследовался вопрос, может ли метод АЭ эффективно обнаруживать дефекты в МПП, которые могут образовываться в процессе ламинирования, и если да, то каковы преимущества и ограничения этого метода по сравнению с другими существующими методами.

ЛИТЕРАТУРНЫЙ ОБЗОР

В нескольких исследованиях изучалось использование метода АЭ для обнаружения дефектов в печатных платах. Жао и др. (2015 г.) использовали метод АЭ для обнаружения дефектов в печатных платах в процессе сверления отверстий [5]. Было обнаружено, что сигналы АЭ можно использовать для различения различных типов дефектов: неполное отверстие, заусенец и прорыв. Лиу и др. (2018 г.) разработали метод обнаружения расслоения в МПП с использованием метода АЭ [6]. Для этого был использован обрыв грифеля карандаша в качестве источника АЭ и пьезоэлектрический преобразователь в качестве датчика для обнаружения сигналов АЭ. В результате было установлено, что сигналы АЭ можно использовать для обнаружения наличия и местоположения расслоения в МПП.

В другом исследовании Чен и др. (2020 г.) изучали использование метода АЭ для обнаружения дефектов в гибких печатных платах [7]. Для этого был применен пьезоэлектрический датчик для обнаружения сигналов АЭ, генерируемых проколом иглой гибкой печатной платы. Было обнаружено,

что сигналы АЭ можно использовать для определения местоположения и серьезности дефекта и что этот метод чувствителен к дефектам размером всего 0.5 мм.

Хотя предыдущие исследования показали потенциал метода АЭ для обнаружения дефектов в печатных платах, все еще существуют проблемы с его внедрением в практику диагностирования. Одной из проблем является необходимость использования сложных алгоритмов обработки и анализа различных типов сигналов и шума [8, 9]. Еще одной проблемой является выбор и оптимизация размещения источника и датчика АЭ, что может повлиять на чувствительность и точность метода [10].

Несмотря на эти проблемы, преимущества метода АЭ для обнаружения дефектов в МПП значительны. Метод АЭ представляет собой неразрушающий и бесконтактный метод, который может выполняться в режиме реального времени без необходимости использования дорогостоящего оборудования³ [11, 12]. Сигналы АЭ могут предоставить информацию о местоположении и типе дефекта, что может помочь определить основную причину неисправного состояния и улучшить контроль качества производства МПП [13–15].

МОДЕЛИРОВАНИЕ РАСПРОСТРАНЕНИЯ АКУСТИЧЕСКОГО СИГНАЛА В МПП

Исходные данные для моделирования

При проверке эффективности аналитического моделирования использовалось программное обеспечение *ABAQUS*⁴ для проведения численного анализа точности отклика пьезоэлектрического датчика в модели МПП. Пластина, моделирующая МПП, выполнена из фольгированного стеклотекстолита FR 4 (WAVGAT authorization Store, Китай) размером $0.2 \times 0.15 \times 0.0015$ м. Характеристики материала FR 4 представлены в табл. 1.

Таблица 1. Параметры материала исследуемой МПП

Материал	Плотность, кг/м ³	Модуль упругости, ГПа	Коэффициент Пуассона
FR 4	1850	24	0.136

³ Сыч Т.В. Совершенствование технологии акустико-эмиссионного контроля на основе конечно-элементного анализа акустического тракта: дис. ... канд. техн. наук. М.: СГУПС; 2016. 149 с. [Syh T.V. *The perfection of the acoustic-emission control technology based on the finite-element analysis of the acoustic path*. Diss. Cand. Sci. (Eng.). Moscow: SGUPS; 2016. 149 p. (in Russ.).]

⁴ <https://www.3ds.com/products-services/simulia/products/abaqus/>. Дата обращения 30.08.2023. / Accessed August 30, 2023.

Для моделирования влияния дефекта на распространение сигналов АЭ необходимо переходное возбуждение. Для возбуждения АЭ-сигнала в настоящем исследовании применяется функция зависимости силы возбуждения от времени $F(t)$ (рис. 1) [15], математическое представление которой выглядит следующим образом:

$$F(t) = \begin{cases} F_{\max} (t/t_e), & t \leq t_e, \\ F_{\max} (2 - t_e/t), & t_e \leq t \leq 2t_e, \\ 0, & t \geq 2t_e, \end{cases}$$

где t_e – время достижения максимального значения силы возбуждения $F_{\max}$.

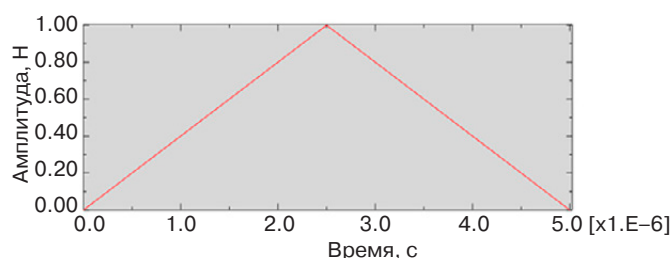


Рис. 1. Функция $F(t)$

Схематическое расположение датчика и источника АЭ, а также модель в программе *ABAQUS* показаны на рис. 2.

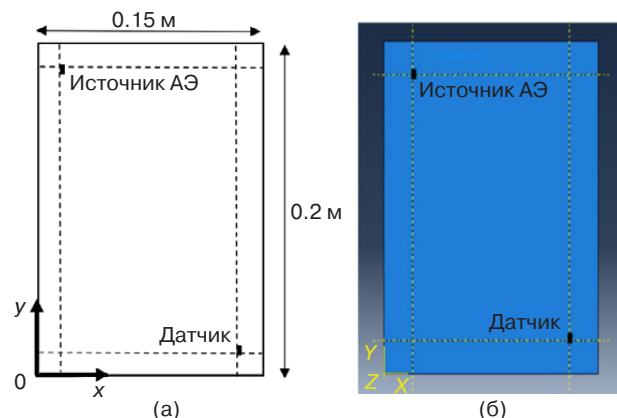
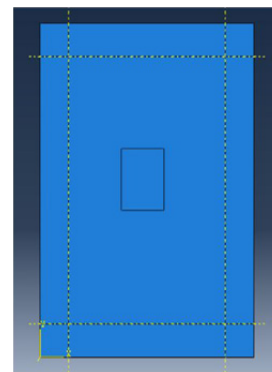


Рис. 2. Схематическое расположение датчика и источника АЭ (а) и модель в программе *ABAQUS* (б)

Для имитации наличия дефекта в виде расслоения в образце МПП в программе *ABAQUS* была создана прямоугольная область размерами 3×3.7 см. Модель МПП с прямоугольным дефектом представлена на рис. 3.

Рис. 3. Модель МПП с прямоугольным дефектом размерами 3×3.7 см



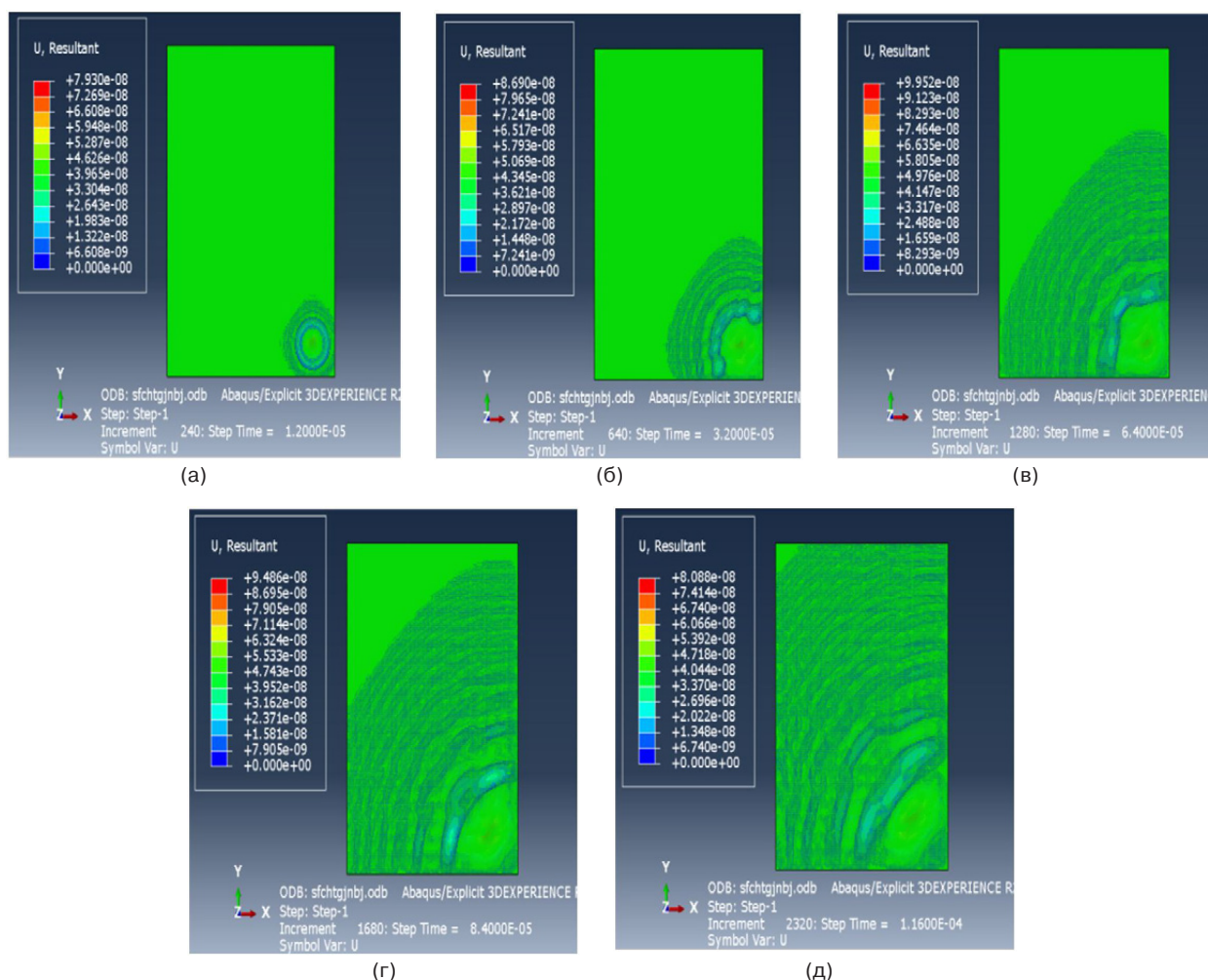


Рис. 4. Процесс распространения акустической волны в МПП при отсутствии дефекта в моменты времени: (а) 0.12 мкс, (б) 0.32 мкс, (в) 0.64 мкс, (г) 0.84 мкс, (д) 1.16 мкс

В данном моделировании было проведено исследование распространения волны и реакции пьезодатчика на сигналы АЭ, генерируемые виртуальным соленоидом, при наличии дефекта. Полученные сигналы используются для дальнейшего анализа и сравнения с сигналами, полученными от образца МПП без дефекта. Результаты эксперимента позволили оценить возможность использования данного подхода для обнаружения дефекта в МПП.

Результат моделирования

Процесс распространения акустической волны в определенные моменты времени (0.12, 0.32, 0.64, 0.84 и 1.16 мкс) в случае отсутствия дефекта в МПП представлен на рис. 4.

Сигнал датчика, получаемый при моделировании в случае отсутствия дефекта в МПП, показан на рис. 5.

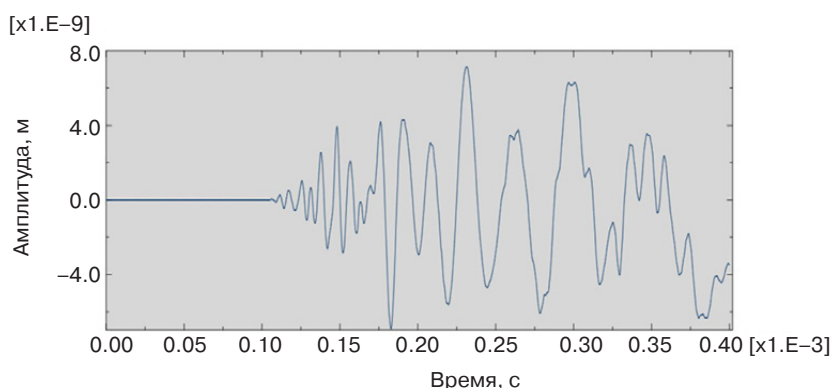


Рис. 5. Сигнал датчика в случае отсутствия дефекта в МПП

Аналогично, при наличии дефекта в МПП (дефект в виде прямоугольника 3×3.7 см), процесс распространения акустической волны по МПП в те же

моменты времени (0.12, 0.32, 0.64, 0.84 и 1.16 мкс) и сигнал датчика приведены на рис. 6 и 7 соответственно.

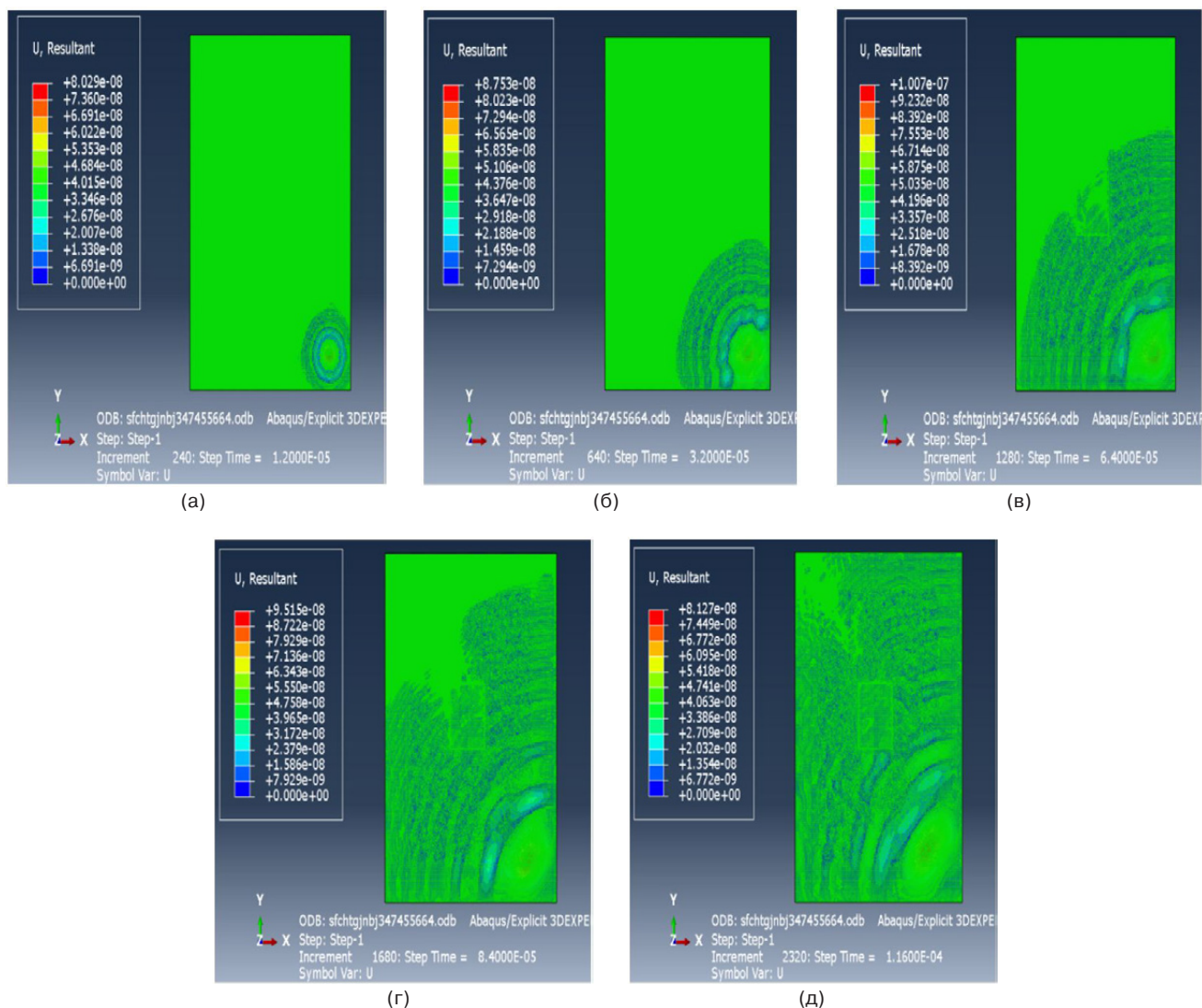


Рис. 6. Процесс распространения акустической волны в МПП при наличии дефекта 3×3.7 см в моменты времени: (а) 0.12 мкс, (б) 0.32 мкс, (в) 0.64 мкс, (г) 0.84 мкс, (д) 1.16 мкс

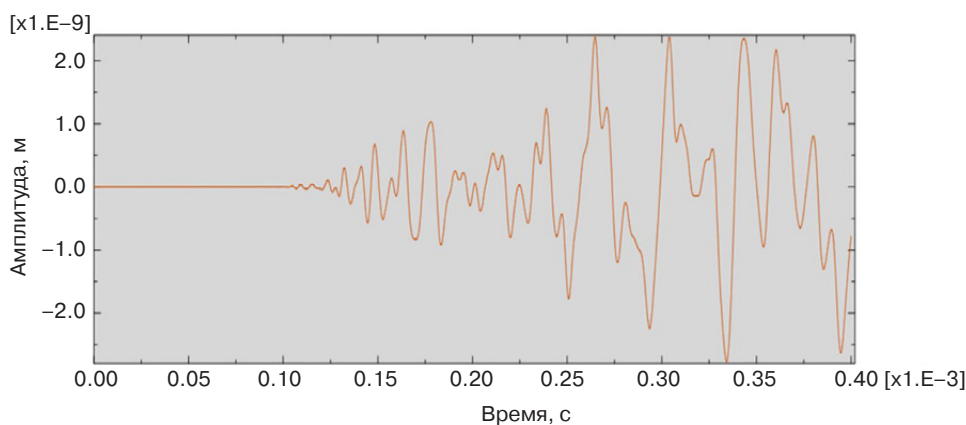


Рис. 7. Сигнал датчика при наличии дефекта в МПП



Рис. 8. Сравнение АЭ-сигналов от датчика при наличии и отсутствии дефекта в МПП

Далее было проведено сравнение сигналов от датчика для двух случаев – при отсутствии и при наличии дефекта (рис. 8).

По результатам сравнения сигналов показано, что наличие дефекта вносит искажение в процесс распространения волны, что приводит к существенным различиям (в несколько раз) амплитуды сигнала и времени прихода сигналов по сравнению со случаем без дефекта.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ НА ДВУСЛОЙНОЙ ПЕЧАТНОЙ ПЛАТЕ

Описание экспериментальной установки

Для проведения экспериментальных исследований была изготовлена установка (рис. 9), которая включала в себя: 1 – чип UNO R3 ATMEGA16U2 + MEGA328P для Arduino uno R3 с макетной платой и кабелем USB (IGMOPNRQ module Store, Китай); 2 – пьезоэлектрическую пластину диаметром 27 мм (KY WIN ROBOT Store, Китай); 3 – ключ питания V3 (Амперка, Россия); 4 – источник переменного тока 12 В (Teslocom, Россия); 5 – соленоид TAU-0520, настроенный на частоту 10 Гц (Амперка, Россия); 6 – двухслойную печатную плату (WAVGAT authorization Store, Китай); 7 – компьютер с программным обеспечением *Audacity*⁵, используемым для захвата и анализа акустических сигналов.

Технические характеристики датчика акустических сигналов приведены в табл. 2. Чертеж и вид датчика представлены на рис. 10.

В экспериментальном исследовании пьезоэлектрическая пластина помещается на поверхность МПП и используется для захвата звуковых волн, которые распространяются после удара соленоида

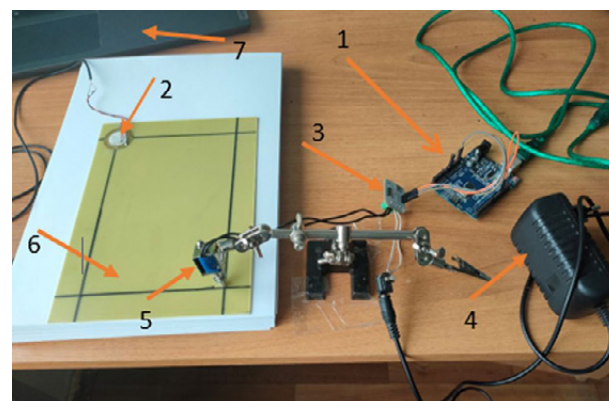


Рис. 9. Вид экспериментальной установки

Таблица 2. Параметры датчика

№ п/п	Наименование параметра	Значение параметра
1	Резонансная частота	3.5 ± 0.5 KHz
2	Резонансное сопротивление	<300 Ом
3	Статическая емкость	28000 pF $\pm 30\%$
4	Температура хранения	от -30 °C до $+70$ °C
5	Материал пластины	медь
6	Внешний диаметр D	27 ± 0.1 мм
7	Внутренний диаметр d	20 ± 0.2 мм
8	Толщина t	0.15 ± 0.05 мм
9	Толщина T	0.35 ± 0.05 мм

⁵ <https://www.audacityteam.org/>. Дата обращения 30.08.2023. / Accessed August 30, 2023.

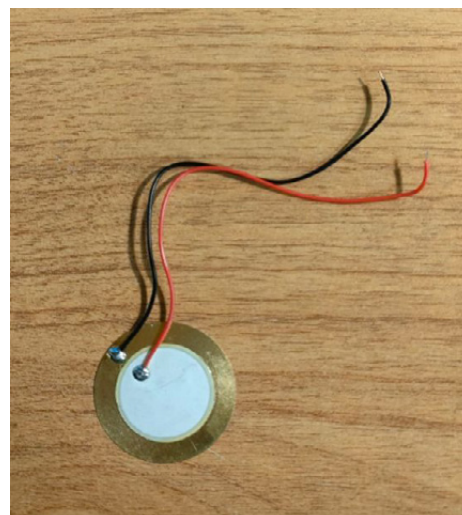
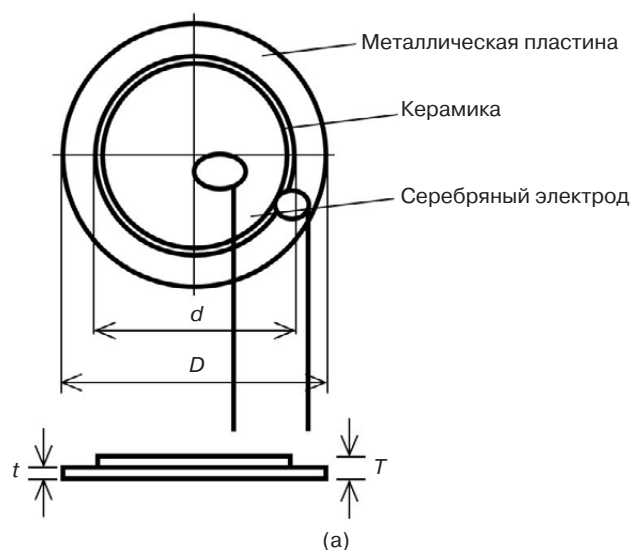


Рис. 10. Чертеж (а) и вид (б) пьезоэлектрического датчика акустических сигналов

Результаты эксперимента при отсутствии дефекта в печатной плате

Для получения и обработки сигналов применена программа *Audacity*. В этой программе используется нормализованное представление акустических сигналов в виде чисел с плавающей запятой от -1 до $+1$, где « -1 » представляет минимально возможный, а « $+1$ » – максимально возможный уровень звука. Использование представления такого типа позволяет *Audacity* точно отображать весь диапазон уровней звука, избегая при этом потенциальной потери точности, которая может возникнуть при представлении на основе целых чисел. Кроме того, это

упрощает выполнение математических операций над аудиосигналами, таких как микширование и обработка, поскольку все сигналы представлены в едином масштабе.

Сначала экспериментальные исследования были проведены на двуслойной печатной плате без дефектов. Соленоидом были сгенерированы три механических удара по печатной плате (с промежутком между ударами 3 с), а пьезоэлектрическим датчиком зафиксированы акустические сигналы (рис. 11). Сравнение полученных сигналов показано на рис. 12. Обнаружено, что сигналы, полученные после трех ударов, были одинаковыми, что указывает на однородность материала печатной платы.

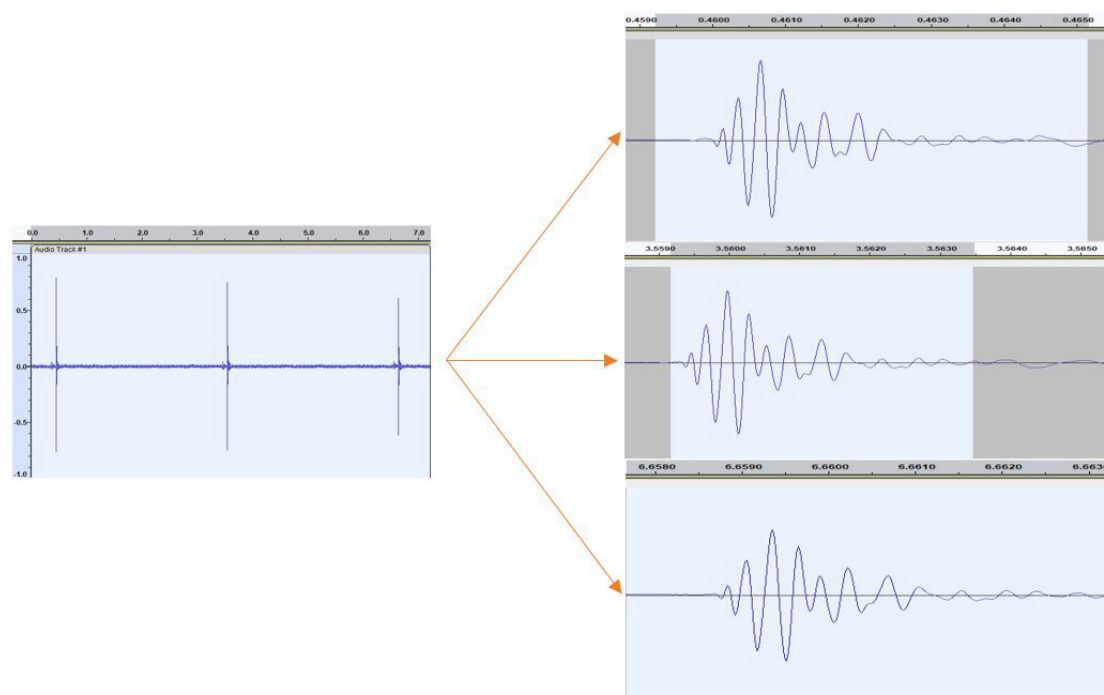


Рис. 11. Получаемый сигнал от датчика после 3 ударов в случае отсутствия дефекта

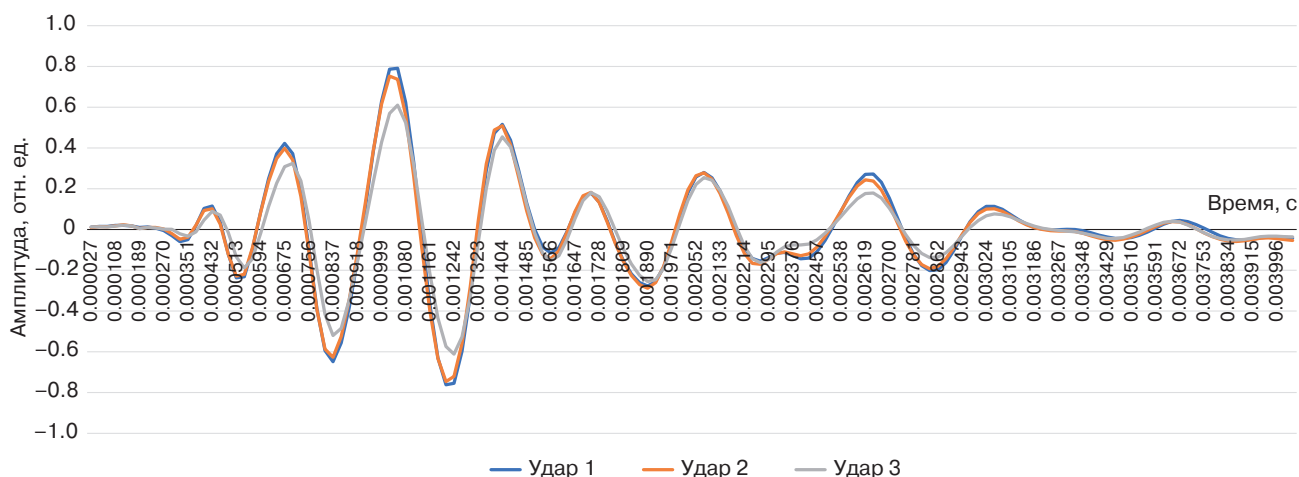


Рис. 12. Сравнение сигналов на датчике при 3 ударах соленоида по печатной плате без дефекта

Результаты эксперимента при наличии дефекта в печатной плате

Далее проведены эксперименты на плате с прямоугольным дефектом размером 3×3.7 см, представленной на рис. 13. Аналогично фиксировались три механических удара соленоидом по печатной плате (рис. 14), после чего было проведено сравнение полученных сигналов с сигналом, полученным при отсутствии дефекта.

Обнаружение наличия дефекта осуществлялось путем сравнения полученных результатов с результатом при отсутствии дефекта. Результат сравнения показан на рис. 15.

По результатам сравнения видно, что наблюдаются значительные различия в сигналах при наличии и отсутствии дефекта. Это свидетельствует

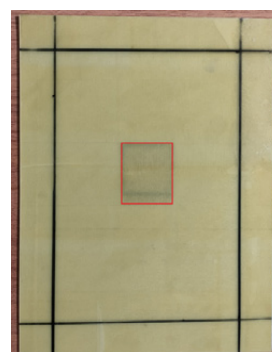


Рис. 13. Печатная плата с прямоугольным дефектом 3×3.7 см (дефект отмечен красной рамкой)

о том, что дефект существенно влияет на процесс распространения акустической волны и принимаемые датчиком акустические сигналы.

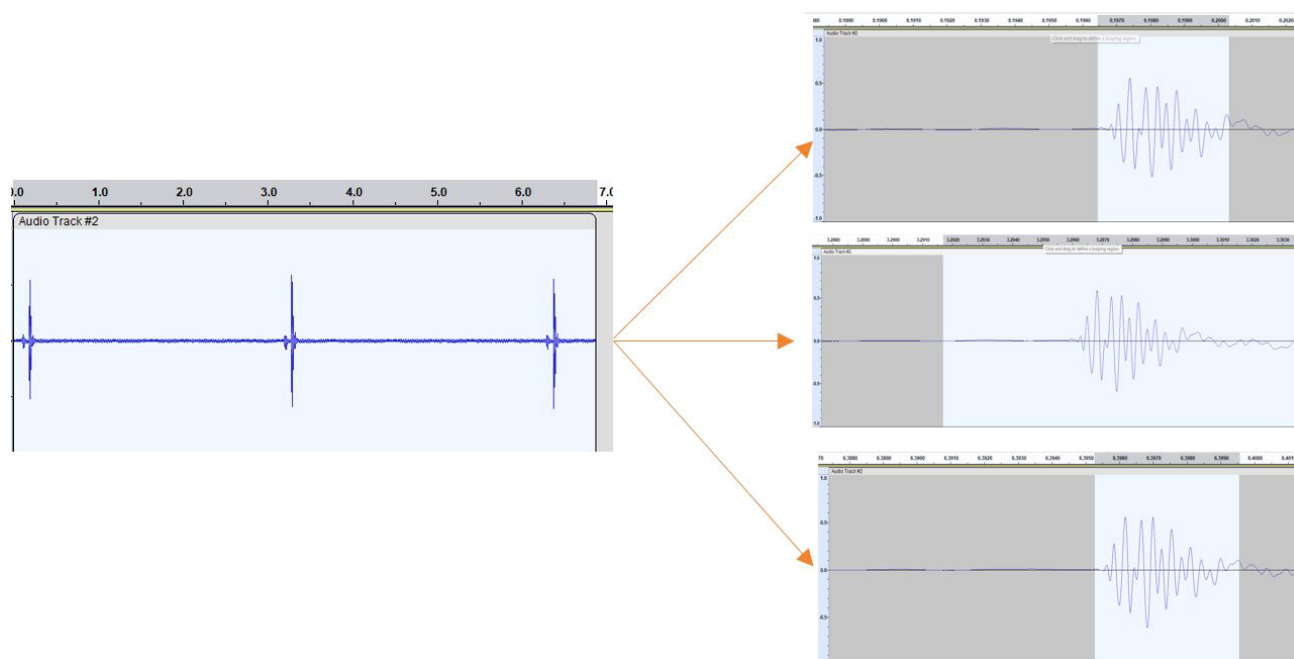


Рис. 14. Сигнал датчика после 3 ударов при наличии дефекта

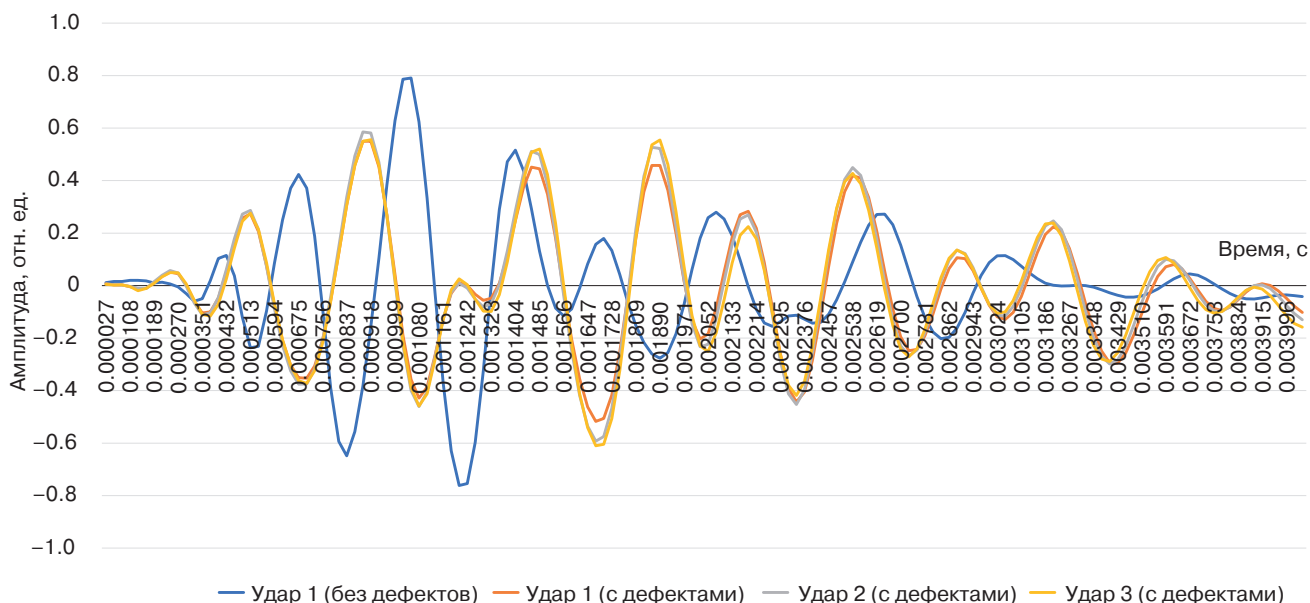


Рис. 15. Сравнение сигналов датчика при 3 ударах соленоида по печатной плате с дефектом 3×3.7 см с сигналом для печатной платы без дефектов

Исследование чувствительности датчика к наличию дефектов различных размеров

Для исследования чувствительности датчика к обнаружению дефектов были изготовлены двуслойные печатные платы с дефектами в виде квадратов с разными размерами сторон: 4, 5, 6 и 7 мм. На МПП с дефектами последовательно наносились три механических удара, и сигналы с датчика сравнивались с сигналом для МПП без дефекта. Результаты исследования приведены на рис. 16–19.

Обнаружено, что сигналы для квадратных дефектов размером 4×4 мм и 5×5 мм схожи с сигналами печатных плат без дефектов, что свидетельствует о невозможности датчика обнаруживать указанные типы дефектов. Однако сигналы для квадратных

дефектов 6×6 мм и 7×7 мм показали значительные различия по сравнению с печатной платой без дефектов, что указывает на то, что датчик может обнаруживать эти типы дефектов.

Далее исследовалось влияние количества квадратных дефектов размером 5×5 мм на способность датчика обнаруживать дефекты. Для этого были созданы печатные платы с двумя (рис. 20), тремя и четырьмя квадратными дефектами размером 5×5 мм, после чего на платы подавалось последовательно наносились три механических удара и фиксировались сигналы датчика (рис. 21–23).

Отмечено, что сигналы для каждого случая значительно отличались от сигналов печатной платы без дефектов. Это говорит о том, что количество дефектов может влиять на результаты, полученные от датчика.

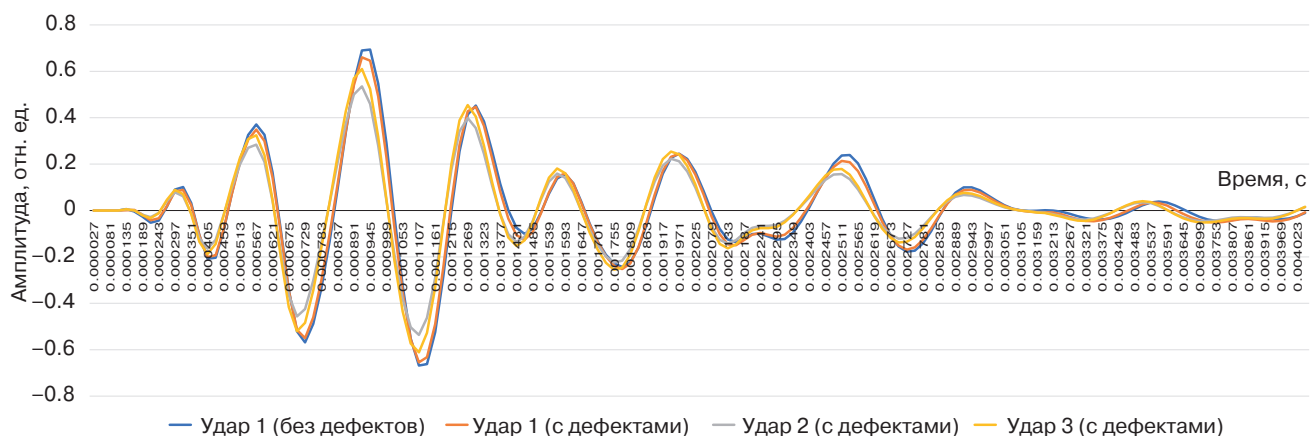


Рис. 16. Сравнение сигналов датчика при 3 ударах соленоида по печатной плате с дефектом 4×4 мм с сигналом для исправной печатной платы

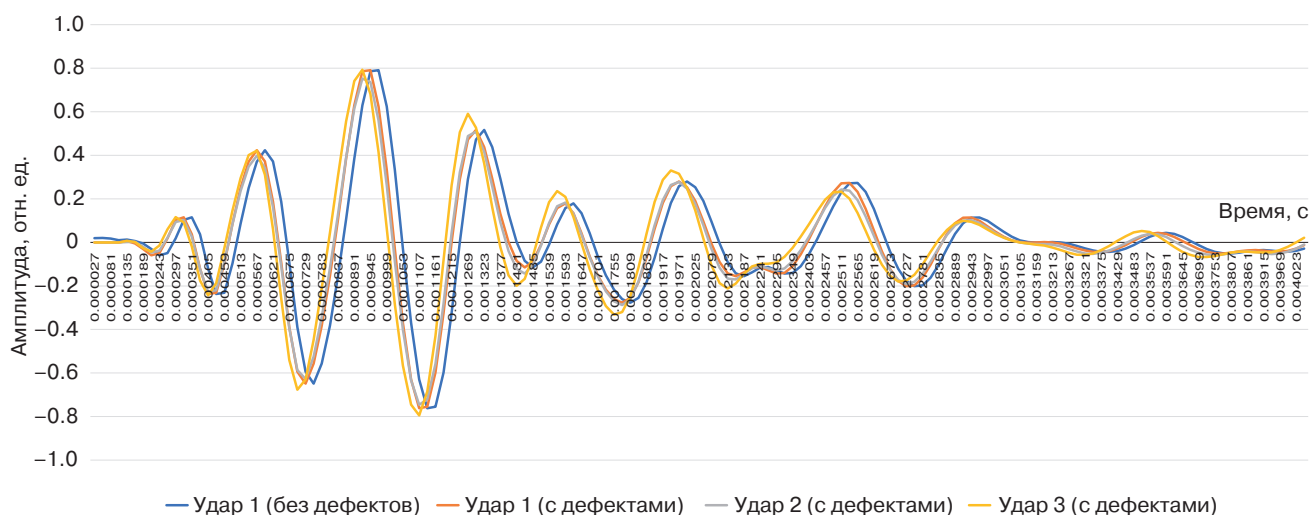


Рис. 17. Сравнение сигналов датчика при 3 ударах соленоида по печатной плате с дефектом 5 × 5 мм с сигналом для печатной платы без дефектов

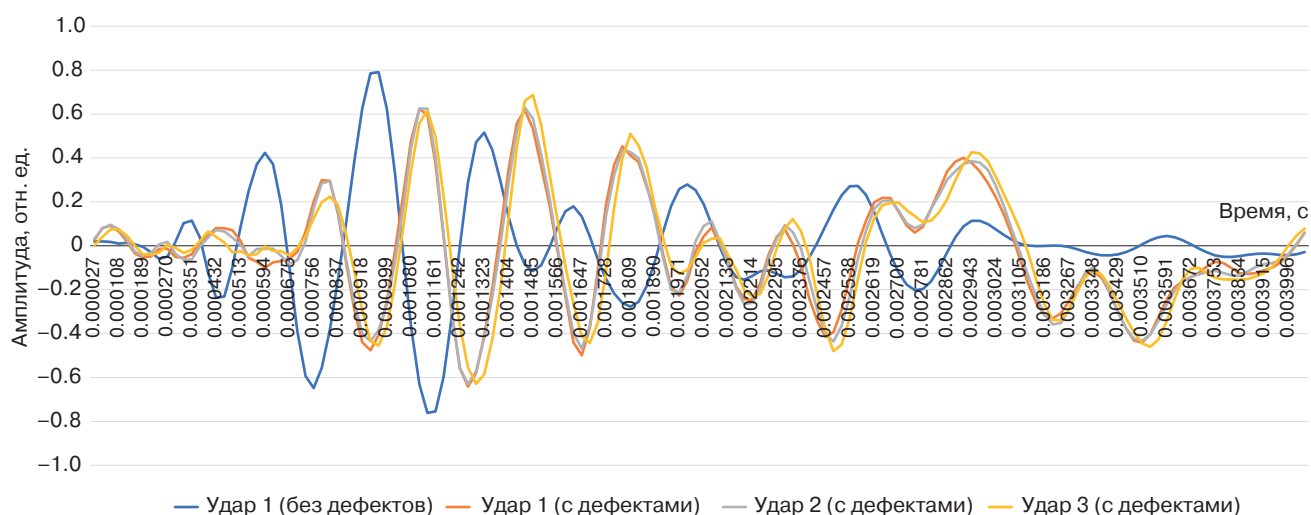


Рис. 18. Сравнение сигналов датчика при 3 ударах соленоида по печатной плате с дефектом 6 × 6 мм с сигналом для печатной платы без дефектов

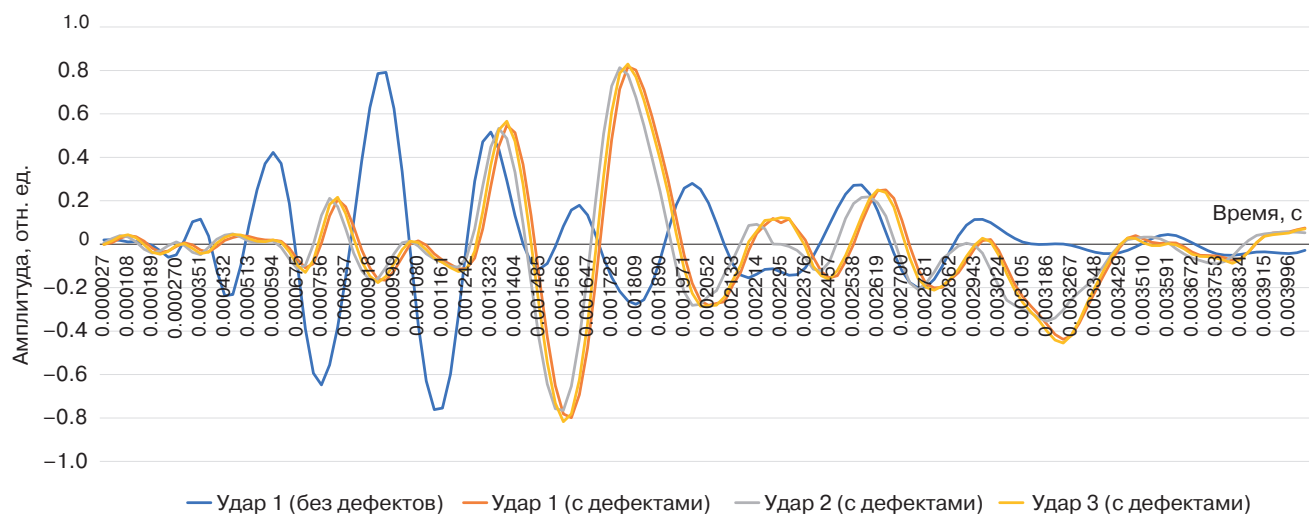


Рис. 19. Сравнение сигналов датчика при 3 ударах соленоида по печатной плате с дефектом 7 × 7 мм с сигналом для печатной платы без дефектов

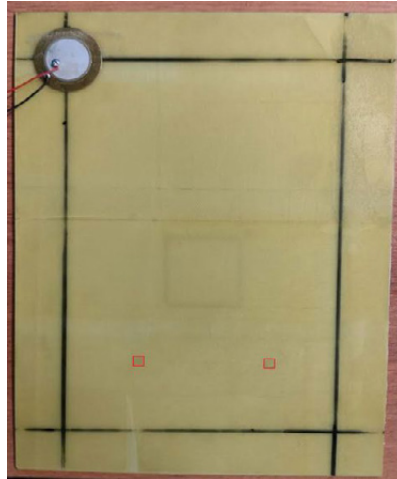


Рис. 20. Печатная плата с 2 квадратными дефектами 5×5 мм
(отмечены красной рамкой)

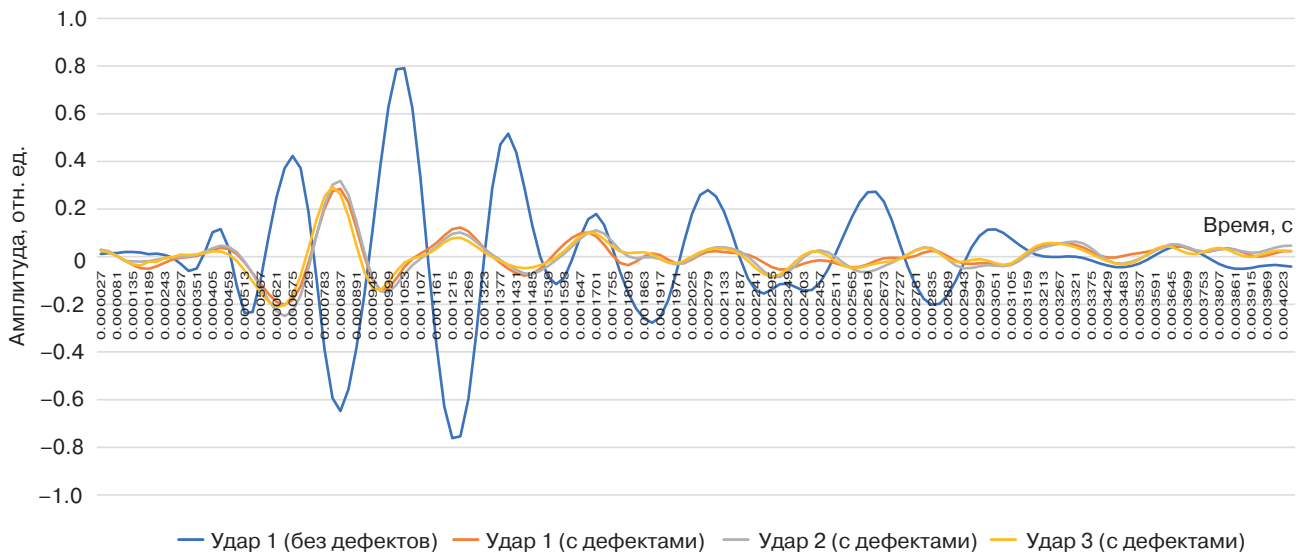


Рис. 21. Сравнение сигналов датчика при трех ударах соленоида по печатной плате с 2 дефектами 5×5 мм с сигналом для печатной платы без дефектов

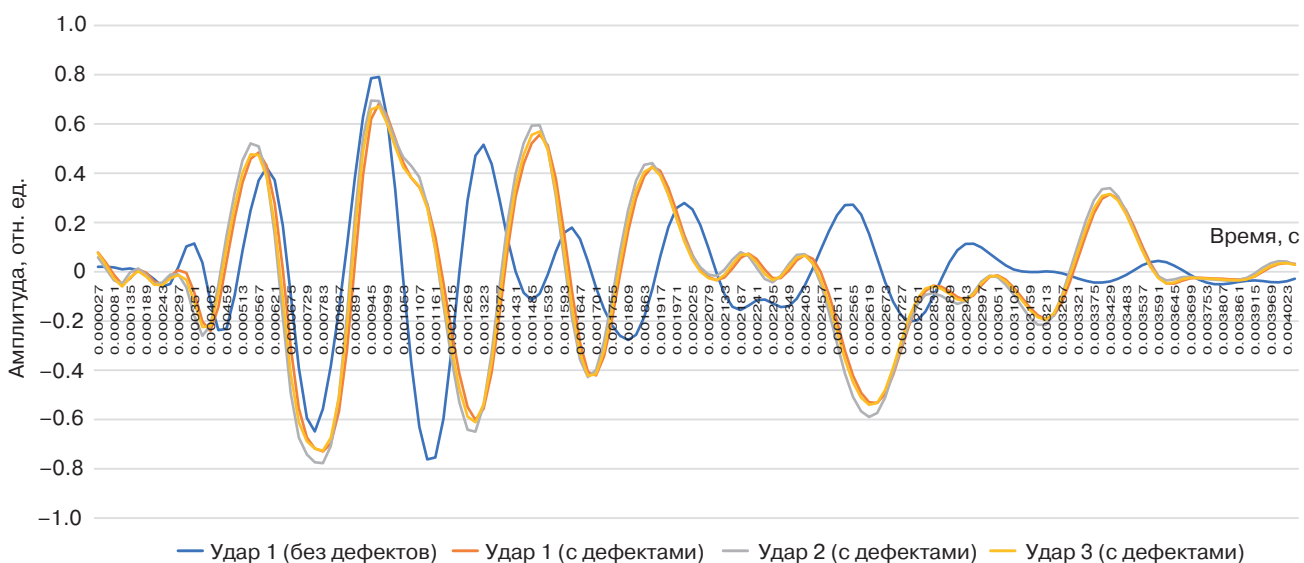


Рис. 22. Сравнение сигналов датчика при 3 ударах соленоида по печатной плате с 3 дефектами 5×5 мм с сигналом для печатной платы без дефектов

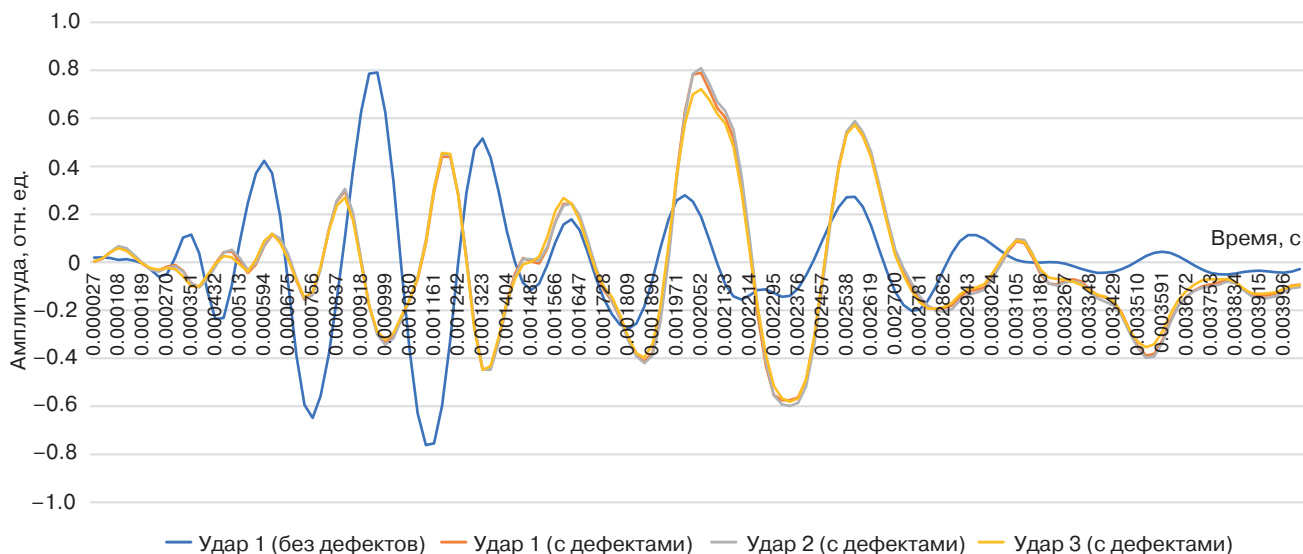


Рис. 23. Сравнение сигналов датчика при 3 ударах соленоида по печатной плате с 4 дефектами 5×5 мм с сигналом для печатной платы без дефектов

Таким образом, эксперименты показали, что с использованием метода АЭ можно обнаруживать дефекты в печатных платах, но его чувствительность зависит от размера и количества дефектов. Результаты также подчеркнули важность анализа полученных сигналов для выявления и локализации дефектов в печатных платах.

Итоговые результаты о возможности распознавания исследуемых дефектов печатной платы методом АЭ приведены в табл. 3.

Таблица 3. Исследуемые дефекты и возможность их распознавания

Дефект	Характеристика дефектов (расслоение)	Можно распознавать методом АЭ?
1	Прямоугольник 2×3 см	Да
2	Квадрат 4×4 мм	Нет
3	Квадрат 5×5 мм	Нет
4	Квадрат 6×6 мм	Да
5	Квадрат 7×7 мм	Да
6	Два квадрата 5×5 мм	Да
7	Три квадрата 5×5 мм	Да
8	Четыре квадрата 5×5 мм	Да

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе исследована возможность применения метода АЭ для обнаружения дефектов в МПП в виде расслоения. Проведен анализ результатов моделирования МПП в исправном и неисправном состояниях с прямоугольным дефектом 3×3.7 см, а также проведены экспериментальные исследования для различных размеров и количества дефектов.

Разработанный подход позволил распознавать исправное и неисправное состояния печатной платы, а также определить чувствительность метода АЭ к размеру выявляемого дефекта.

Таким образом, результаты исследования позволяют сделать вывод о возможности применения метода АЭ для диагностирования технического состояния МПП и сопоставимости результатов физических испытаний численным экспериментам.

Дальнейшие исследования авторов ведутся в направлениях разработки метода выявления дефектов в МПП с применением метода АЭ с использованием искусственных нейронных сетей, а также исследования применения метода АЭ при испытаниях на воздействие гармонической вибрации.

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. Машагулова Д.А. Сравнительный анализ акустических методов контроля и диагностирования оборудования. *Опыт, актуальные проблемы и перспективы развития нефтегазового комплекса: Материалы X Международной научно-практической конференции обучающихся, аспирантов и ученых*. Нижневартовск: 01–30 апреля 2020 г. С. 59–63.

2. Азин А.В., Пономарев С.В., Рикконен С.В., Марицкий Н.Н., Сунцов С.Б. Обзор методов поиска латентных дефектов печатных плат. *Решетневские чтения: Материалы XXIV Международной научно-практической конференции, посвященной памяти генерального конструктора ракетно-космических систем академика М.Ф. Решетнева*. Красноярск: 10–13 ноября 2020 г. 2020;1:244–245.
3. Azin A., Zhukov A., Narikovich A., Ponomarev S., Rikkonen S., Leitsin V. Nondestructive testing method for a new generation of electronics. *MATEC Web Conf.* 2018;143:04007. <https://doi.org/10.1051/mateconf/201714304007>
4. Лыу Н.Т., Нгуен К.Д., Демченко С.К., Черноверская В.В. Применение метода акустической эмиссии в задачах контроля и мониторинга технического состояния диагностируемых объектов. *Труды международного симпозиума «Надежность и качество»*. 2021;2:77–82.
5. Zhao W., Feng X., Xu B. Study on defect detection of PCB based on acoustic emission technology during the drilling process. *J. Electronic Measurement and Instrumentation*. 2015;29(10):1374–1380.
6. Li H., Dong Z., Yang Y., Liu B., Chen M., Jing W. Experimental Study of Damage Development in Salt Rock under Uniaxial Stress Using Ultrasonic Velocity and Acoustic Emissions. *Appl. Sci.* 2018;8(4):553. <https://doi.org/10.3390/app8040553>
7. Levikari S., Kärkkäinen T.J., Andersson C., Tammminen J., Silventoinen P. Acoustic Detection of Cracks and Delamination in Multilayer Ceramic Capacitors. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 2019;55(2):1787–1794. <https://doi.org/10.1109/TIA.2018.2873989>
8. Алтай Е., Федоров А.В., Степанова К.А. Оценка влияния методов фильтрации на погрешность измерения параметров сигнала акустической эмиссии. *XXV Международная конференция по мягким вычислениям и измерениям: сборник трудов*. 2022;1:24–27. URL: https://scm.etu.ru/assets/files/2022/scm22/papers/stend01_024.pdf
9. Овчарук В.Н., Чье Е.У. Применение методов спектрального анализа в многоканальных системах регистрации сигналов акустической эмиссии. *Приборы*. 2021;11:35–39.
10. Матвиенко Ю.Г., Васильев И.Е., Чернов Д.В., Иванов В.И., Елизаров С.В. Проблемы локации источников акустической эмиссии. *Дефектоскопия*. 2021;9:35–44. <https://doi.org/10.31857/S0130308221090049>
11. Aryan P., Sampath S., Sohn H. An Overview of Non-Destructive Testing Methods for Integrated Circuit Packaging Inspection. *Sensors*. 2018;18(7):1981. <https://doi.org/10.3390/s18071981>
12. Bourne K.A., Kapoor S.G. Process Monitoring During Micro-Drilling via Acoustic Emission, Ultrasonic Sound, and Spindle Load Sensors. In: *2012 International Manufacturing Science and Engineering Conference*. 2012;7341:781–790. <https://doi.org/10.1115/MSEC2012-7341>
13. Malikov V., Ananyev M., Ishkov A., Nikonov L. Experimental Studies of Conductive Paths of Printed Circuit Boards by Using Subminiature Eddy Current Transducers. *E3S Web of Conferences*. 2021;285(4):07037. <https://doi.org/10.1051/e3sconf/202128507037>
14. Huang M., Jiang L., Liaw P.K., Brooks C.R., Seeley R., Klarstrom D.L. Using Acoustic Emission in Fatigue and Fracture Materials Research. *JOM*. 1998;50(11). URL: <https://www.tms.org/pubs/journals/jom/9811/huang/huang-9811.html>
15. Gao Y., Xiao D. Simulation and feature analysis of modal acoustic emission wave in planar C/SiC composite. *J. Vibroengineering*. 2018;20(1):748–761. <https://doi.org/10.21595/jve.2017.18173>

REFERENCES

1. Mashagulova D.A. Comparative analysis of acoustic methods for monitoring and diagnosing equipment. In: *Experience, Current Problems and Prospects for the Development of the Oil and Gas Complex: Materials of the X International Scientific and Practical Conference of Students, Postgraduates and Scientists*. Nizhnevartovsk: April 01–30, 2020. P. 59–63 (in Russ.).
2. Azin A.V., Ponomarev S.V., Rikkonen S.V., Maritskii N.N., Suntsov S.B. Review of methods for searching latent defects of printed circuit boards. In: *Reshetnev Readings: Materials of the 24th International Scientific and Practical Conference dedicated to the memory of the General Designer of Rocket and Space Systems Academician M.F. Reshetnev*. Krasnoyarsk: November 10–13. 2020;1:244–245 (in Russ.).
3. Azin A., Zhukov A., Narikovich A., Ponomarev S., Rikkonen S., Leitsin V. Nondestructive testing method for a new generation of electronics. *MATEC Web Conf.* 2018;143:04007. <https://doi.org/10.1051/mateconf/201714304007>
4. Luu N.T., Nguyen K.D., Demchenko S.K., Chernoverskaya V.V. Application of the acoustic emission method in the tasks of control and monitoring of the technical condition of the objects being diagnosed. In: *Proceedings of the International Symposium “Reliability and Quality.”* 2021;2:77–82 (in Russ.).
5. Zhao W., Feng X., Xu B. Study on defect detection of PCB based on acoustic emission technology during the drilling process. *J. Electronic Measurement and Instrumentation*. 2015;29(10):1374–1380.
6. Li H., Dong Z., Yang Y., Liu B., Chen M., Jing W. Experimental Study of Damage Development in Salt Rock under Uniaxial Stress Using Ultrasonic Velocity and Acoustic Emissions. *Appl. Sci.* 2018;8(4):553. <https://doi.org/10.3390/app8040553>
7. Levikari S., Kärkkäinen T.J., Andersson C., Tammminen J., Silventoinen P. Acoustic Detection of Cracks and Delamination in Multilayer Ceramic Capacitors. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 2019;55(2):1787–1794. <https://doi.org/10.1109/TIA.2018.2873989>
8. Altai E., Fedorov A.V., Stepanova K.A. Evaluation of the influence of filtration methods on the measurement error of acoustic emission signal parameters. In: *25th International Conference on Soft Computing and Measurements: collection of proceedings*. 2022;1:24–27 (in Russ.). Available from URL: https://scm.etu.ru/assets/files/2022/scm22/papers/stend01_024.pdf

9. Ovcharuk V.N., Chye E.U. The concept of the multichannel system of registration and analysis of acoustic emission signals. *Pribory = Instruments*. 2021;11(257):35–39 (in Russ.).
10. Matvienko Yu.G., Vasil'ev I.E., Chernov D.V., et al. Problems of locating acoustic emission sources. *Russ. J. Nondestruct. Test*. 2021;57(9):769–778. <https://doi.org/10.1134/S1061830921090060>
[Original Russian Text: Matvienko Yu.G., Vasil'ev I.E., Chernov D.V., Ivanov V.I., Elizarov S.V. Problems of locating acoustic emission sources. *Defektoskopiya*. 2021;9:35–44 (in Russ.). <https://doi.org/10.31857/S0130308221090049>]
11. Aryan P., Sampath S., Sohn H. An Overview of Non-Destructive Testing Methods for Integrated Circuit Packaging Inspection. *Sensors*. 2018;18(7):1981. <https://doi.org/10.3390/s18071981>
12. Bourne K.A., Kapoor S.G. Process Monitoring During Micro-Drilling via Acoustic Emission, Ultrasonic Sound, and Spindle Load Sensors. In: *2012 International Manufacturing Science and Engineering Conference*. 2012;7341:781–790. <https://doi.org/10.1115/MSEC2012-7341>
13. Malikov V., Ananyev M., Ishkov A., Nikonov L. Experimental Studies of Conductive Paths of Printed Circuit Boards by Using Subminiature Eddy Current Transducers. *E3S Web of Conferences*. 2021;285(4):07037. <https://doi.org/10.1051/e3sconf/202128507037>
14. Huang M., Jiang L., Liaw P.K., Brooks C.R., Seeley R., Klarstrom D.L. Using Acoustic Emission in Fatigue and Fracture Materials Research. *JOM*. 1998;50(11). Available from URL: <https://www.tms.org/pubs/journals/jom/9811/huang/huang-9811.html>
15. Gao Y., Xiao D. Simulation and feature analysis of modal acoustic emission wave in planar C/SiC composite. *J. Vibroengineering*. 2018;20(1):748–761. <https://doi.org/10.21595/jve.2017.18173>

Об авторах

Увайсов Сайгид Увайсович, д.т.н., профессор, заведующий кафедрой конструирования и производства радиоэлектронных средств Института радиоэлектроники и информатики 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, SPIN-код РИНЦ 3801-4816, <https://orcid.org/0000-0003-1943-6819>

Лью Нгок Тиен, аспирант, кафедра конструирования и производства радиоэлектронных средств Института радиоэлектроники и информатики ФГБОУ ВО «МИРЭА – Российский технологический университет» (119454, Россия, Москва, пр-т Вернадского, д. 78). E-mail: alex05vn@gmail.com. <https://orcid.org/0009-0001-8779-7563>

Нгуен Конг Дык, аспирант, кафедра конструирования и производства радиоэлектронных средств Института радиоэлектроники и информатики ФГБОУ ВО «МИРЭА – Российский технологический университет» (119454, Россия, Москва, пр-т Вернадского, д. 78). E-mail: Ngcongduc9x@gmail.com. <https://orcid.org/0009-0000-9237-156X>

Во Тхе Хай, аспирант, кафедра конструирования и производства радиоэлектронных средств Института радиоэлектроники и информатики ФГБОУ ВО «МИРЭА – Российский технологический университет» (119454, Россия, Москва, пр-т Вернадского, д. 78). E-mail: thehai.ttrd@gmail.com. <https://orcid.org/0009-0009-7240-4374>

Долматов Алексей Вячеславович, к.т.н., доцент, кафедра конструирования и производства радиоэлектронных средств Института радиоэлектроники и информатики ФГБОУ ВО «МИРЭА – Российский технологический университет» (119454, Россия, Москва, пр-т Вернадского, д. 78). E-mail: dolmatov@mirea.ru. SPIN-код РИНЦ 3887-2405, <https://orcid.org/0000-0003-2969-2971>

About the authors

Saygid U. Uvaysov, Dr. Sci. (Eng.), Professor, Head of the Department of Design and Production of Radioelectronic Devices, Institute of Radio Electronics and Informatics, MIREA – Russian Technological University (78, Vernadskogo pr., Moscow, 119454 Russia). E-mail: uvajsov@mirea.ru. Scopus Author ID 55931417100, ResearcherID H-6746-2015, RSCI SPIN-code 3801-4816, <https://orcid.org/0000-0003-1943-6819>

Ngoc T. Luu, Postgraduate Student, Department of Design and Production of Radioelectronic Devices, Institute of Radio Electronics and Informatics, MIREA – Russian Technological University (78, Vernadskogo pr., Moscow, 119454 Russia). E-mail: alex05vn@gmail.com. <https://orcid.org/0009-0001-8779-7563>

Cong D. Nguyen, Postgraduate Student, Department of Design and Production of Radioelectronic Devices, Institute of Radio Electronics and Informatics, MIREA – Russian Technological University (78, Vernadskogo pr., Moscow, 119454 Russia). E-mail: Ngcongduc9x@gmail.com. <https://orcid.org/0009-0000-9237-156X>

The H. Vo, Postgraduate Student, Department of Design and Production of Radioelectronic Devices, Institute of Radio Electronics and Informatics, MIREA – Russian Technological University (78, Vernadskogo pr., Moscow, 119454 Russia). E-mail: thehai.ttrd@gmail.com. <https://orcid.org/0009-0009-7240-4374>

Aleksey V. Dolmatov, Cand. Sci. (Eng.), Associate Professor, Department of Design and Production of Radioelectronic Devices, Institute of Radio Electronics and Informatics, MIREA – Russian Technological University (78, Vernadskogo pr., Moscow, 119454 Russia). E-mail: dolmatov@mirea.ru. RSCI SPIN-code 3887-2405, <https://orcid.org/0000-0003-2969-2971>

УДК 621.37 + 004.52
<https://doi.org/10.32362/2500-316X-2024-12-1-30-58>



НАУЧНАЯ СТАТЬЯ

Программно-архитектурная конфигурация многофункционального ADSP-модуля сигнального медиатестирования аудиоустройств

А.В. Геворский[@],
М.С. Костин,
К.А. Бойков

МИРЭА – Российский технологический университет, Москва, 119454 Россия

[@] Автор для переписки, e-mail: x33590@gmail.com

Резюме

Цели. Цель статьи – программно-архитектурная разработка и параметрический анализ многофункционального аудиомодуля на базе ADSP-процессора (audio digital signal processor) ADAU1701 в среде *SigmaStudio* для тестирования аудиоустройств в следующих режимах: маршрутизация балансных и небалансных аудиоканалов по дифференциальной схеме «Di-Box/R Di-Box»; пространственно-временная и динамическая аудиообработка; трехполосное моноканальное кросс-разделение с независимой эквализацией; коррекция амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) аудиоканала со следящим режекторным автоподавлением электроакустической положительной обратной связи (ПОС) в заданной спектральной полосе.

Методы. Используются методы визуально-графического архитектурного программирования аудиомодулей в программных средствах *SigmaStudio* и *Flowstone*, алгоритмы сигнальных аудиоизмерений и анализа экспериментальных данных в *REW* и *Soundcard Oscilloscope*.

Результаты. Исследованы характеристики схемы «Di-Box/R Di-Box» для оценки влияния дифференциального преобразования сигнала на отношение сигнал/шум в аудиоканале. Приведены характеристики субмодулей реверберации и сатурации. Показано влияние режимов эквализации на коррекцию АЧХ студийного аудиомонитора. Исследовано воздействие аудиокомпрессора на динамический диапазон и уровень выходного сигнала. Проведены результаты экспериментального исследования субмодуля компенсационной коррекции АЧХ аудиомонитора при помощи согласованной фильтрации, а также получены спектральные характеристики субмодуля автоподавления электроакустической ПОС.

Выводы. Разработана программная архитектура многофункционального аудиомодуля на ADSP-процессоре ADAU1701 для тестирования и отладки медиаустройств в заданном спектрально-динамическом диапазоне. Балансная маршрутизация в 20 раз снижает влияние наводимых на аудиоканал шумов, что позволяет калибровать звукопринимающие аудиоустройства. Субмодуль аудиообработки обеспечивает компрессионную характеристику с динамическим диапазоном от –27 до 18.6 дБ с возможностью эквализационной параметризации в диапазоне 0.04–18 кГц; реверберационную характеристику в диапазоне 0.5–3000 мс; аудиоканальное кросс-разделение на 3 частотных поддиапазона с регулировкой АЧХ в динамическом диапазоне от –30 до 30 дБ. Субмодуль автокоррекции АЧХ позволяет снизить на 40 дБ динамическую неравномерность АЧХ. Субмодуль автоподавления электроакустической ПОС обеспечивает режекторное формантоподавление до –100 дБ при входном динамическом диапазоне от –50 до 80 дБ.

Ключевые слова: аудиомодуль, ADSP, ADAU1701, визуально-графическое программирование, программно-конфигурируемая архитектура, аудиовизуальная обработка сигналов, аудиосигнал, медиатестирование

• Поступила: 13.03.2023 • Доработана: 20.04.2023 • Принята к опубликованию: 18.12.2023

Для цитирования: Геворский А.В., Костин М.С., Бойков К.А. Программно-архитектурная конфигурация многофункционального ADSP-модуля сигнального медиатестирования аудиоустройств. *Russ. Technol. J.* 2024;12(1):30–58. <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2024-12-1-30-58>

Прозрачность финансовой деятельности: Авторы не имеют финансовой заинтересованности в представленных материалах или методах.

Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

RESEARCH ARTICLE

Software-architectural configuration of the multifunctional audio digital signal processor module for signal mediatesting of audio devices

Andrey V. Gevorsky[@],
Mikhail S. Kostin,
Konstantin A. Boikov

MIREA – Russian Technological University, Moscow, 119454 Russia

[@] Corresponding author, e-mail: x33590@gmail.com

Abstract

Objectives. The aim of this study is to develop and analyze parameters for a multifunctional audio module based on the ADAU1701 audio digital signal processor in the *SigmaStudio* environment. This will be used for testing audio devices in the following modes: routing of balanced and unbalanced audio channels according to the differential scheme Di-Box/R Di-Box; spatiotemporal and dynamic audio processing; three-band monochannel cross-separation with independent equalization; and correction of the frequency response of the audio channel with tracking notch auto-suppression of electro-acoustic positive feedback in a given spectral band.

Methods. Visual-graphical architectural programming of audio modules in the *SigmaStudio* and *Flowstone*, as well as algorithms for real-time signal audio measurements and analysis of experimental data in the *REW* and *Soundcard Oscilloscope* are used.

Results. The characteristics of the Di-Box/R Di-Box circuit were studied, in order to estimate the effect of differential signal conversion on the signal-to-noise ratio in the audio signal path. The characteristics of the reverberation and saturation submodules were established. Furthermore, the effect of equalization modes on the frequency response correction of a studio audio monitor was determined. The paper also studied the effect of an audio compressor on the dynamic range and the level of the output signal. The experimental results of the submodule for compensating the frequency response of an audio monitor using matched filtering were established, and the spectral characteristics of the submodule for automatic suppression of electro-acoustic positive feedback were obtained.

Conclusions. The software architecture of a multifunctional audio module based on the ADAU1701 audio digital signal processor for testing and debugging media devices in a given spectral-dynamic and spectral-temporal ranges was designed. Balanced routing allows the effect of noise induced into the audio channel to be reduced 20-fold, thus enabling calibration of pickup audio devices. The audio signal processing submodule provides: compression response in the dynamic range from –27 to 18.6 dB with the possibility of equalization parameterization in the range of 0.04–18 kHz; reverberation response in the range from 0.5–3000 ms; audio-channel cross-division into 3 with the ability to adjust the amplitude-frequency response in the dynamic range from –30 to 30 dB. The auto-correction

submodule of the amplitude-frequency response allows the dynamic nonuniformity of the amplitude-frequency response to be reduced by 40 dB. The auto-suppression submodule of electro-acoustic positive feedback provides notch formant suppression up to –100 dB with an input dynamic range from –50 to 80 dB.

Keywords: audio module, ADSP, ADAU1701, visual-graphic programming, software-defined architecture, audio-visual signal processing, audio signal, media-testing

• Submitted: 13.03.2023 • Revised: 20.04.2023 • Accepted: 18.12.2023

For citation: Gevorsky A.V., Kostin M.S., Boikov K.A. Software-architectural configuration of the multifunctional audio digital signal processor module for signal mediatesting of audio devices. *Russ. Technol. J.* 2024;12(1):30–58. <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2024-12-1-30-58>

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

Разработка и эксплуатация радиоэлектронных устройств, а также девайс-приложений цифровой VST-обработки (virtual studio technology) аудиосигналов на базе специализированной архитектуры аудиопроцессоров линейки ADAU (Analog Devices, США)¹ являются весьма актуальными, поскольку находят широкое практическое применение при создании микшерных консолей, аудиопроцессоров эффектов и средств динамической, частотной,

пространственно-временной и сигнальной аудио-коррекции, охватывая сферы сигнальной радиоакустики, аудиовизуальных систем и технологий, в т.ч. внутрисхемного медиатестирования и исследования характеристик аудиотрактов электронных средств звукообработки (рис. 1) [1].

Целью данной разработки являлось создание цифровой архитектуры многофункционального лабораторного аудиомодуля в среде *SigmaStudio*² и анализ его характеристик для решения специализированных задач отладки и исследования мультимедийных



Рис. 1. Классификация аудиоэлектронных устройств сигнальной звукообработки.
ИХ – импульсная характеристика; ADSP – audio digital signal processor

¹ <https://www.analog.com/ADAU1701>. Дата обращения 10.11.2022. / Accessed November 10, 2022.

² <https://wiki.analog.com/resources/tools-software/sigmastudio>. Дата обращения 20.02.2023. / Accessed February 20, 2023.

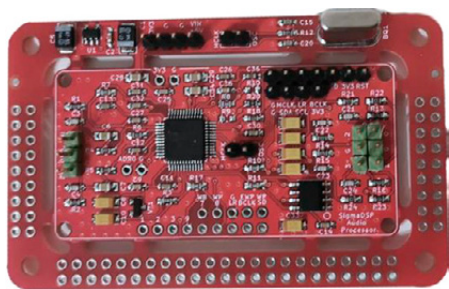


Рис. 2. ADSP-процессор ADAU1701

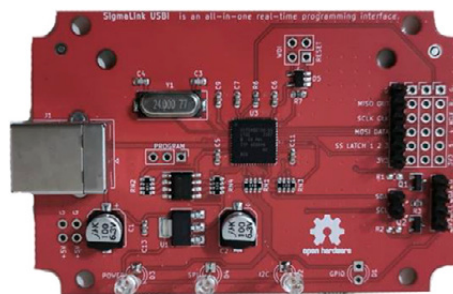


Рис. 3. Программатор SigmaLink-USBi

устройств и комплексов [2]: коммутация и трансформационное преобразование балансных и небалансных аудиотрактов; изучение параметрического влияния эффектов динамической и пространственно-временной обработки на аудиосигнал; создание архитектуры субмодуля автоматической коррекции амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) аудиомониторов в диффузном звуковом поле; создание архитектуры субмодуля автоматического (следающего) подавления электроакустической положительной обратной связи (ПОС); создание архитектуры субмодуля трехполосного кроссовера с независимой графической эквалаизацией в низкочастотных/среднечастотных/высокочастотных (НЧ/СЧ/ВЧ) звуковых диапазонах с заданной параметризацией спектральной сетки частот и соответствующим им добротностям и коэффициентам усиления/аттенюации.

Программная архитектура аудиомодуля выполнена в среде *SigmaStudio* и реализуется на базе аудиопроцессора ADAU1701 (рис. 2), кодируемого программатором SigmaLink-USBi компании Analog Devices (США) по I2C-интерфейсу (рис. 3). Аудиомодуль имеет энергонезависимую память EEPROM M24C64 компании STMicroelectronics (Франция), 2 аналоговых входа с аналого-цифровым преобразователем (АЦП) и 4 выхода с цифро-аналоговым преобразователем (ЦАП), подключенные к JACK-Audio коннекторам стерео/моноконфигурации соответственно. Питание модуля осуществляется от программатора с выходным напряжением 3.3 В. Динамические диапазоны и отношение сигнал/шум (ОСШ) 32-битных АЦП/ЦАП составляют 100/104 дБ. Сигнальный аудиопроцессор тактируется внешним кварцевым резонатором 12.288 МГц и управляется (транслируется) в режиме реального времени из проектной среды визуального графического программирования *SigmaStudio*. ADAU1701 способен работать с частотой дискретизации до 192 кГц (при этом задаваемый рабочий режим тактирования в проекте многофункционального аудиомодуля – 48 кГц) [2].

На рис. 4 приведена реализация схемотехнической обвязки процессора ADAU1701 сигнального аудиомодуля [2]. На портах 2/4 процессора, являющихся входами АЦП, расположены полосовые

RC-фильтры (RC – resistor capacitor), вырезающие постоянную и высокочастотные составляющие сигнала [3]. Аудиосигнальным выходам схемы соответствуют порты 43–46, также подключенные через полосовые RC-фильтры.

На разъеме аудиointерфейса последовательной шины I2S (обеспечивает связь аудиомодуля с программатором) выведены следующие контакты и шины: «G» – GND, «MCLK» – вывод 32 микросхемы ADAU1701, «LR» – MP4, «BCLK» – MP5, «SDATA» – MP0, «3V3» – питание 3.3 В, «RST» – RESET (рис. 4).

Программно-архитектурная конфигурация многофункционального ADSP-аудиомодуля, состоящего из 5 системно-коммутируемых субмодулей, приведена на рис. 5. Сигнальный аудиомодуль имеет 2 физических входа JACK-Audio «Input1» (рис. 5, поз. 1), подключенных через АЦП к первому субмодулю – «R Di-Box» (reverse direct box) (рис. 5, поз. 2), выполняющему коммутацию балансной (дифференциальной) и небалансной линий. Защиту аудиосистемы от перегрузки по входному уровню обеспечивает цифровой блок лимитера «Limiter1» (рис. 5, поз. 3) с задаваемым ограничением от –24 до +24 дБ. Входной уровень аудиосигнала управляется фейдерным регулятором мощности «Single1» в диапазоне от –30 до +30 дБ. На цифровом коммутаторе «1 × N – 1» (рис. 5, поз. 5) осуществляется маршрутизация выбранного тракта аудиомодуля: верхнее положение – включение в аудиотракт субмодуля аудиоэффектов «Effects» (рис. 5, поз. 6), второе положение сверху – режим сквозного прохождения аудиосигнала (рис. 5, поз. 7), третье положение сверху – включение в аудиотракт субмодуля автокоррекции «AutoCorrection» (рис. 5, поз. 8), четвертое положение – включение субмодуля кроссовера «Crossover» (рис. 5, поз. 9). Первые три кросс-маршрута ведут на сигнальный микшер «S Mixer1» (рис. 5, поз. 10), позволяющий управлять динамическим уровнем выходного сигнала в диапазоне от –30 до +6 дБ. При этом аудиосигнал с выхода субмодуля кроссовера «Crossover» поступает к физическим выходам аудиомодуля «DAC2», «DAC3» напрямую и к выходу «DAC1» через блок сложения «Add2» (рис. 5, поз. 14).

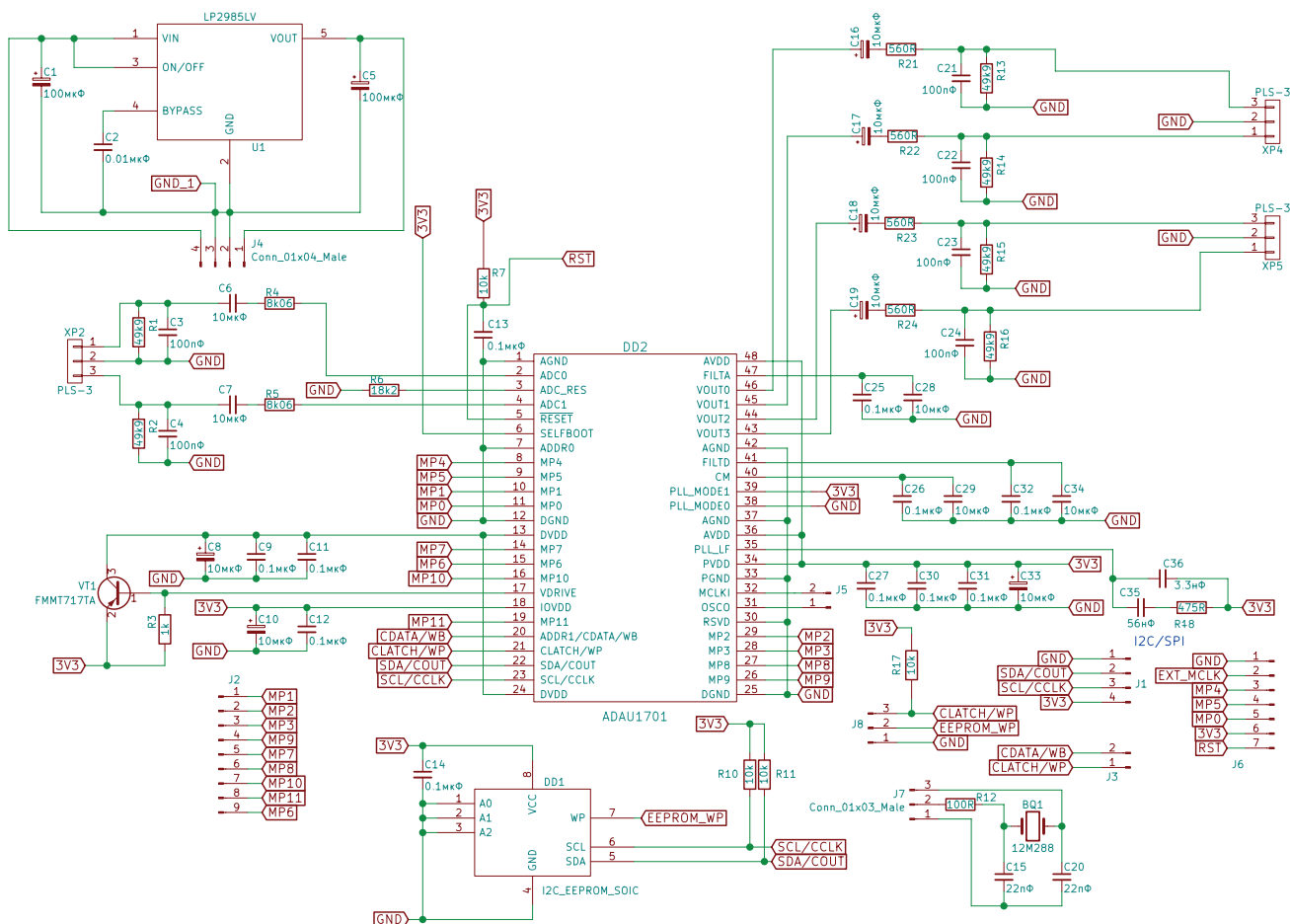


Рис. 4. Схемотехническая архитектура аудиопроцессора ADAU1701³. Здесь и на следующих рисунках обозначения элементов схем соответствуют обозначениям, принятым в ГОСТ 2.710-81⁴

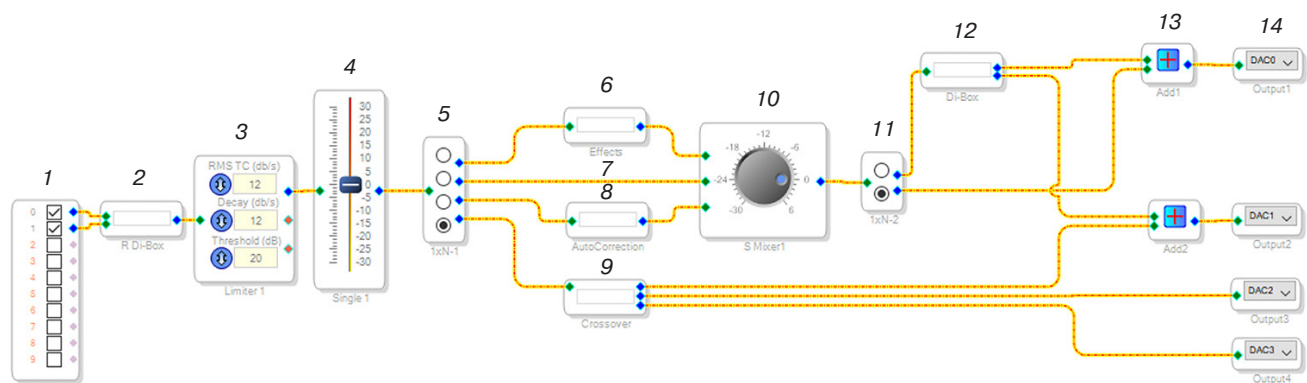


Рис. 5. Программно-архитектурная конфигурация ADSP-аудиомодуля:

1 – вход «Input1»; 2 – субмодуль «R Di-Box»; 3 – лимитер «Limiter1»; 4 – регулятор входной мощности – «Single1»; 5 – цифровой коммутатор «1 × N – 1»; 6 – субмодуль аудиоэффектов «Effects»; 7 – аудиотракт режима сквозного прохождения сигнала; 8 – субмодуль автокоррекции «AutoCorrection»; 9 – субмодуль кроссовера «Crossover»; 10 – сигнальный микшер «S Mixer1»; 11 – цифровой коммутатор «1 × N – 2»; 12 – субмодуль «Di-Box»; 13 – блоки сложения «Add1» и «Add2»; 14 – выходы «DAC0, 1, 2, 3»

³ Analog Devices. ADAU1701 Datasheet. 43 p. <https://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/159293/AD/ADAU1701.html>. Дата обращения 20.02.2023. / Accessed February 20, 2023.

⁴ ГОСТ 2.710-81. Межгосударственный стандарт. Единая система конструкторской документации. Обозначения буквенно-цифровые в электрических схемах. М.: Издательство стандартов; 1985. [GOST 2.710-81. Interstate Standard. Unified system for design documentation. Alpha-numerical designations in electrical diagrams. Moscow: Izd. Standartov; 1985 (in Russ.).]

Сигнальный микшер «S Mixer1» подключается к переключателю « $1 \times N - 2$ » (рис. 5, поз. 11), обеспечивающему выбор маршрутизации выходного аудиосигнала между балансной и небалансной линиями: верхнее положение – сигнал коммутируется на парафазный submodule «Di-Box» (direct box) (рис. 5, поз. 12), откуда прямой сигнал идет на физический выход «DAC0», а инверсный (с фазовым сдвигом 180°) – на выход «DAC1». Во втором случае сигнал идет на физический выход «DAC0». Вспомогательные блоки сложения «Add1» и «Add2» (рис. 5, поз. 13) позволяют сократить количество необходимых выводов схемы функциональной архитектуры аудиомодуля.

Субмодули (рис. 5, поз. 2, 6, 8, 9, 12), численная аналитика которых изложена в работе [4], определяют Вох-архитектуру многофункционального аудиомодуля и образуют независимую программно-определяемую конфигурацию.

1. ИССЛЕДОВАНИЕ И АНАЛИЗ ХАРАКТЕРИСТИК СУБМОДУЛЯ «DI-BOX/R DI-BOX»

При передаче аудиосигнала по небалансному коаксиальному кабелю наводимые в канале помехи, в т.ч. от других аудиолиний мультикорной коммутации, могут привести к существенному понижению ОСШ [4]. В таком случае целесообразным является применение дифференциальных фазосимметричных линий с монобалансным включением, например, между аудиоконсолью и аудиоустройством, включенным в линию, образующих Di-Box-схему, как показано на рис. 6, где коммутация осуществляется посредством соединений TRS-TRS (tip ring sleeve) или TRS-XLR (external line return).

Таким образом, на входе многофункционального аудиомодуля реализована программно-определяемая схема submodule «R Di-Box» (рис. 7а), позволяющего осуществлять подключение балансной линии, например, от аудиомикшерной консоли к стейдж-боксу [5]. Один из входных каналов проходит через submodule без изменений, а второй инвертируется по фазе. Далее на приемном устройстве сигнал второго канала вычитается из сигнала первого канала, что позволяет компенсировать синфазно подмешанные в дифференциальную линию помехи. В случае небалансного подключения на второй канал аудиосигнал не поступает.

На выходе ADSP-модуля установлен submodule «Di-Box» (рис. 7б), позволяющий преобразовать небалансный моносигнал в балансный – дифференциальный, необходимый для компенсации аддитивной помехи, наводимой на линию аудиотракта. Использование представленного submodule в тестовом испытательном режиме представляет практический интерес при анализе эффективности помехоустойчивости аудиосистем к воздействию внешних электромагнитных наводок и шумов, превышающих -20 дБ, на коаксиальную TRS-аудиолинию⁵.

Для исследования временных характеристик submodule «Di-Box» на вход подается тестовый синусоидальный сигнал амплитудой 35 мВ на тональной частоте 1 кГц, формируемый виртуальным генератором «Signal generator» с программным обеспечением *Soundcard Oscilloscope* [7], с добавлением к нему широкополосной аддитивной помехи с нормальным распределением. В качестве смесителя сигнала с помехой в экспериментальной схеме (рис. 8) используется аналоговый микшерный пульт Xenyx X1622USB (Behringer, Германия) с возможностью моноканального панорамирования. Это необходимо, поскольку два аудиосигнала, полученные со стерео-TRS-выхода submodule (используется в режиме балансной маршрутизации), нужно строго разделить по панораме и подмешать к ним помеху, расположенную по центру стереопанорамы, для равнозначного динамического воздействия на оба балансных канала.

Полученный дифференциальный сигнал через коаксиальную линию поступает на submodule «R Di-Box» (второй аудиомодуль, реализующий схему приема балансного сигнала), построенный на базе вспомогательного ADSP-аудиомодуля, где преобразуется в одноканальный и отправляется на звуковую карту аудиоинтерфейса. Там с помощью программного обеспечения *Soundcard Oscilloscope* [5] регистрируется осциллограмма сигнала с компенсированной помехой (рис. 9).

Анализируя осциллограммы, приведенные на рис. 9в, 9г, 9е, можно заметить, что балансное подключение увеличивает ОСШ на 26 дБ, однако данная схема не позволяет осуществлять компенсацию независимой помехи, наводимой на каждый канал в отдельности.

⁵ Applied Research and Technology (ART). dPDB Owner's Manual. 2 p. https://artproaudio.com/framework/uploads/2018/06/om_dpdb.pdf. Дата обращения 20.02.2023. / Accessed February 20, 2023.

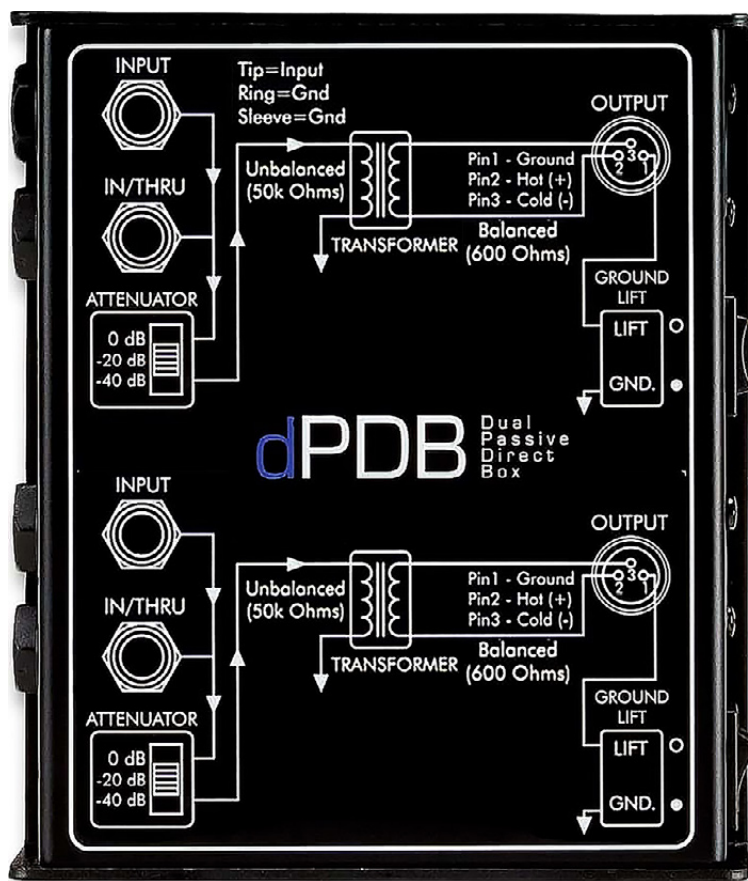
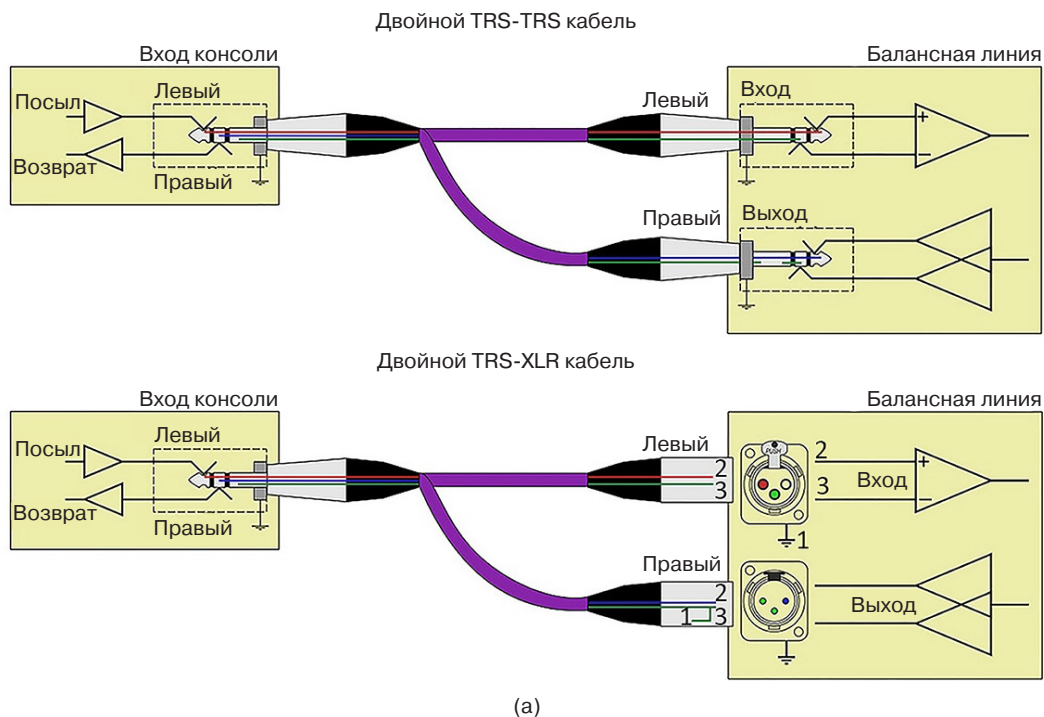


Рис. 6. Монобалансная реализация TRS-коннекторной маршрутизации аудиосигнала:
(а) внутрисхемной аудиолинии (со встроенной на входе/выходе балансной схемой аудиоустройства) «возврат/посыл»; (б) при помощи встраивания в линию промежуточного аналогового Di-Box-устройства трансформаторного типа с возможностью выбора (переключения) «земли» источника (аудиомикшера) или приемника (аудиомонитора и т.д.) [6]

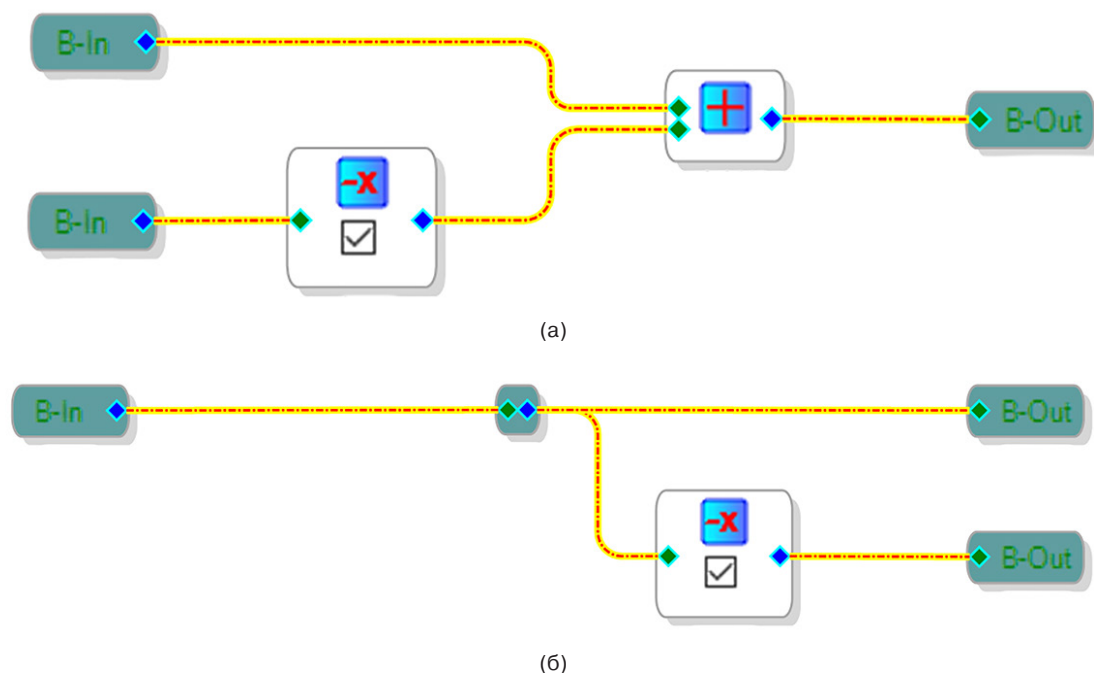


Рис. 7. Программно-определяемая схема submodule комбинации «Di-Box/R Di-Box» на базе ADAU1701:
(а) функциональная реализация модуля «R Di-Box»; (б) функциональная реализация модуля «Di-Box»

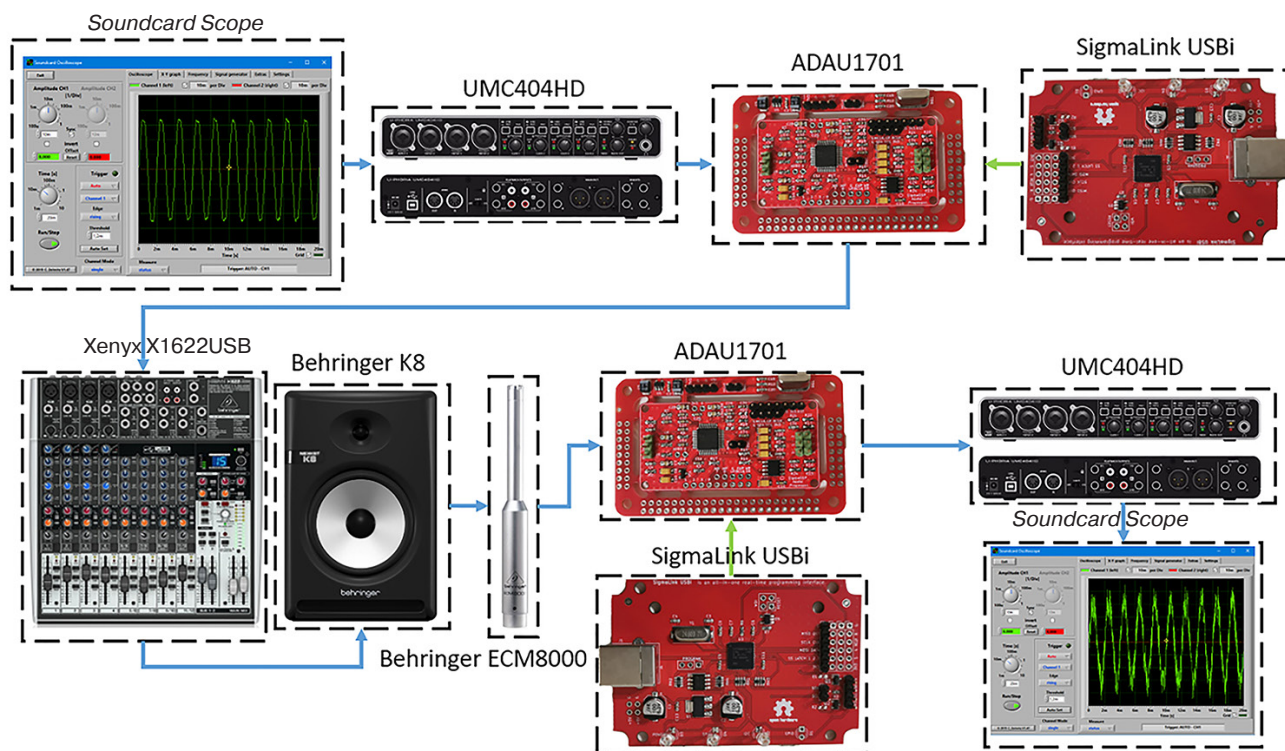
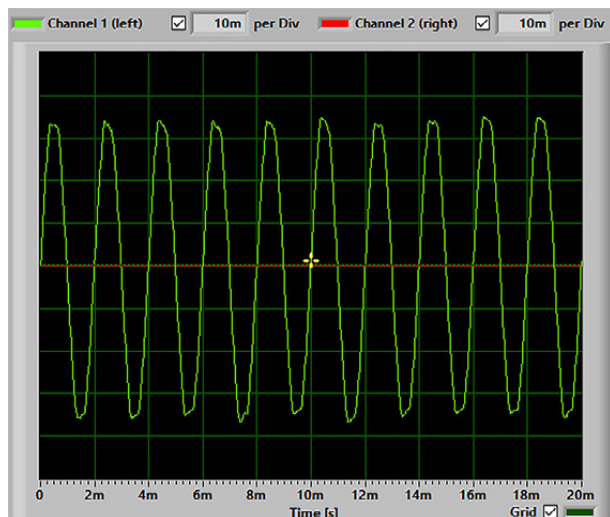
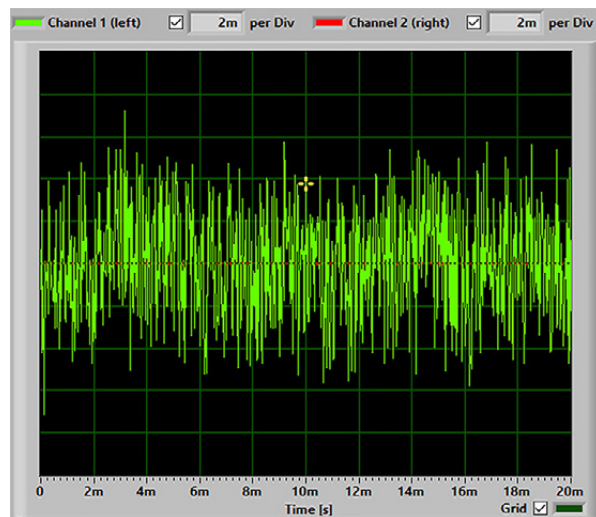


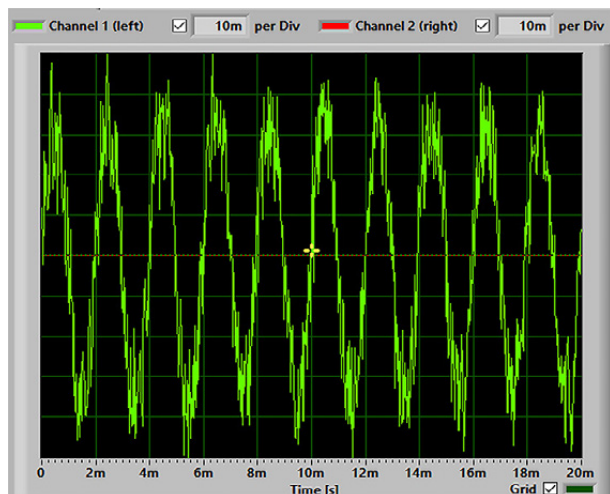
Рис. 8. Схема экспериментального исследования submodule балансной линии подавления широкополосной аддитивной помехи в TRS-аудиолинии. Behringer UMC404HD – аудиоинтерфейс; Behringer K8 – студийный аудиомонитор; Behringer ECM8000 – измерительный микрофон



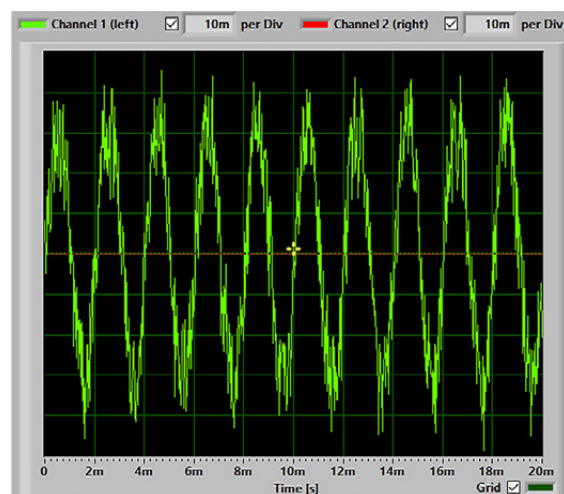
(a)



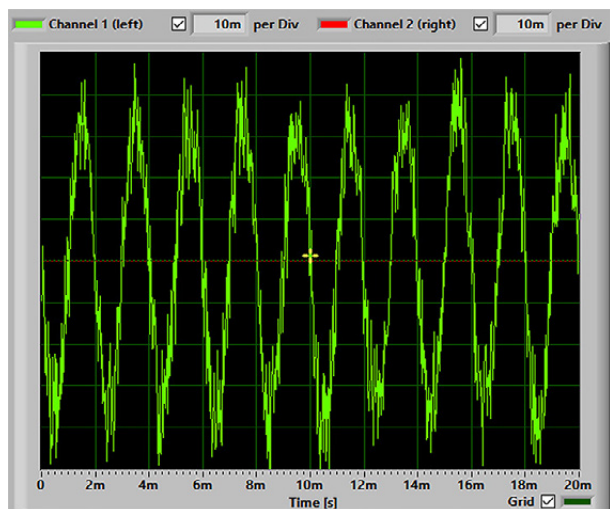
(б)



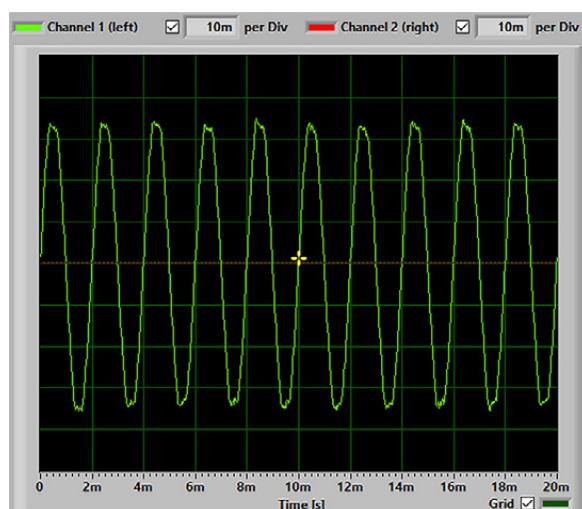
(B)



(г)



(д)



(е)

Рис. 9. Временные диаграммы исследования характеристик балансного аудиотракта, собранного по схеме «Di-Box/R Di-Box»: (а) сигнал при балансном подключении без наведенного шума; (б) аддитивный шум; (в) сигнал при балансном подключении с шумом, наведенным в прямом канале, ОСШ = 9 дБ; (г) сигнал при балансном подключении с шумом, наведенным в инверсном канале, ОСШ = 9 дБ; (д) сигнал при небалансном подключении аудиотракта и аддитивном шуме; (е) сумма прямого и инверсного (обратно инвертированного) сигнала на «R Di-Box», ОСШ = 35 дБ

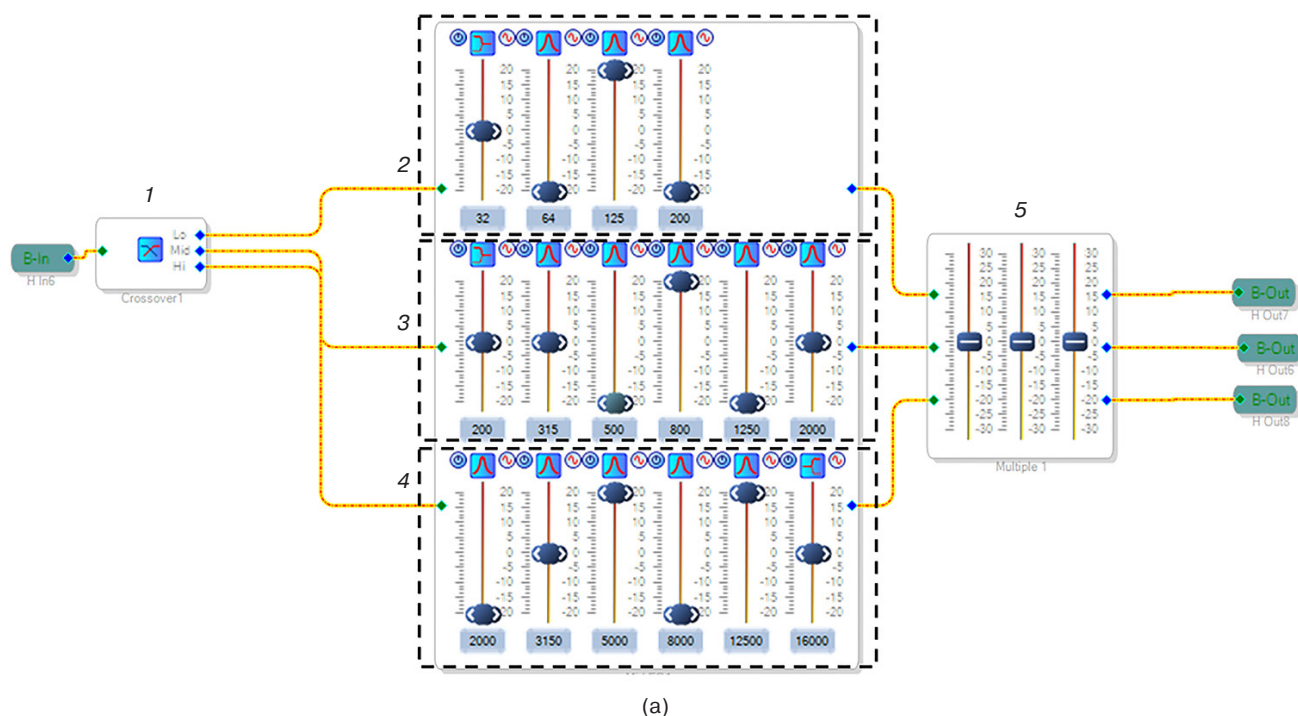
2. РАЗРАБОТКА, АНАЛИЗ И ПАРАМЕТРИЗАЦИЯ ХАРАКТЕРИСТИК СУБМОДУЛЯ ТРЕХПОЛОСНОГО КРОССОВЕРА С НЕЗАВИСИМОЙ ГРАФИЧЕСКОЙ ЭКВАЛИЗАЦИЕЙ

Сигнальный кроссовер представляет собой многополосный фильтр, обеспечивающий разделение аудиосигнала на два или более частотных поддиапазона, адаптированных под эффективную работу электродинамических диффузоров, предназначенных для работы в разных частотных диапазонах [8]. Архитектура реализуемой в проекте схемы субмодуля цифрового кроссовера «Crossover» позволяет разделить аудиосигнал на три полосовых

канала звуковых частот: нижних (40–250 Гц), средних (0.25–3 кГц), верхних (3–18 кГц).

Субмодуль трехполосного кроссовера состоит из блока предварительной эквализации «Crossover1» (рис. 10а, поз. 1), непосредственно разделяющего аудиосигнал на три поддиапазона, набора фильтров (параграфическая эквализационная линейка) в каждом из каналов с динамической подстройкой аттенюации/усиления 10 дБ (рис. 10а, поз. 2–4), а также фейдеров громкости для каждого отдельного канала (рис. 10, поз. 5), регулируемых в динамическом диапазоне от –30 до +30 дБ.

Конфигурируемая архитектура предварительно-го эквалайзера – кросс-фильтра (рис. 10, поз. 1), АЧХ которого приведена на рис. 11, позволяет настраивать



(а)

Рис. 10. Программно-определяемая архитектура схемы субмодуля трехполосного кроссовера:

(а) функциональные блоки:

1 – графический эквалайзер предварительной фильтрации;

2 – параграфический эквалайзер НЧ;

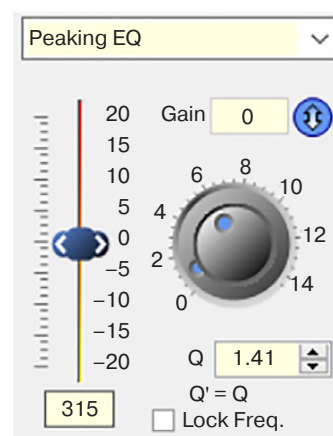
3 – параграфический эквалайзер СЧ;

4 – параграфический эквалайзер ВЧ;

5 – фейдерный блок регулировки выходной громкости;

(б) параметризация настроек полосовых фильтров эквализационного блока (частота, добротность, предельный динамический уровень полосовой/режекторной АЧХ, коэффициент усиления/ослабления)

EQ Settings



(б)

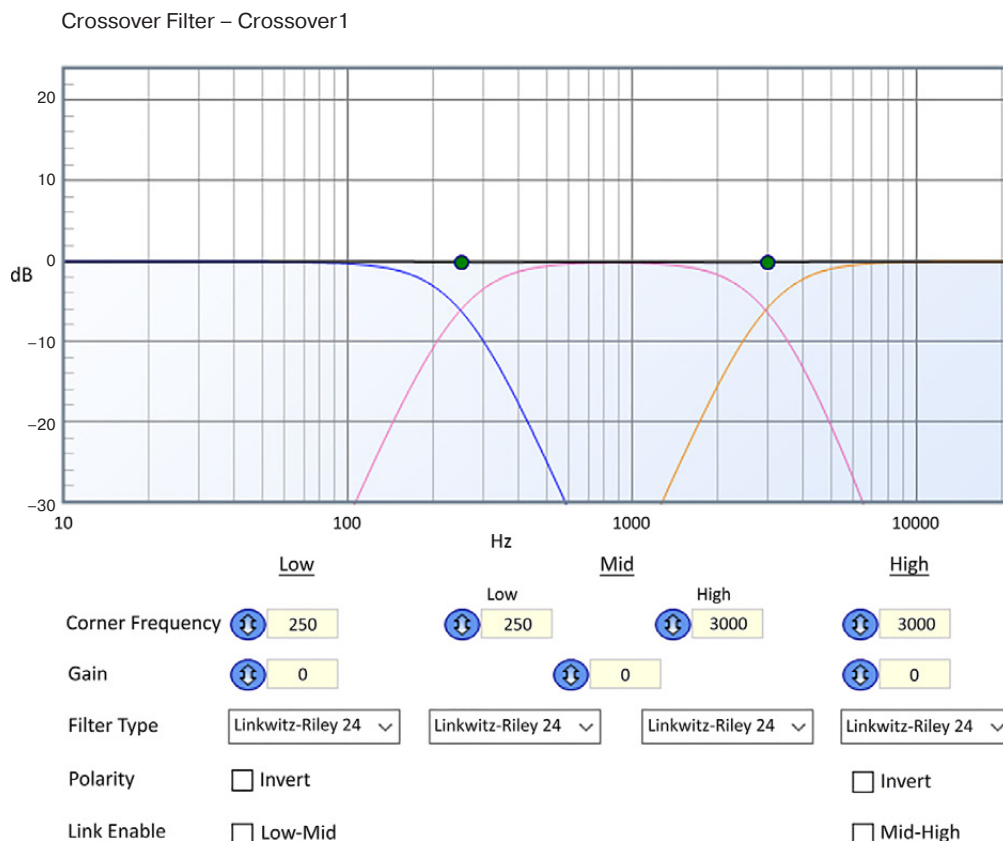


Рис. 11. Управление настройками субмодуля цифрового трехполосного кроссовера

границы разделения полосочастотных каналов, усиливать или ослаблять сигнал в заданной полосе, выбирать тип фильтра, создавать жесткую связь между их границами, а также инвертировать полярность каналов, что приведет к ослаблению сигнала в области пересечения частотных диапазонов [9]. Блоки параграфической эквализации, сформированные из дискретного набора полосовых фильтров, осуществляют независимую эквализацию в НЧ/СЧ/ВЧ-каналах в соответствии с фейдерными предустановками, приведенными на рис. 10а.

Следует отметить, что лабораторное применение субмодуля трехполосного кроссовера в медиатестовом режиме представляет практический интерес при обработке аудиосигнала в заданных частотных диапазонах, его спектральной маршрутизации, а также при проведении испытаний, калибровки и коррекции АЧХ аудиомониторов [8].

Для экспериментального электроакустического анализа сигнального формирования и корректировки частотно-динамических характеристик аудиоканалов на выходе субмодуля цифрового кроссовера произведена регистрация АЧХ каждого из фильтров эквализационной линейки (рис. 10). Электроакустические измерения проводились на базе автоматизированного лабораторного стенда (рис. 12), управляемого при помощи программного

пакета *RoomEQWizard (REW)*⁶, в составе: аудиоинтерфейс Behringer UMC404HD (с калибровочным скриптом), измерительный микрофон Behringer ECM8000 (с калибровочным файлом) и студийный аудиомонитор Behringer K8.

Для чистоты измерений АЧХ аппаратные предустановки аудиоустройств, архитектурная акустика студийной лаборатории, а также взаимоположения между измерительным конденсаторным микрофоном и аудиомонитором не изменялись. Результаты электроакустических измерений полосовых составляющих при нивелированном значении 0 дБ предустановок фильтров эквализационной линейки кроссовера, а также при некотором произвольно задаваемом фейдерном положении (рис. 10а, поз. 2–4) приведены на рис. 13.

Важно отметить, что управление предустановками эквализационной линейки позволяет корректировать АЧХ аудиомонитора под заданные характеристики частотно-динамического баланса при полосовом разделении и аудиосигнальном панорамировании (рис. 14) [1]. На рис. 13а, 13б в окрестности частоты 125 Гц наблюдается предустановленный кроссовером динамический подъем АЧХ на 6 дБ,

⁶ <https://www.roomeqwizard.com/>. Дата обращения 02.12.2022. / Accessed December 02, 2022.

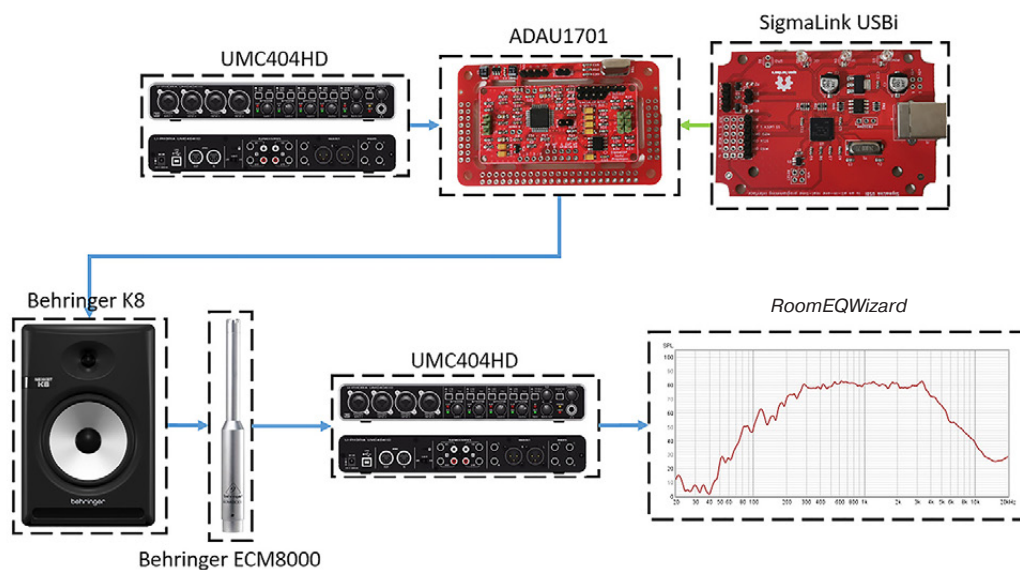


Рис. 12. Схема экспериментального исследования управления настройками АЧХ студийного аудиомонитора при помощи субмодуля цифрового кроссовера

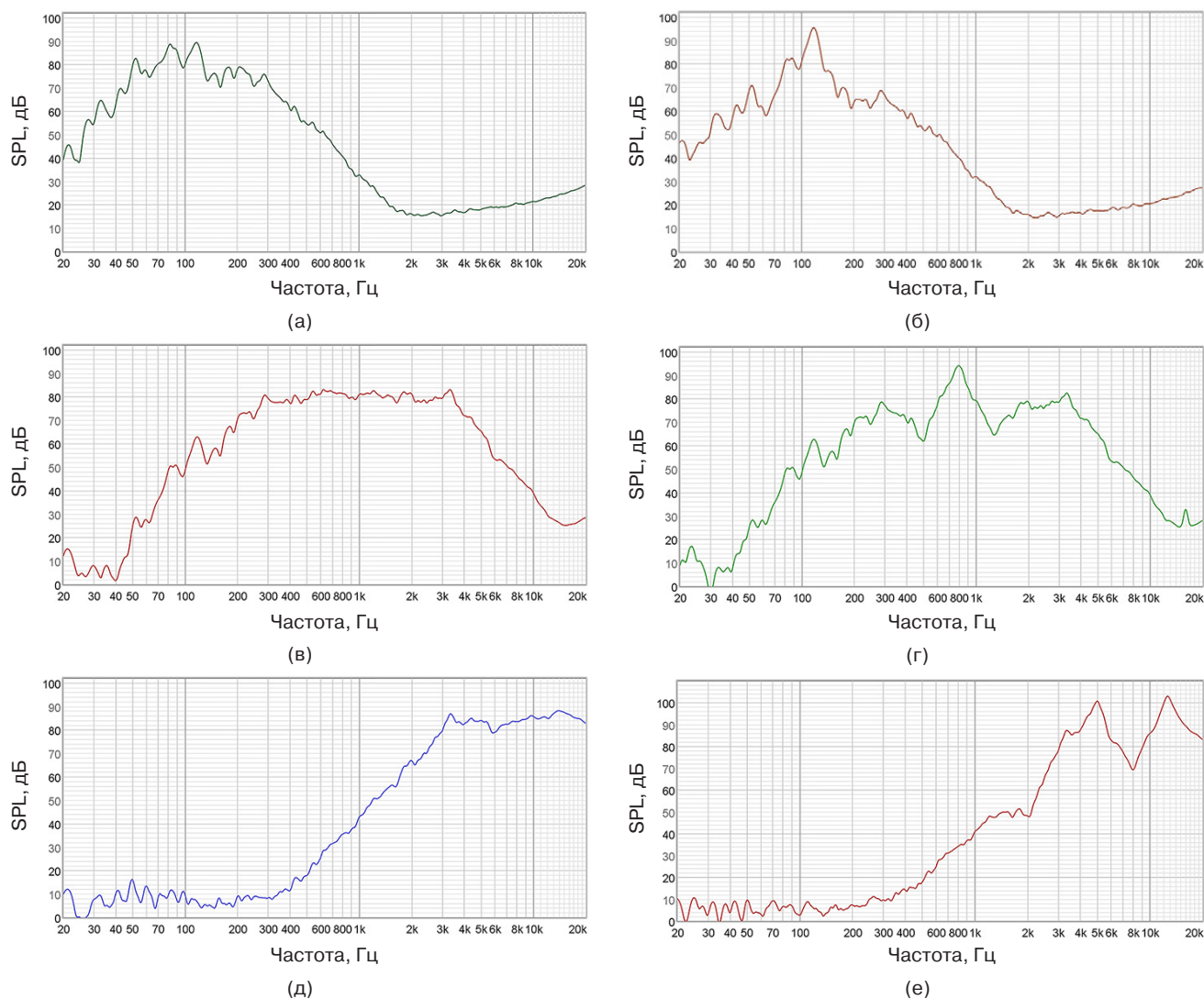


Рис. 13. АЧХ студийного аудиомонитора, сформированные субмодулем цифрового кроссовера в заданной спектральной области при нивелированном положении 0 дБ предустановок фильтров (слева) и произвольной параметризации эквалаизационной линейки (справа): (а), (б) НЧ-аудиоканал; (в), (г) СЧ-аудиоканал; (д), (е) ВЧ-аудиоканал. SPL (sound pressure level) – уровень звукового давления

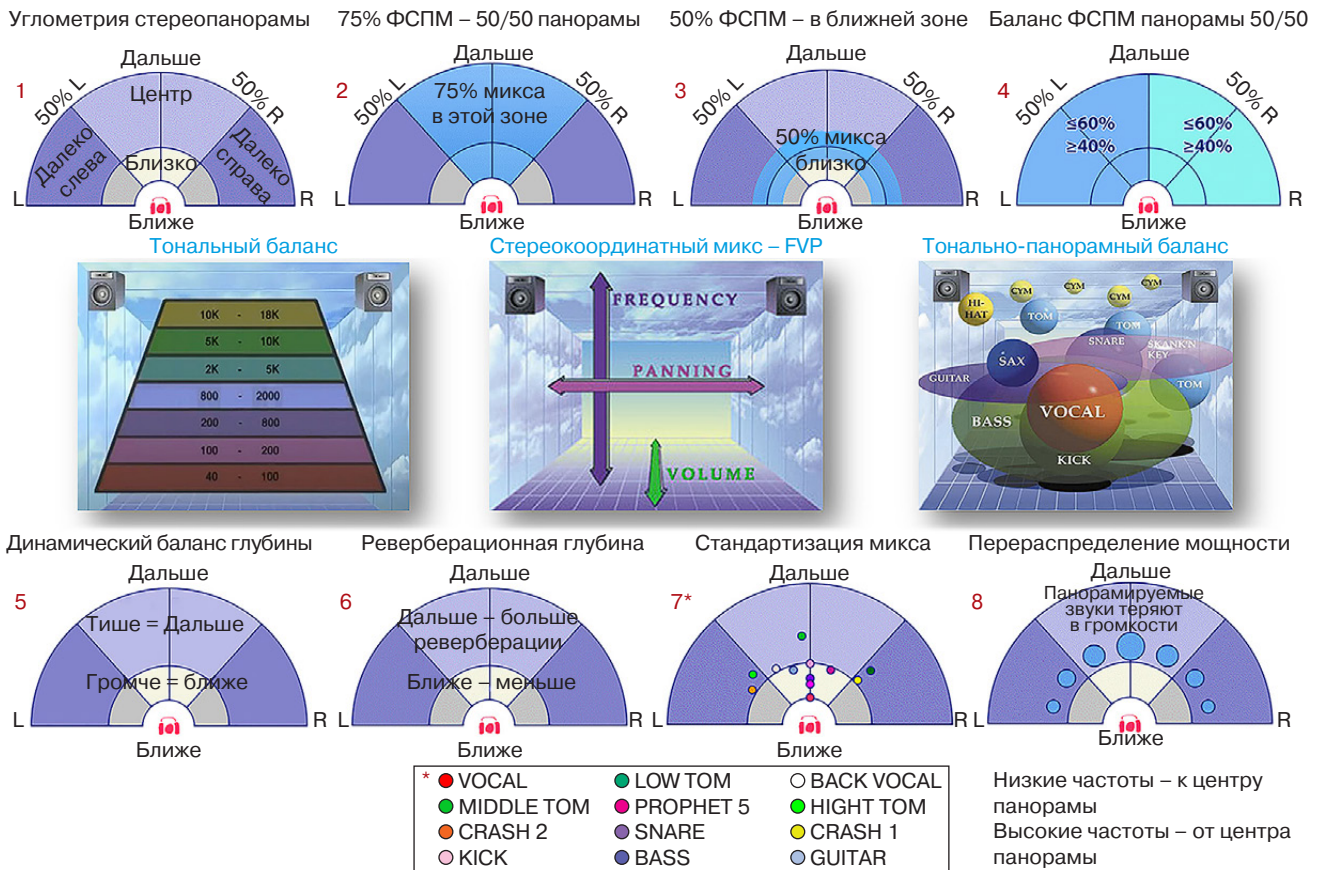


Рис. 14. Панорамирование ФСПМ по частоте (высоте тона) и интенсивности звука (глубине)

а в области 64 Гц – динамический спад на 18 дБ. На рис. 13г, по сравнению с рис. 13в, виден динамический подъем АЧХ на частоте 800 Гц на 12 дБ и снижение амплитуды на частотах 500 и 1200 Гц на 16 и 18 дБ соответственно. В окрестности частоты 8 кГц (рис. 13д, 13е) появился спад амплитуды на 14 дБ, а в области 5 и 16 кГц – подъем на 16 дБ.

Из произведенных измерений следует, что субмодуль трехполосного кроссовера осуществляет разделение аудиосигнала на три аудиочастотных канала: 20–250 Гц, 0.25–3 кГц, 3–18 кГц, и обеспечивает воспроизводимую регулировку АЧХ в каждом из них в диапазоне от –30 дБ до 30 дБ с возможностью параметрической коррективки. Это позволяет использовать данный субмодуль для маршрутизации аудиосигнала в трехполосных акустических системах, обеспечивая возможность проведения независимых исследований каждого из каналов и панорамирование функции спектральной плотности мощности (ФСПМ) акустического сигнала по частоте (рис. 14).

3. АНАЛИЗ ХАРАКТЕРИСТИК СОСТАВНОЙ АРХИТЕКТУРЫ СУБМОДУЛЯ АУДИОЭФФЕКТОВ

Субмодуль аудиоэффектов «Effects» (рис. 15) включает в себя блоки эквалазации, реверберации,

компрессии и сатурации, образующие инсертную линейку обработки аудиосигнала. На выходе субмодуля установлен аудиомикшер, подмешивающий к исходному аудиосигналу («саундчеку») сигналы эффектов – ревербератора и сатуратора с возможностью регулировки выходных уровней каждого из них. Рассмотрим подробнее элементы цифровой архитектуры субмодуля эффектов и его функционально-графическую топологию, приведенную на рис. 15.

3.1. Анализ и параметризация характеристик аудиокомпрессора

При анализе динамических характеристик компрессора, обеспечивающего автоматизированную регулировку усиления в режиме выравнивания динамического диапазона входного сигнала цифрового субмодуля, необходимо выставить на микшере уровень 0 дБ для канала с сигналом, идущим в обход ревербератора и сатуратора, а для остальных установить минимальные значения. Схема экспериментального электроакустического лабораторного стенда приведена на рис. 12 и соответствует программному переключению аудиомодуля в режим субмодуля эффектов «Effects». Эквалайзер (рис. 15, поз. 2) при этом не задействован, т.е. имеет АЧХ с нивелированным во всей

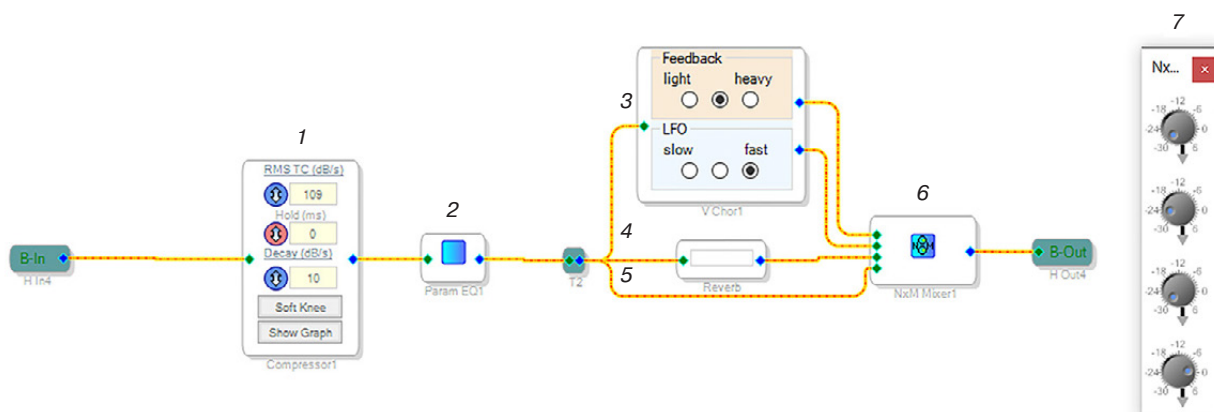


Рис. 15. Программно-определяемая VoX-архитектура схемы submodule аудиоэффектов:
1 – компрессор «Compressor1»; 2 – параграфический эквалайзер «Param EQ1»; 3 – блок сатурации «V Chor1»;
4 – submodule реверберации «Reverb»; 5 – маршрут «саундчек» сигнала; 6 – аудиомикшер «N × M Mixer1»;
7 – окно настроек аудиомикшера «N × M Mixer1»

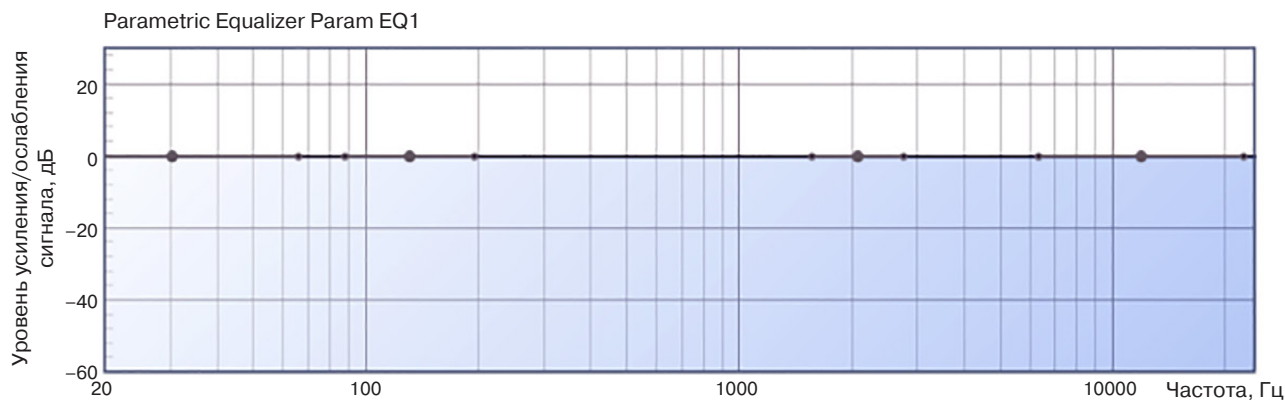
спектральной полосе значением нулевого динамического уровня (рис. 16). Тестирование submodule проводится монотонным линейно-частотно модулированным (ЛЧМ) сигналом типа «Sweep» в диапазоне 0.02–20 кГц и амплитудой 63 дБ, задаваемым из пакета *RoomEQWizard*.

На рис. 17 приведена АЧХ аудиомонитора со свободной компрессионной характеристикой, уровень сигнала равен –38.2 dBFS (decibels relative to full scale, дБ относительно полной шкалы). Поскольку в области нижних частот имеется завал, динамический диапазон АЧХ составляет около 96 дБ.

Рис. 16. Преднастройки submodule аудиоэффектов:
(а) начальная амплитудная характеристика аудиокompрессора (режим, не влияющий на характер прохождения тестового ЛЧМ-сигнала);
(б) нивелированная по уровню 0 дБ эквализационная характеристика submodule



(а)



(б)

Для оценки влияния компрессионной характеристики субмодуля на АЧХ аудиоканала изменим предустановку графического компрессора, сместив положение компрессионной характеристики на 20 дБ (рис. 18).

Обращаясь к рис. 19, можно заметить, что уровень АЧХ увеличился на 25.7 дБ, из которых 5.7 дБ – собственные шумы в аудиоканале. Динамический диапазон АЧХ аудиомониторов при этом составляет

85 дБ, что меньше на 11 дБ, чем при отсутствии каких-либо изменений порога регулировки динамического баланса.

Далее, для анализа влияния компрессора на сжатие динамического диапазона аудиоканала, измеряется уровень выходной АЧХ субмодуля при настройках компрессионной характеристики, позволяющей уменьшить динамический диапазон входного ЛЧМ-сигнала до –18 дБ, как показано на рис. 20.

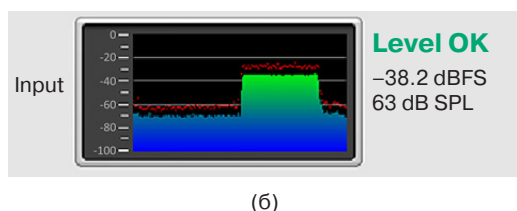
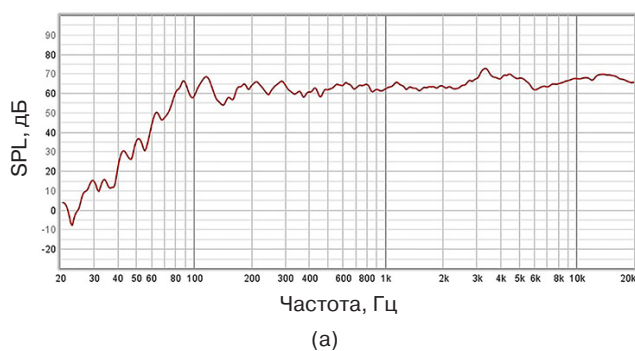


Рис. 17. Результаты тестирования ЛЧМ-сигналом аудиотракта без компрессора (формирование реперной АЧХ): (а) АЧХ аудиомонитора со свободной компрессионной характеристикой (без воздействия предустановок субмодуля эффектов и компрессора); (б) сигнальная параметризация предустановок RoomEQWizard (пиковое значение уровня аудиосигнала относительной полной шкалы в dBFS на микрофоне)

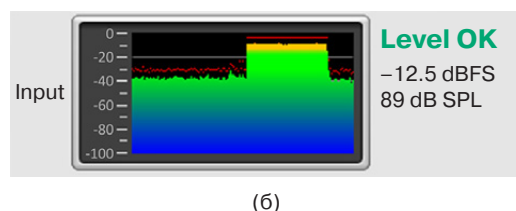
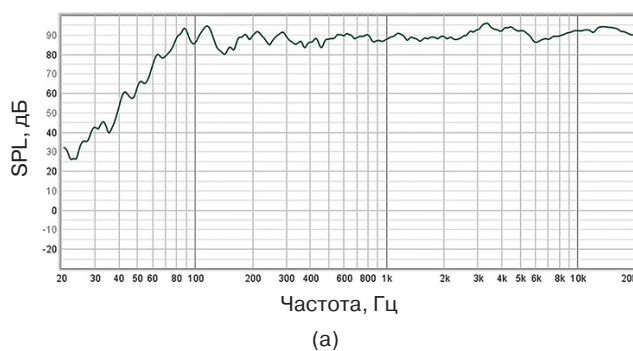


Рис. 19. Результаты тестирования ЛЧМ-сигналом аудиотракта с компрессором при пороге срабатывания 20 дБ: (а) АЧХ аудиомонитора с заданной компрессионной характеристикой; (б) сигнальная параметризация предустановок RoomEQWizard (пиковое значение уровня аудиосигнала относительной полной шкалы в dBFS на микрофоне)

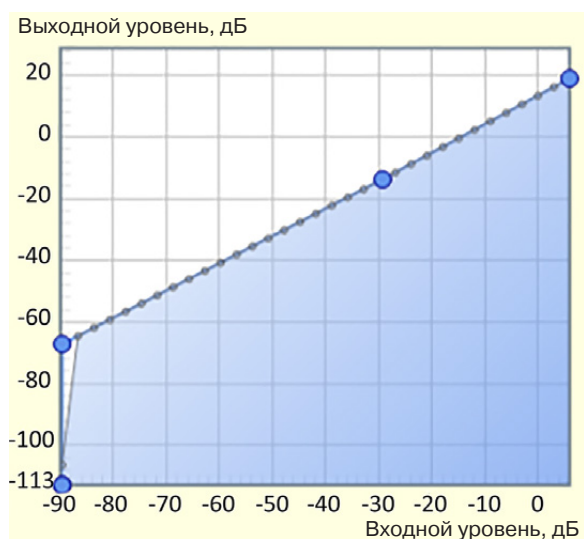


Рис. 18. Предустановки субмодуля аудиоэффектов: установленная компрессионная характеристика с пороговым значением срабатывания компаратора 20 дБ (компандерный режим)



Рис. 20. Предустановки субмодуля аудиоэффектов: установленная компрессионная характеристика с пороговым значением срабатывания компаратора –18 дБ

Из АЧХ, приведенной на рис. 21, можно заметить, что уровень сигнала изменился и составляет -19.6 dBFS, т.е. увеличился на 18.6 dB относительно сигнала без компрессии. Динамический диапазон АЧХ аудиомониторов при этом составляет 69 dB, что меньше на 27 dB, чем при отсутствии каких-либо изменений порога регулировки аттенюации.

Исходя из результатов электроакустических измерений, можно сделать вывод, что компрессор позволяет сжать динамический диапазон сигнала и увеличить его уровень на всем частотном диапазоне по графически задаваемой компрессионной характеристике, что стабилизирует динамический диапазон аудиосигнала без искажений и перегрузки тестируемого аудиоустройства, а также обеспечивает динамический баланс стабилизацию в компандерном режиме [10].

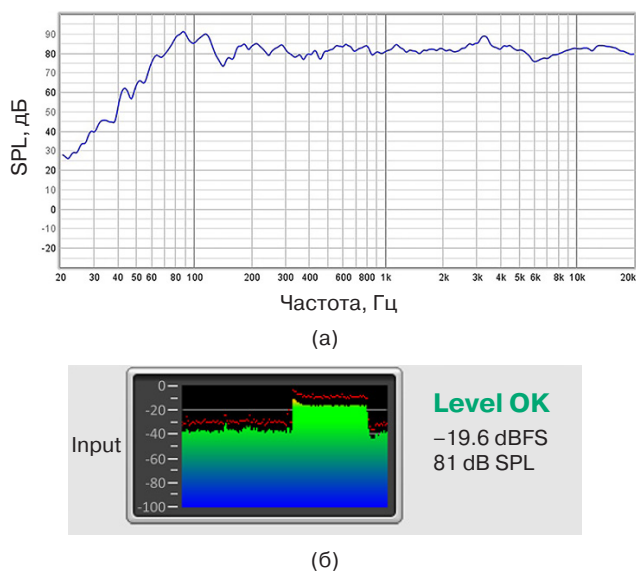


Рис. 21. Результаты тестирования ЛЧМ-сигналом аудиотракта с компрессором при пороге срабатывания -18 dB: (а) АЧХ аудиомонитора с заданной компрессионной характеристикой; (б) сигнальная параметризация предустановок RoomEQWizard (пиковое значение уровня аудиосигнала относительно полной шкалы в dBFS на микрофоне)

3.2. Анализ и параметризация характеристик эквалайзера

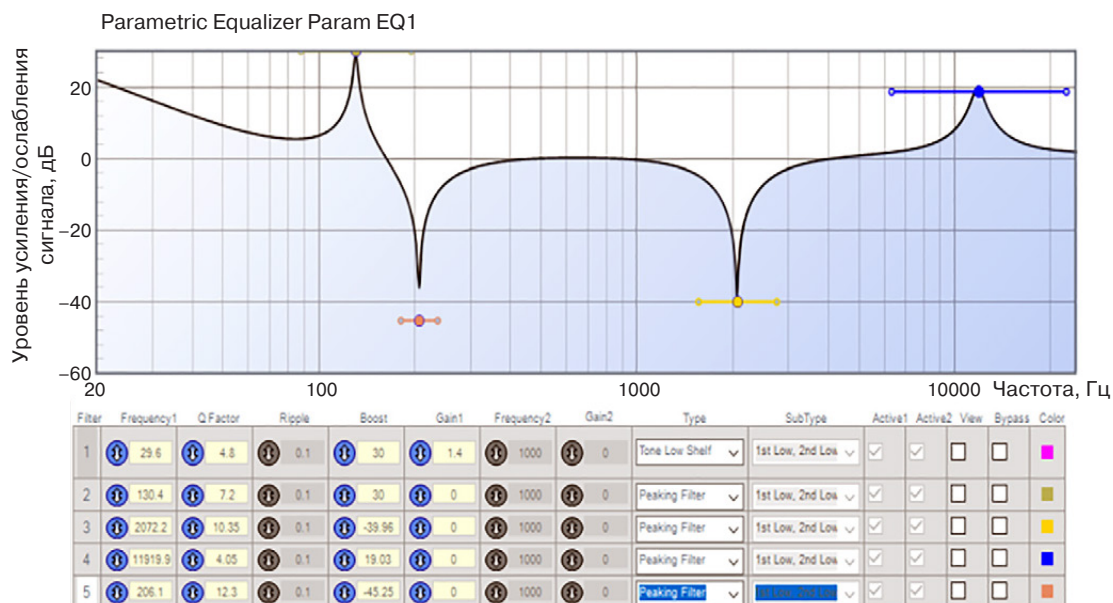
Для независимого анализа эквализационной характеристики субмодуля эффектов необходимо включить компрессор в режим «bypass» (сквозного обхода) и установить заданные предустановки (частота, добротность, усиление/аттенюация) эквализационных фильтров для двух вариантов формирования конфигурации АЧХ акустического сигнала (рис. 22). Нужно отметить, что разработанный блок параграфического эквалайзера многофункционального аудиомодуля позволяет установить до 15 элементов аудиофильтрации.

Как видно из рис. 22б и 22г, АЧХ аудиомониторов повторяют предустановленные эквализационные конфигурации (рис. 22а, 22в) с корреляционной воспроизводимостью 0.85 , обусловленной неравномерностью АЧХ аудиомонитора. На участке спектра, соответствующем фильтру (рис. 22а) на частоте 130 Гц с усилением на 30 dB, амплитуда увеличена приблизительно на 20 dB по сравнению с амплитудой той же спектральной полосы без обработки. Схожую ситуацию можно наблюдать и для фильтра на частоте 2.072 кГц, с ослаблением на -39.96 dB – амплитуда спектральной полосы в данной точке приблизительно на 30 dB ниже по сравнению с амплитудой исходного спектра. Также можно заметить общий динамический подъем амплитуды нижних формант в среднем на 20 dB, как и задано на НЧ-фильтре. Из рис. 22в можно также заметить: для второго варианта эквализационной конфигурации АЧХ с обработкой повторяет форму спектра, заданную на эквалайзере (рис. 22г), что можно определить по увеличению амплитуды в среднем на 20 dB для частот на диапазоне до 100 Гц (в данном случае вытянуты динамические уровни на частотах, «заваленные» физическими параметрами аудиомонитора), а также по ослаблению верхних частот приблизительно на -35 dB.

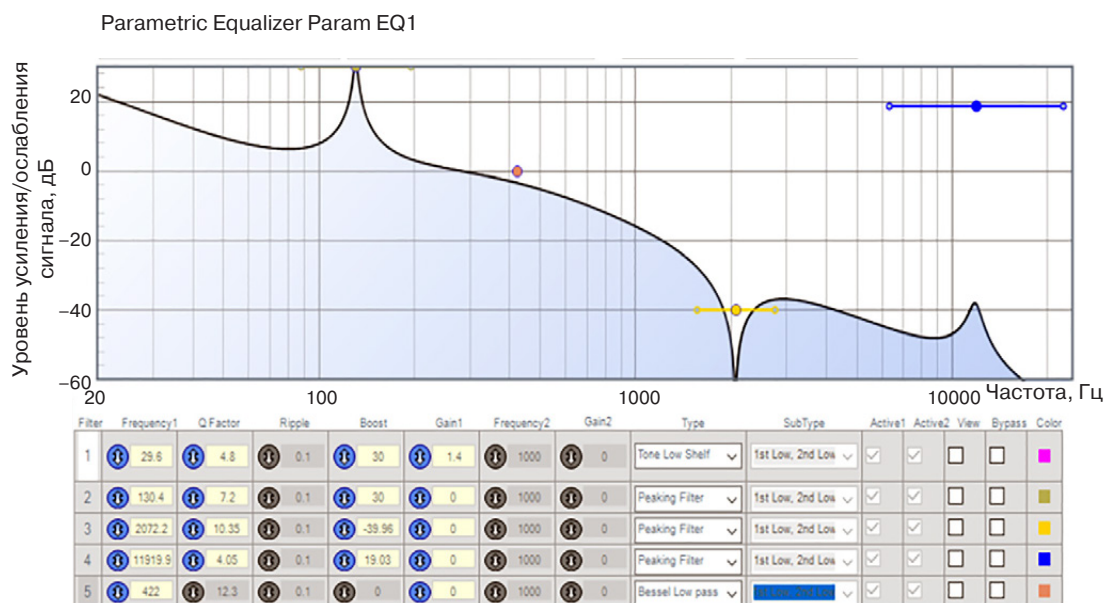
Исходя из полученных результатов анализа экспериментальных характеристик, можно сделать вывод, что электроакустическая АЧХ значительно изменяется в зависимости от настроек эквалайзера и фактически повторяет заданную в нем форму амплитудного спектра. Это представляет практический интерес при создании лабораторных аудиомониторов с равномерной АЧХ-коррекцией, а также для испытания медиаустройств и акустических систем при использовании многофункционального модуля в данном режиме [11].

3.3. Разработка и анализ характеристик ревербератора с тайминговой архитектурой

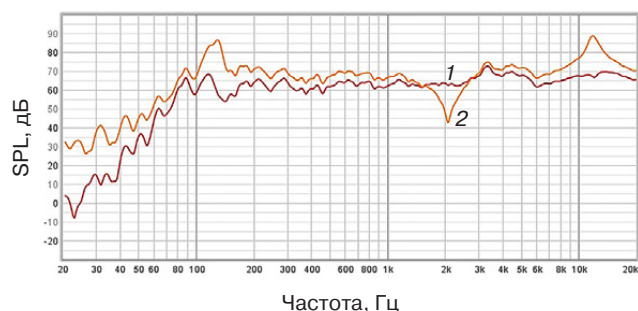
Анализ реверберационных характеристик проводится также в режиме независимого включения графического эквалайзера и аудиокомпрессора субмодуля (рис. 15, поз. 4). На физический вход аудиомодуля ADAU1701 через аудиоинтерфейс UMC404HD подается последовательность тестовых прямоугольных импульсов амплитудой 20 мВ с управляемой скважностью, генерируемых специально разработанным VST-плагином (синтезатором) в среде визуально-графического системного программирования Flowstone (рис. 23) [1]. Анализ характеристик ревербератора проводился на базе лабораторного стенда электроакустических измерений, схема которого приведена на рис. 8.



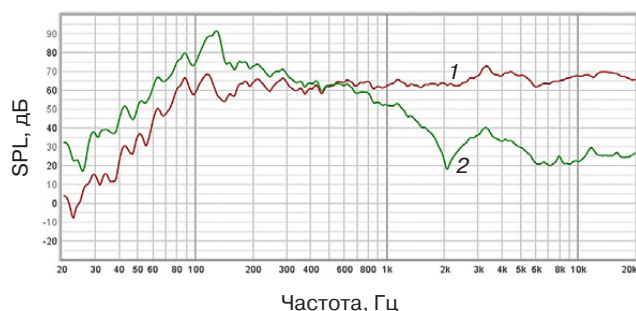
(a)



(б)



(в)



(г)

Рис. 22. Параметризация эквализационных характеристик субмодуля для двух вариантов конфигурации фильтров (а), (б) и соответствующие им электроакустические АЧХ (в), (г), измеренные микрофоном на выходе аудиомонитора (кривые 1 – АЧХ без эквализации, кривые 2 – после эквализации АЧХ)

В предлагаемой архитектуре субмодуля с тайминговой реверберацией [12] (рис. 24) сигнал проходит через НЧ-фильтр (поз. 5) с частотой среза 6 кГц, блок цифровой задержки 21.25 мс (поз. 6) в 1020 сэмплов (отсчетов), а также петлю обратной связи (поз. 4), обеспечивающую управление реверберацией 1–3 с по таймеру. В петле обратной связи расположено два элемента задержки (поз. 6) с задержкой в 4 отсчета, и один – с задержкой в 12 отсчетов с возможностью регулировки уровня проходящего сигнала. Задержанный сигнал проходит к выходу параллельно с исходным, будучи разреженным по частоте в 4 раза по сравнению с частотой дискретизации системы.

На рис. 25 показаны результаты исследования реверберационной аудиоканальной характеристики цифрового субмодуля с тайминговой архитектурой – осциллограммы, регистрируемые при помощи *Soundcard Oscilloscope* и аудиоинтерфейса UMC404HD, позволяющие оценить влияние задаваемых временных задержек, коэффициента передачи и ослабления петли обратной связи на формирование сигналов эхо-реверберации.

Анализируя полученные характеристики, можно наблюдать нестабильность амплитуды тестовых прямоугольных импульсов, составляющую до 5 мВ, что обусловлено наличием дифференциальной

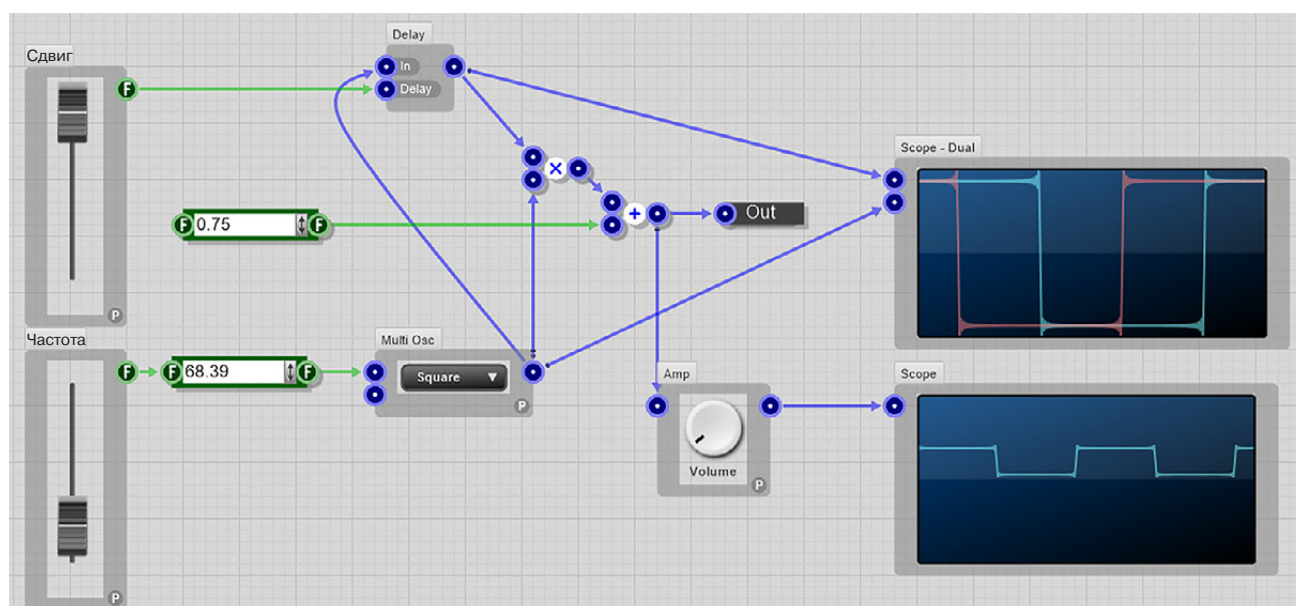


Рис. 23. VST-синтезатор тестовых прямоугольных импульсов

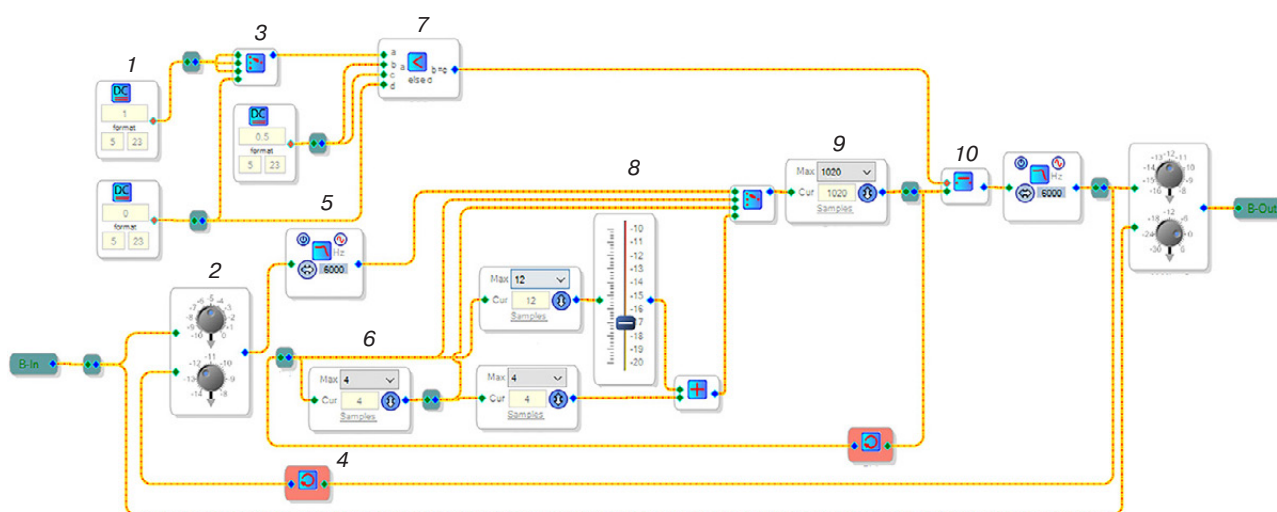


Рис. 24. Программно-определяемая архитектура схемы субмодуля таймингового ревербератора 4-го порядка: 1 – блоки генерации постоянного значения; 2 – микшер, определяющий глубину обратной связи; 3 – синхронный мультиплексор; 4 – блок создания обратной связи; 5 – НЧ-фильтр; 6 – блок задержки сигнала; 7 – компаратор; 8 – фейдер дополнительной задержки; 9 – основной блок задержки сигнала; 10 – цифровой ключ

цепи на выходе аудиоинтерфейса UMC404HD. Кроме того, к сигналу подмешиваются собственные шумы звуковой карты и ADSP-модуля величиной около -40 дБ. Из осциллограммы, приведенной на рис. 25б, видно, что при заданных параметрах предельного уровня реверберации: 0 дБ на задержанном исходном сигнале, -8 дБ на линии обратной связи (рис. 24, поз. 2), а также -10 дБ на фейдере громкости добавочной задержки (рис. 24, поз. 8), к основному сигналу 12.5 мВ добавились его копии, задержанные на 500 мс и 1 с, имеющие амплитуды 3.5 мВ и 1.0 мВ соответственно. В случае с ослабленным на -10 дБ сигналом в цепи реверберации

амплитуда исходного сигнала (рис. 25в) равна 17 мВ, а из фрагментарных составляющих осталась только первая – с амплитудой равной 2 мВ. В то же время при минимальных параметрах уровня обратной связи (рис. 25г): -14 дБ на цепь обратной связи (рис. 24, поз. 2), амплитуда исходного сигнала равна 17 мВ, а из дополнительных составляющих осталась только первая – с амплитудой равной 4 мВ.

Таким образом, блок цифровой реверберации с тайминговым управлением добавляет к исходному аудиосигналу его задержанные копии. Данный субмодуль позволяет регулировать глубину обратной связи и степень ее подмешивания к исходному сигналу,



(а)



(б)



(в)



(г)

Рис. 25. Осциллограммы исследования реверберационных аудиоканальных характеристик: (а) тестовый импульс-сигнал; (б) аудиосигнал с предельным уровнем реверберации, соответствующим преднастройкам схемы (рис. 24); (в) ослабленный на -10 дБ аудиосигнал в цепи реверберации; (г) сигнал с минимальным уровнем обратной связи, соответствующим преднастройкам схемы (рис. 24)

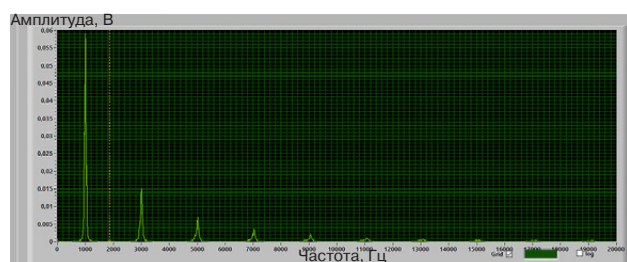
что используется для имитации характеристик диффузного векторного поля архитектурной акустики, представляет интерес при создании фантомных эффектов реверберации, а также для изучения свойств аудиосигнала и его качественного воспроизведения при заданных условиях среды распространения [13].

3.4. Анализ и параметризация характеристик сигнального сатуратора

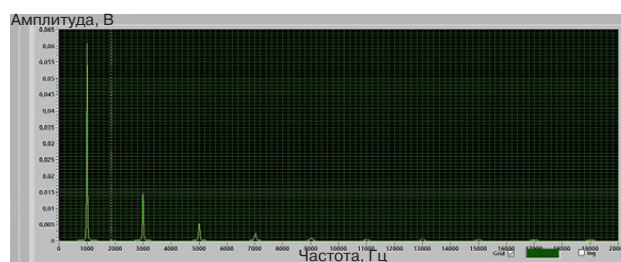
Параметризация и анализ характеристик блока сатурации «V Chor1» субмодуля эффектов (рис. 15, поз. 3) проводится при помощи синусоидального сигнала в спектральной области. Встроенная надстройка НЧ-генерации «LFO» (low-frequency oscillation) определяет время задержки, которое модулирует НЧ-генератор, и имеет три режима работы – «Slow» (медленный, т.е. с наибольшим временем задержки), «Normal» (средний), «Fast» (быстрый или с наименьшим временем задержки). При этом надстройка «Feedback» определяет степень подмешивания задержанного сигнала к исходному: «Light» (легкая,

т.е. подмешивается малая часть), «Normal» (средняя), «Heavy» (перенасыщенная). Режим сигнальной сатурации субмодуля эффектов представляет практический интерес при разработке и тестировании цифровых медиаустройств, обеспечивающих насыщение исходного сигнала («саундчека») нечетными формантами, имитируя эффект нелинейных искажений транзисторных каскадов аналоговых аудиотрактов [4]. Блок сатурации представляет из себя цепь ПОС и НЧ-модулятор времени задержки. Управление настройками режимов в схеме осуществляется с помощью микшера громкости «N × M Mixer1» на выходе субмодуля (рис. 15, поз. 7).

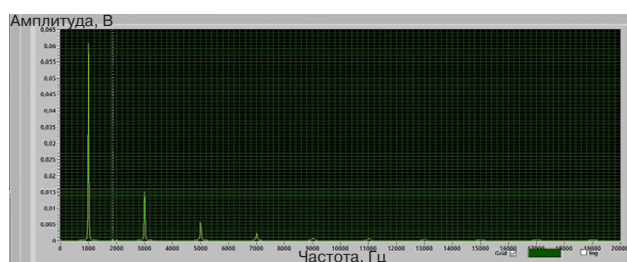
Как можно видеть из спектральных характеристик, приведенных на рис. 26, сатурация добавляет к спектру тестового (исходного) сигнала с частотой 1 кГц кратные нечетные субгармоники. На анализаторе спектра включен режим удержания максимального значения, поэтому снимок спектра выполнялся спустя минуту после начала функционирования субмодуля. Результаты анализа характеристик сатуратора приведены в таблице.



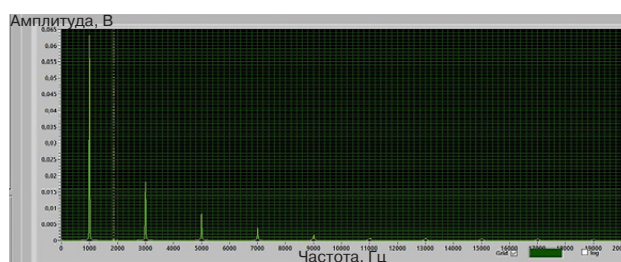
(а)



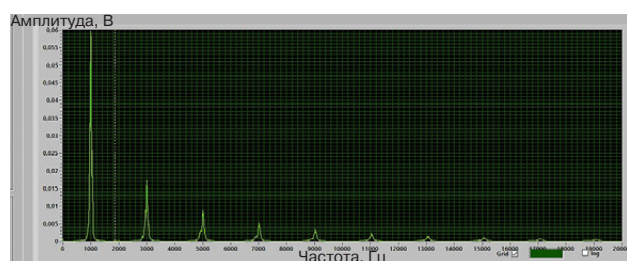
(б)



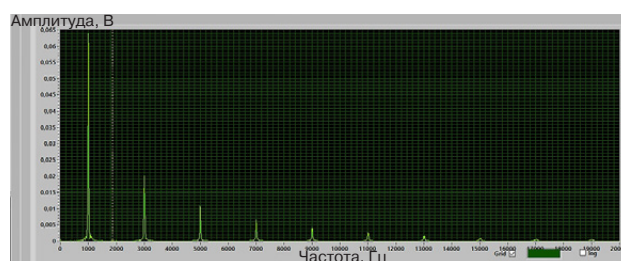
(в)



(г)



(д)



(е)

Рис. 26. Спектрограммы режима сигнальной сатурации:

(а) выходного сигнала при установленной надстройке «Feedback-Light»; (б) выходного сигнала при установленной надстройке «Feedback-Heavy»; (в) выходного сигнала при установленной надстройке «LFO-Slow»; (г) выходного сигнала при установленной надстройке «LFO-Fast»; (д) выходного сигнала при надстройках «Feedback-Light» и «LFO Slow»; (е) выходного сигнала при надстройках «Feedback-Heavy» и «LFO Fast»

Таблица. Экспериментальные характеристики сатуратора при заданных надстройках

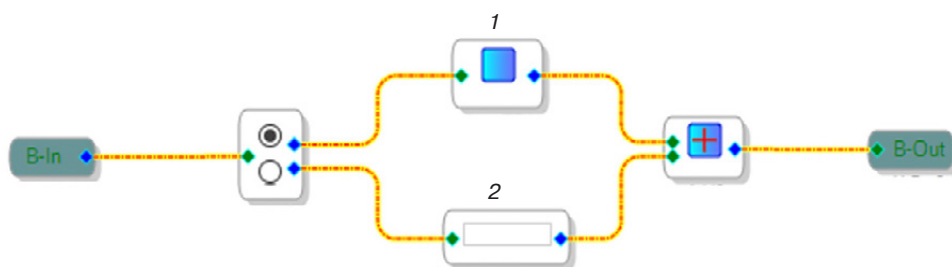
Надстройка (режим работы) сатуратора	«Feedback-Light»	«Feedback-Heavy»	«LFO-Slow»	«LFO-Fast»	«Feedback-Light», «LFO-Slow»	«Feedback-Heavy», «LFO-Fast»
Амплитуда тестового сигнала с частотой 1 кГц, мВ	60	60	60	60	60	60
Амплитуда 1-й субгармоники, мВ	15	15	15	18	17	20
Амплитуда 2-й субгармоники, мВ	7	5	6	8	9	11
Ширина частотной полосы, несущей на уровне 5 мВ, Гц	200	100	100	50	200	50
Количество субгармоник с уровнем не меньше 1 мВ	6	5	5	5	9	8

Анализируя данные, приведенные в таблице, можно отметить, что работа сатуратора в комбинированном режиме «Feedback-Light», «LFO Slow», дает наибольшее число субгармоник и наибольшую ширину полосы исходного сигнала. Режим «Feedback-Heavy», «LFO-Fast» дает наибольшую амплитуду несущей и первых двух субгармоник, а также наименьшую ширину формируемой частотной полосы на уровне 5 мВ. Таким образом, блок сатурации добавляет к спектру исходного сигнала нечетные гармоники, расширяя формантную полосу и увеличивая спектральную плотность мощности сигнала. При этом есть возможность регулировать число субгармоник и их амплитуду. Режим сигнальной сатурации позволяет создавать эффекты фонотерцивой/фонооктавной полифонии, что часто применяется при обработке аудиосигналов реального времени, в т.ч. электроакустических измерениях при анализе распределения интенсивности спектрально насыщенного диффузного звукового поля [14].

4. РАЗРАБОТКА, АНАЛИЗ И ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ СУБМОДУЛЯ АВТОКОРРЕКЦИИ АЧХ

Ввиду неравномерности фазово-динамических характеристик аудиомониторов, а также АЧХ диффузного пространства распространения звукового поля, в т.ч. вызванной волновой дисперсией,

их коррекция, как правило, обеспечивается с помощью наложения компенсационных фильтров на искаженные участки АЧХ [4]. Равномерность АЧХ крайне важна для осуществления корректной аудиосигнальной обработки и электроакустических измерений. С помощью предложенного авторами решения архитектурного построения схемы автокоррекции АЧХ представляется возможность осуществлять выравнивание частотно-динамического и фазового баланса динамиков ввиду особенностей неравномерности АЧХ диффузного пространства, например, студии звукозаписи [12]. Для создания адаптивного фильтра в схеме субмодуля автокоррекции АЧХ используется разработанный блок «AutoEQ», позволяющий автоматически выстроить корректирующую цепочку согласованных фильтров по загруженным в него численным значениям АЧХ. Экспериментальная схема синтеза адаптивной параметризации и измерения характеристик многофункционального аудиомодуля в режиме автокоррекции АЧХ приведена на рис. 27. При этом измерительный микрофон Behringer ECM8000 устанавливается напротив центра динамика аудиомонитора на осевом расстоянии в заданной точке регистрации так, чтобы уровень звукового давления – «SPL» (sound pressure level) – был не ниже 75 дБ, а аудиомодуль включается в аудиотракт между выходом аудиоинтерфейса и входом активного студийного монитора.

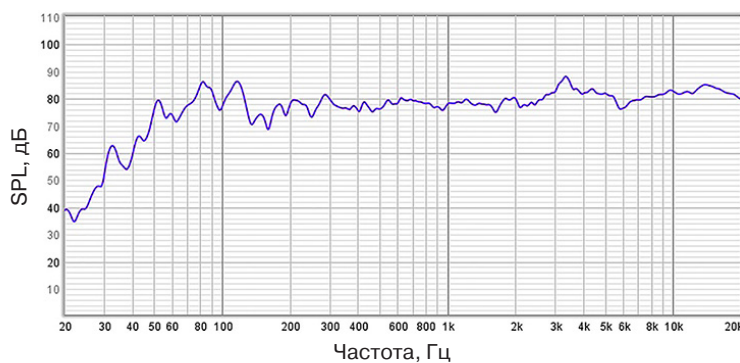
**Рис. 27.** Программно-определяемая архитектура схемы субмодуля автокоррекции АЧХ:

1 – блок автокоррекции АЧХ «Auto EQ1»; 2 – субмодуль автоматического подавления ПОС «Feedback Attenuator»

Процедура автокоррекции АЧХ монитора состоит в измерении АЧХ диффузного пространства и создания из него противовесной адаптивной АЧХ фильтра коррекции, позволяющей нивелировать динамический диапазон электроакустического тракта в предельном размахе ± 10 –15 дБ за счет фазо-динамической компенсации в заданном объеме звукового поля [8]. В пакете *RoomEQWizard* на выходе аудиointерфейса генерируется тестовый ЛЧМ-сигнал типа «Sweep» в полосе 0.02–20 кГц. На основании данных, полученных программой с измерительного микрофона Behringer ECM8000 (АЧХ микрофона,

как и аудиointерфейса, компенсируется калибровочным файлом), строится акустическая АЧХ/ФЧХ (фазо-частотная характеристика) помещения, интегрирующая в себя АЧХ/ФЧХ сигнального аудиотракта, включая студийные аудиомониторы (рис. 28а), которую можно экспортировать из программы в виде массива данных (частота, амплитуда, фаза) в формате «.txt» (рис. 28б).

Для загрузки данного файла в *SigmaStudio* в нем необходимо изменить заголовок внутри файла экспорта так, как представлено на рис. 28в. Далее, в блок AutoEQ субмодуля автокоррекции



(а)

```
* Measurement data measured by REW V5.20.9
* Source: ASIO UMC ASIO Driver, In 1
* Format: 256k Log Swept Sine, 1 sweep at -12,0 dBFS with no timing reference
* Dated: 07.12.2022 15:57:29
* REW Settings:
* C-weighting compensation: Off
* Target level: 75.0 dB
* Note:
* Measurement: дек 7
* Smoothing: None
* Frequency Step: 1/24 octave
* Start Frequency: 1.000 Hz
*
* Freq(Hz), SPL(dB), Phase(degrees)
1.000000, 34.963, -124.7207
1.030000, 34.536, -124.7025
...
...
19000.000000, 81.612, 19.5586
19500.000000, 80.173, 22.6615
```

(б)

```
"Sensitivity Excess Phase - dB SPL/watt (8 ohms, @0.50 meters) (High)"
"Hz" "Mag (dB)" "deg"
1.000000, 34.963, -124.7207
1.030000, 34.536, -124.7025
...
...
19000.000000, 81.612, 19.5586
19500.000000, 80.173, 22.6615
```

(в)

Рис. 28. АЧХ диффузного пространства: (а) в произвольной точке распределения звукового поля лабораторной студии сигнальной радиоакустики, аудиовизуальных систем и технологий кафедры радиоволновых процессов и технологий МИРЭА – Российский технологический университет (РТУ МИРЭА); (б) экспортируемый массив данных АЧХ/ФЧХ, соответствующий кривой на рисунке (а); (в) корректировка формата экспортирования данных из пакета *RoomEQWizard* в среду *SigmaStudio*

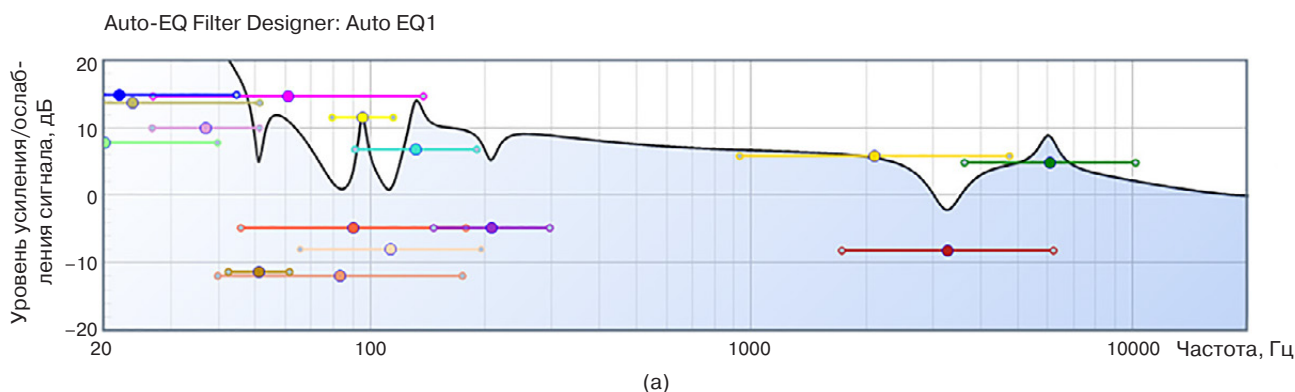
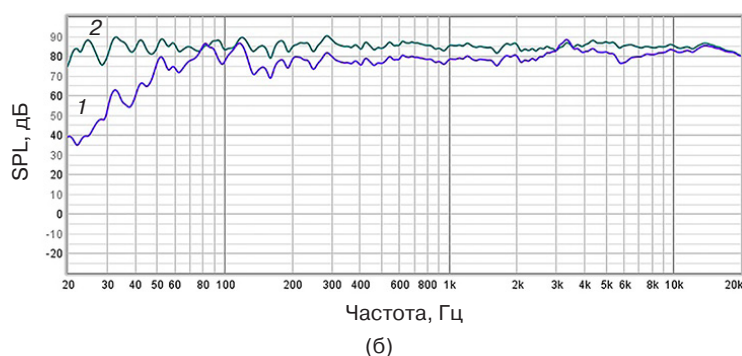


Рис. 29. Экспериментальные результаты автокоррекции АЧХ в произвольном координатном объеме диффузного пространства студийной лаборатории: (а) построение компенсационной АЧХ/ФЧХ адаптивного фильтра на базе блока «AutoEQ»; ▲ (б) АЧХ до (кривая 1) и после (кривая 2) автокоррекции ►



загружается экспортный файл, по которому автоматически рассчитывается и строится АЧХ адаптивной системы фильтрации (рис. 29а).

Интерфейс данного блока предусматривает возможность выбора числа фильтров (до 15), а также ручную преднастройку/перестройку их параметров. На рис. 29б приведены экспериментальные кривые результатов автокоррекции АЧХ, формируемые submodule «AutoCorrection». Предельное отклонение динамического диапазона после автокоррекции лежит в пределах ± 10 дБ в области до 100 Гц и ± 5 дБ – в полосе 0.1–20 кГц. При этом для различных условий автокомпенсации неравномерности АЧХ диффузного пространства за счет коррекции АЧХ аудиомониторов предусмотрен режим автоизмерений и загрузки файла данных в аудиопроцессор ADAU1701.

Как видно из кривых, приведенных на рис. 29б, автокоррекция позволила поднять «завал» динамического уровня в полосе ниже 80 Гц почти на 40 дБ, а также повысить средний уровень сигнала в области провалов, например, на частоте 1 кГц, приблизительно на 7 дБ, не затронув при этом пиковые значения, например, на частоте 80 Гц и 3.3 кГц. Таким образом, для представленных измерений неравномерность АЧХ составляет ± 10 дБ в области до 100 Гц и ± 5 дБ – в полосе 0.1–20 кГц, что делает АЧХ диффузного пространства в некотором объеме звукового поля относительно равномерной

при электроакустической настройке студий и залов, позволяя производить тестирование медиасистем, а также настройку и коррекцию аудиооборудования без вносимых искажений [12].

5. РАЗРАБОТКА И СИГНАЛЬНО-ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ СУБМОДУЛЯ АВТОКОМПЕНСАЦИИ ЭЛЕКТРОАКУСТИЧЕСКОЙ ПОС

Как известно, явление электроакустической ПОС приводит к процессу автогенерации, вызванной формированием режима резко нарастающего фазоамплитудного баланса между микрофоном и динамиком аудиомонитора (строго говоря, определяется условиями среды распространения звука, расстоянием между источником и приемником звука, а также их резонансными частотами, диаграммами направленности), источником которых служат собственные шумы электроакустического канала [5]. Подавление электроакустической ПОС осуществляется нарушением фазодинамического баланса системы путем инициирования селективного фазового дрейфа (рендовой фазоперестройки сигнала на критичных – резонансных частотах) или же путем создания узкополосной режекторной фильтрации (динамического подавления сигнала на критических частотах) [15]. Схема включения submodule автокомпенсации электроакустической

ПОС приведена на рис. 30. При этом в submodule автокоррекции на переключателе « $1 \times N - 3$ » необходимо выбрать «нижнее» положение, соответствующее режиму автоподавления акустической ПОС – Vox-submodule «Auto EQ1».

Экспериментальная схема лабораторного исследования аудиомодуля в режиме автокомпенсации ПОС предполагает следующую маршрутизацию аудиоканала (рис. 31): от измерительного микрофона Behringer ECM8000 аудиосигнал, наводимый в диффузное пространство собственными шумами аудиотракта в диапазоне от -50 до -40 дБ с монитора, поступает на вход ADAU1701, где проходит через схему submodule автокомпенсации ПОС «Auto EQ1». Далее сигнал направляется на вход аудиоинтерфейса UMC404HD, с выхода которого идет на аудиомонитор Behringer K8. При этом микрофон расположен на главной линии диаграммы направленности динамика аудиомонитора на расстоянии 1 м. На входе аудиоинтерфейса установлено

значение чувствительности 10 дБ для того, чтобы микрофон уловил собственные шумы электроакустического канала.

При помощи включенного в аудиотракт submodule «Auto EQ1» происходит компенсация (режекция) инициируемых частотных резонансов, после чего селективно ослабленные сигналы поступают на вход аудиоинтерфейса, где происходит регистрация осциллограммы при помощи *Soundcard Oscilloscope*.

Программно-определяемая конфигурация схемы submodule режекторной автокомпенсации ПОС (рис. 32) представляет собой систему, состоящую из 18 последовательно соединенных блоков автоматической фильтрации. Эта система обеспечивает селекцию на номинально установленной комбинации частот 31, 63, 87, 125, 175, 250, 350, 500, 700 Гц и 1, 1.4, 2, 2.8, 4, 5.6, 8, 11.2, 16 кГц с управляемыми полосами, обеспечивающими перекрытие частотного диапазона 0.02–18 кГц [15].

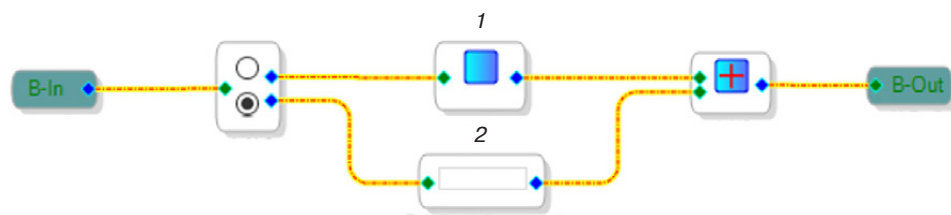


Рис. 30. Программно-определяемая архитектура схемы включения submodule автоподавления акустической ПОС: 1 – блок автокоррекции АЧХ «Auto EQ1»; 2 – submodule автоматического подавления ПОС «Feedback Attenuator»

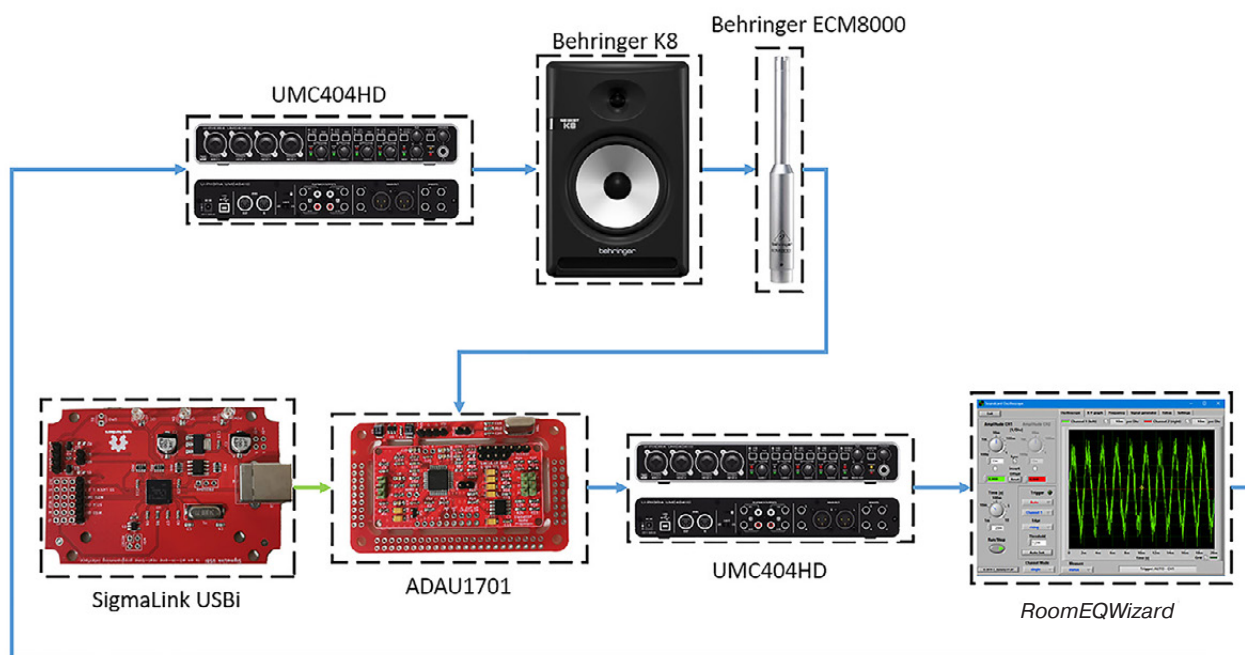


Рис. 31. Схема экспериментального исследования многофункционального ADSP-модуля в режиме включения submodule автокомпенсации электроакустической ПОС

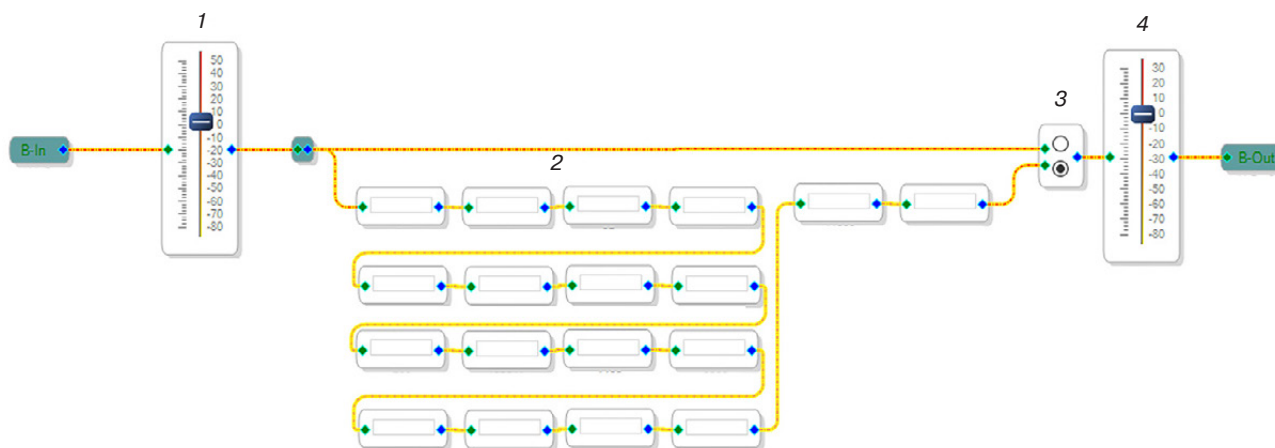


Рис. 32. Программно-определяемая архитектура схемы субмодуля режекторной автокомпенсации ПОС:

1 – фейдер входной громкости «Single 1_2»; 2 – цепь режекторных фильтров;
3 – цифровой коммутатор «N × 1 – 1_2»; 4 – фейдер выходной громкости «Single 2_2»

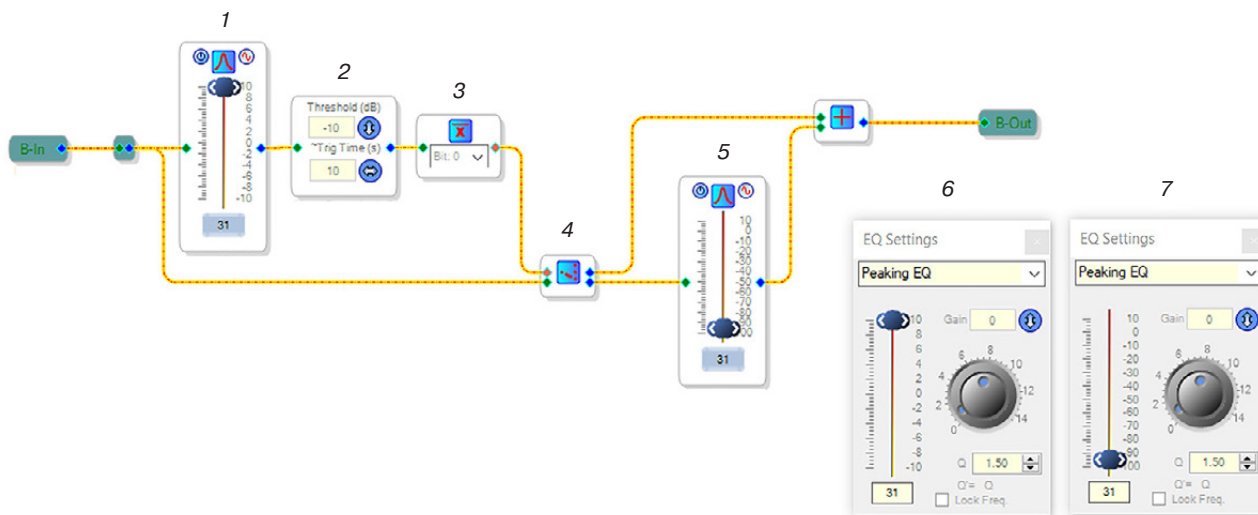


Рис. 33. Схема блока полосового автослежения акустической ПОС: 1 – ПФ «Mid EQ3_19»; 2 – блок обнаружения сигнала «Signal Detection1_21»; 3 – блок сравнения с нулем «ZeroComp1_21»; 4 – демультиплексор «DmX2_19»; 5 – ПФ «Mid EQ2_21»; 6 – окно настроек ПФ «Mid EQ3_19»; 7 – окно настроек ПФ «Mid EQ2_21»

Особое внимание следует обратить на блок полосового автослежения акустической ПОС (рис. 33), состоящий из полосового фильтра (ПФ), блока обнаружения резонансного сигнала (возбуждаемого из шума), превышающего задаваемый порог, блока сравнения с нулевым уровнем, демультиплексора, а также режекторного фильтра (РФ).

Иницируемый тестовый сигнал (наводимый шум) поступает на вход ПФ (рис. 33, поз. 1), после чего попадает на элемент «Signal Detection1_21» (рис. 33, поз. 2), проверяющий, превышает ли его амплитуда заданный порог –10 дБ, выбранный исходя из необходимости подавления резонанса прежде, чем он перекроет полезный сигнал. В случае невыполнения условия превышения данный элемент формирует ненулевое значение на выходе, которое поступает на вход блока сравнения с нулем (рис. 33, поз. 3), после чего входной сигнал проходит без изменений. Однако, если

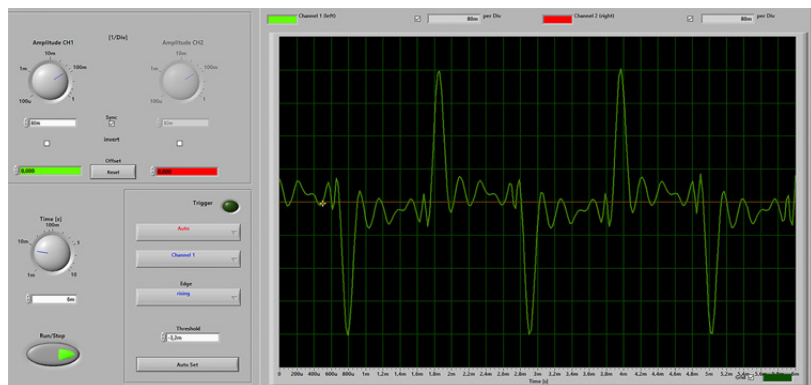
аудиосигнал после фильтра (рис. 33, поз. 1) превышает заданный уровень –10 дБ, то он подается на режекторный фильтр (рис. 33, поз. 5) с неизменной частотой при регулируемом уровне режекторного ослабления сигнала в диапазоне от 0 дБ до –100 дБ.

В реализуемом способе режекторной автокомпенсации ПОС режекторные фильтры срабатывают только при возникновении резонанса и через установленное пользователем время 0–10 с, после чего сбрасываются, что позволяет системе не оказывать значительного влияния на АЧХ динамика. Частоты и добротность фильтров (рис. 33, поз. 6 и 7) обеспечивают полное перекрытие всего рабочего частотного диапазона 0.02–20 кГц при входном динамическом диапазоне от –50 до 80 дБ.

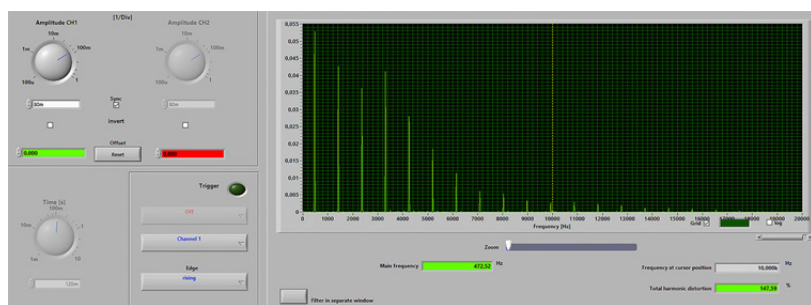
При исследовании субмодуля «Auto EQ1» на входе схемы формируется тестовый сигнал в виде собственных шумов аудиоканала с уровнем от –50 до –40 дБ.

На рис. 34 приведены экспериментальные спектрально-временные характеристики сигнальной автокомпенсации электроакустической ПОС, иллюстрирующие режим селективного подавления инициируемых частотно-резонансных всплесков до уровня 2.75 мВ (ниже динамического уровня собственных шумов аудиотракта). При этом микрофон продолжает улавливать полезный звуковой

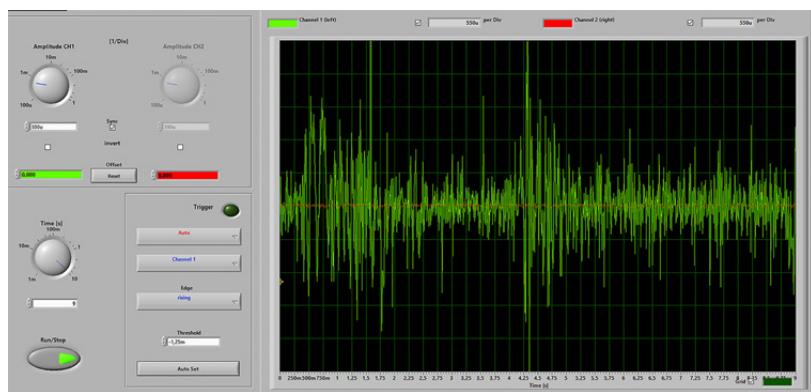
сигнал и шумы на любых других частотах, в т.ч. спектральные форманты, не попадающие в область неустойчивого режима системы. Если резонанс не возникает в течение 10 с, режекторный фильтр отключается, что позволяет избежать «режекторных искажений» АЧХ, вызванных случайными (единовременными) резонансами. Субмодуль режекторной автокомпенсации электроакустической ПОС



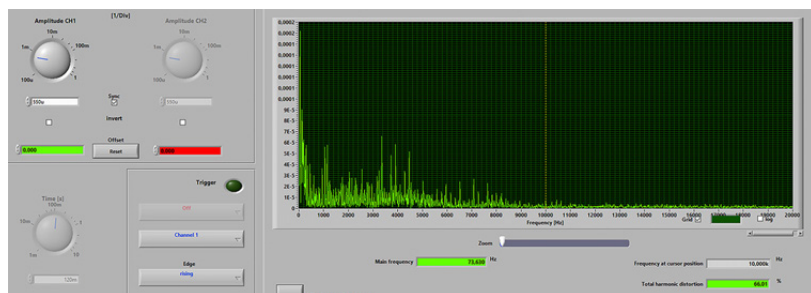
(а)



(б)



(в)



(г)

Рис. 34. Частотно-временные характеристики результатов исследования субмодуля режекторной автокомпенсации ПОС: (а) осциллограмма устойчивого режима формирования акустической ПОС (без автокомпенсации); (б) амплитудный спектр, соответствующий осциллограмме (а); (в) осциллограмма устойчивого режима автоподавления ПОС; (г) амплитудный спектр, соответствующий осциллограмме (в)

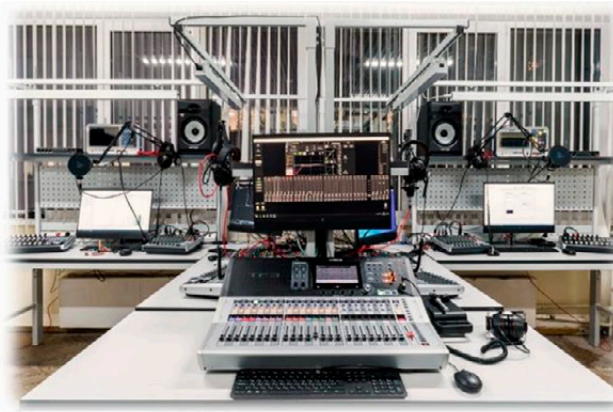
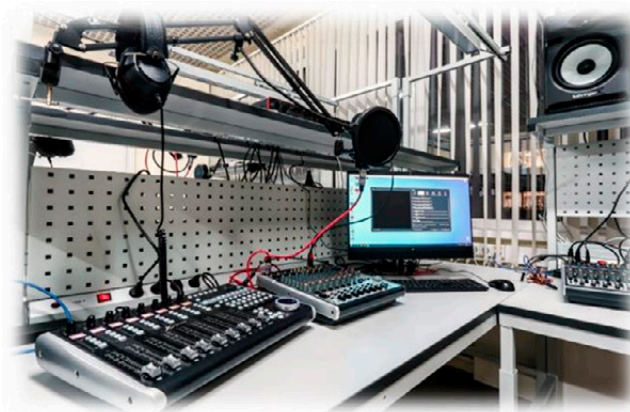


Рис. 35. Учебно-научная лаборатория сигнальной радиоакустики, аудиовизуальных систем и технологий РТУ МИРЭА и ВГТРК

представляет практический интерес при тестировании студийных медиасистем на устойчивость по критерию Найквиста [4], а также предотвращает перегрузку аудиомониторов из-за эффекта электроакустической ПОС. Действительно, анализируя частотно-временные характеристики, приведенные на рис. 34а, 34б, следует обратить внимание на наличие периодического сигнала амплитудой 240 мВ, состоящего из 7 гармонических составляющих уровнем выше 10 мВ, в то время как характеристики, представленные на рис. 34в, 34г, демонстрируют наличие только шумового сигнала амплитудой 2.75 мВ без ярко выраженных частотных составляющих.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В среде визуально-графического программно-архитектурного ADSP-проектирования *SigmaStudio* разработан и исследован многофункциональный аудиосигнальный модуль звукообработки на процессоре ADAU1701, позволяющий тестировать медиасистемы, исследовать характеристики устройств звукообработки, производить отладку и коррекцию АЧХ аудиомониторов, а также осуществлять обработку аудиосигналов и имитацию условий диффузной среды распространения звукового поля в ограниченном пространстве. Электроакустические и внутриканальные аудиосигнальные измерения аудиомодуля производились с помощью специально построенных схем экспериментальных стендов и автоматизированного измерительного программного обеспечения *RoomEQWizard* и *Soundcard Oscilloscope* на базе студийной лаборатории сигнальной радиоакустики, аудиовизуальных систем и технологий Института радиоэлектроники и информатики РТУ МИРЭА и ВГТРК⁷ (рис. 35).

На базе ADSP-процессора ADAU1701 создана программная архитектура многофункционального аудиомодуля для медиатестирования и отладки аудиосигнальных систем и устройств. На основе стендовых лабораторных исследований получены экспериментальные характеристики субмодулей многофункционального устройства, позволяющие в заданных спектрально-динамическом и пространственно-временном диапазонах осуществлять тестирование медиаустройств:

- субмодуль балансной маршрутизации позволяет в 20 раз снизить влияние наводимых на аудиоканал шумов, что позволяет проводить калибровку звуко снимающих аудиоустройств;
- субмодуль аудиосигнальной обработки обеспечивает компрессионную характеристику с динамическим диапазоном от -27 до 18.6 дБ с возможностью эквализационной параметризации в диапазоне 0.04–18 кГц при задаваемых добротностях и уровнях аттенюации/усиления фильтров; реверберационную характеристику в диапазоне 0.5–3000 мс; аудиоканальное кросс-разделение на поддиапазоны 20–250 Гц, 0.25–3 кГц, 3–20 кГц с возможностью регулировки АЧХ в динамическом диапазоне от -30 до 30 дБ, что представляет интерес при панорамной и частотной балансировке аудиосистем;
- субмодуль автокоррекции АЧХ/ФЧХ аудиомониторов позволяет снизить на 40 дБ динамическую неравномерность АЧХ; субмодуль автоподавления электроакустической ПОС обеспечивает режекторное формантоподавление до -100 дБ при входном динамическом диапазоне от -50 до 80 дБ, не оказывая при этом влияния на АЧХ, поскольку каждый фильтр системы работает независимо.

⁷ ФГУП «Всероссийская государственная телевизионная и радиовещательная компания». <https://vgtrk.ru/>. Дата обращения 20.02.2023. [Federal State Unitary Enterprise “All-Russia State Television and Radio Broadcasting Company”] (in Russ.). <https://vgtrk.ru/>. Accessed February 20, 2023.]

БЛАГОДАРНОСТИ

Работа выполнена в рамках НИР «Радиоинформационные системы и радиоэлектронные технологии» (шифр 170-ИРИ).

ACKNOWLEDGMENTS

The study was carried out within the framework of the research on “Radio-information systems and radio-electronic technologies” (code 170-IRI).

Вклад авторов

А.В. Геворский – параметрический анализ и исследование многофункционального аудиомодуля на базе ADSP-процессора.

М.С. Костин – разработка архитектурной конфигурации многофункционального ADSP-модуля.

К.А. Бойков – разработка программы испытаний медиатестирования сигнальных аудиоустройств.

Authors' contributions

A.V. Gevorsky – parametric analysis and research of a multifunctional audio module based on an ADSP processor.

M.S. Kostin – development of an architectural configuration of a multifunctional ADSP module.

K.A. Boikov – development of a test program for media testing of signal audio devices.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Костин М.С. Сигнальная радиоакустика, аудиовизуальные системы и технологии. В сб.: *Наука РТУ МИРЭА на современном этапе: сборник научных трудов Юбилейной научно-технической конференции, посвященной 75-летию РТУ МИРЭА*. М.: РТУ МИРЭА; 2022. С. 325–328.
2. Афанасьев А.А., Рыболовлев А.А., Рыжков А.П. *Цифровая обработка сигналов*. М.: Горячая линия – Телеком; 2019. 356 с.
3. Steiglitz K. *A Digital Signal Processing Primer: with Applications to Digital Audio and Computer Music*. NY, USA: Dover Publications Inc.; 2020. 320 p.
4. Pirkle W.C. *Designing Audio Effect Plugins in C++: for AAX, AU, and VST3 with DSP Theory*. 2nd ed. NY, USA: Routledge; 2019. 704 p.
5. Ковалгин Ю.А., Вологдин Э.И. *Аудиотехника*. М.: Горячая линия – Телеком; 2013. 742 с.
6. Петленко Д.Б., Ярлыков А.Д., Бойков К.А. *Аналого-цифровые преобразователи сигнальных аудиointерфейсов*. М.: Реглет; 2023. 65 с.
7. Попов О.Б., Рихтер С.Г. *Цифровая обработка сигналов в трактах звукового вещания*. М.: Горячая линия – Телеком; 2012. 342 с.
8. Ковалгин Ю.А., Вахитов Ш.Я. *Акустика*. М.: Горячая линия – Телеком; 2022. 660 с.
9. Zölzer U. *Digital Audio Signal Processing*. 2nd ed. Chippenham, England: Wiley; 2008. 340 p.
10. Self D. *Small Signal Audio Design*. 3rd ed. NY, USA: CRC Press; 2020. 784 p.
11. Cipriani A., Giri M. *Electronic Music and Sound Design: Theory and Practice with Max 8. V. 2*. 3rd ed. Rome, Italy: ConTempoNet; 2020. 748 p.
12. Kamenov A. *Digital Signal Processing for Audio Applications*. 2nd ed. Amazon. Kindle edition. RecordingBlogs; 2014. 348 p.
13. Collins K. *Studying Sound: A Theory and Practice of Sound Design Hardcover*. London, England: The MIT Press; 2020. 248 p.
14. Reiss J.D., McPherson A. *Audio Effects. Theory, Implementation and Application*. Boca Raton, USA: CRC Press; 2008. 368 p.
15. Петленко Д.Б., Ярлыков А.Д., Бойков К.А. *Цифровые методы секвенсорной эквализации аудиосигналов радиоакустических систем*. М.: Реглет; 2023. 109 с.

REFERENCES

1. Kostin M.S. Signal radio acoustics, audiovisual systems and technologies. In: *Science of RTU MIREA at the Present Stage: Collection of Scientific Papers of the Anniversary Scientific and Technical Conference Dedicated to the 75th Anniversary of RTU MIREA*. Moscow: RTU MIREA; 2022. P. 325–328 (in Russ.).
2. Afanas'ev A.A., Rybolovlev A.A., Ryzhkov A.P. *Tsifrovaya obrabotka signalov (Digital Signal Processing)*. Moscow: Goryachaya liniya – Telekom; 2019. 356 p. (in Russ.).
3. Steiglitz K. *A Digital Signal Processing Primer: with Applications to Digital Audio and Computer Music*. NY, USA: Dover Publications Inc.; 2020. 320 p.
4. Pirkle W.C. *Designing Audio Effect Plugins in C++: for AAX, AU, and VST3 with DSP Theory*. 2nd ed. NY, USA: Routledge; 2019. 704 p.
5. Kovalgin Yu.A., Vologdin E.I. *Audiotekhnika (Audio Engineering)*. Moscow: Goryachaya liniya – Telekom; 2013. 742 p. (in Russ.).
6. Petlenko D.B., Yarlykov A.D., Boikov K.A. *Analogo-tsifrovye preobrazovateli signal'nykh audiointerfeisov (Analog-to-Digital Converters of Signal Audio Interfaces)*. Moscow: Reglet; 2023. 65 p. (in Russ.).
7. Popov O.B., Rikhter S.G. *Tsifrovaya obrabotka signalov v traktakh zvukovogo veshchaniya (Digital Signal Processing in Audio Broadcasting Paths)*. Moscow: Goryachaya liniya – Telekom; 2012. 342 p. (in Russ.).
8. Kovalgin Yu.A., Vakhitov Sh.Ya. *Akustika (Acoustics)*. Moscow: Goryachaya liniya – Telekom; 2022. 660 p. (in Russ.).
9. Zölzer U. *Digital Audio Signal Processing*. 2nd ed. Chippenham, England: Wiley; 2008. 340 p.

10. Self D. *Small Signal Audio Design*. 3rd ed. NY, USA: CRC Press; 2020. 784 p.
11. Cipriani A., Giri M. *Electronic Music and Sound Design: Theory and Practice with Max 8. V. 2*. 3rd ed. Rome, Italy: ConTempoNet; 2020. 748 p.
12. Kamenov A. *Digital Signal Processing for Audio Applications*. 2nd ed. Amazon. Kindle edition. RecordingBlogs; 2014. 348 p.
13. Collins K. *Studying Sound: A Theory and Practice of Sound Design Hardcover*. London, England: The MIT Press; 2020. 248 p.
14. Reiss J.D., McPherson A. *Audio Effects. Theory, Implementation and Application*. Boca Raton, USA: CRC Press; 2008. 368 p.
15. Petlenko D.B., Yarlykov A.D., Boikov K.A. *Tsifrovye metody sekvensornoi ekvalizatsii audiosignalov radioakusticheskikh system (Digital Methods of Sequencer Equalization of Audio Signals of Radioacoustic Systems)*. Moscow: Reglet; 2023. 109 p. (in Russ.).

Об авторах

Геворский Андрей Владимирович, студент, ФГБОУ ВО «МИРЭА – Российский технологический университет» (119454, Россия, Москва, пр-т Вернадского, д. 78). E-mail: x33590@gmail.com. <http://orcid.org/0009-0001-9734-7515>

Костин Михаил Сергеевич, д.т.н., доцент, заведующий кафедрой радиоволновых процессов и технологий, заместитель директора Института радиоэлектроники и информатики ФГБОУ ВО «МИРЭА – Российский технологический университет» (119454, Россия, Москва, пр-т Вернадского, д. 78). E-mail: kostin_m@mirea.ru. Scopus Author ID 57208434671, SPIN-код РИНЦ 5819-2178, <http://orcid.org/0000-0002-5232-5478>

Бойков Константин Анатольевич, к.т.н., доцент, кафедра радиоволновых процессов и технологий Института радиоэлектроники и информатики ФГБОУ ВО «МИРЭА – Российский технологический университет» (119454, Россия, Москва, пр-т Вернадского, д. 78). E-mail: bojkov_k@mirea.ru. Scopus Author ID 57208926258, SPIN-код РИНЦ 2014-6951, <http://orcid.org/0000-0003-0213-7337>

About the authors

Andrey V. Gevorsky, Student, MIREA – Russian Technological University (78, Vernadskogo pr., Moscow, 119454 Russia). E-mail: x33590@gmail.com. <http://orcid.org/0009-0001-9734-7515>

Mikhail S. Kostin, Dr. Sci. (Eng.), Associate Professor, Head of the Department of Radio Wave Processes and Technologies, Deputy Director, Institute of Radio Electronics and Informatics, MIREA – Russian Technological University (78, Vernadskogo pr., Moscow, 119454 Russia). E-mail: kostin_m@mirea.ru. Scopus Author ID 57208434671, RSCI SPIN-code 5819-2178, <http://orcid.org/0000-0002-5232-5478>

Konstantin A. Boikov, Cand. Sci. (Eng.), Associate Professor, Department of Radio Wave Processes and Technologies, Institute of Radio Electronics and Informatics, MIREA – Russian Technological University (78, Vernadskogo pr., Moscow, 119454 Russia). E-mail: bojkov_k@mirea.ru. Scopus Author ID 57208926258, RSCI SPIN-code 2014-6951, <http://orcid.org/0000-0003-0213-7337>

Современные радиотехнические и телекоммуникационные системы
Modern radio engineering and telecommunication systems

УДК 621.391.072
<https://doi.org/10.32362/2500-316X-2024-12-1-59-68>



НАУЧНАЯ СТАТЬЯ

Влияние разбаланса квадратурного преобразования на помехоустойчивость приема сигналов с амплитудно-фазовой манипуляцией

Г.В. Куликов[®],
С.Х. Данг

МИРЭА – Российский технологический университет, Москва, 119454 Россия
[®] Автор для переписки, e-mail: kulikov@mirea.ru

Резюме

Цели. В настоящее время сигналы с амплитудно-фазовой манипуляцией (АФМ) активно используются в системах спутниковой связи и, особенно, в системах, работающих в условиях ограниченности спектра радиочастот с повышенными требованиями к качеству передачи данных. В этих системах применяются приемники многоканального типа с принятием решения о принимаемом символе по максимуму правдоподобия (корреляционный приемник) или приемники квадратурного типа. Помехоустойчивость этих приемников напрямую зависит от качества формирования опорных колебаний: для корреляционных приемников – эталонных сигналов, а для квадратурных приемников – синфазной и квадратурной составляющих. Цель работы – анализ влияния разброса амплитудных и фазовых параметров синфазного и квадратурного канала на помехоустойчивость приема сигналов АФМ с круговой формой сигнального созвездия.

Методы. Использованы методы статистической радиотехники, теории оптимального приема сигналов и компьютерного моделирования.

Результаты. Получены характеристики помехоустойчивости приема сигналов АФМ в зависимости от разброса параметров квадратурного преобразователя. Теоретические расчеты подтверждены результатами имитационного моделирования при передаче АФМ-сигналов в гауссовском канале связи. Проведено сравнение с системами, использующими сигналы с квадратурной амплитудной модуляцией (КАМ).

Выводы. Проведенные исследования показали, что разбаланс квадратурных опорных колебаний может привести к существенному снижению помехоустойчивости радиосистем, использующих АФМ-сигналы. Минимальные энергетические потери из-за разбаланса квадратурных опорных колебаний достигаются при значении разбаланса менее 10% по амплитуде и 2°–3° по фазе. Амплитудный разбаланс квадратурных опорных колебаний при приеме сигналов КАМ сказывается сильнее, чем при приеме сигналов АФМ. Фазовый разбаланс сказывается приблизительно одинаково.

Ключевые слова: амплитудно-фазовая манипуляция, квадратурные каналы, амплитудный разбаланс, фазовый разбаланс, вероятность битовой ошибки

• Поступила: 27.01.2023 • Доработана: 07.05.2023 • Принята к опубликованию: 13.07.2023

Для цитирования: Куликов Г.В., Данг С.Х. Влияние разбаланса квадратурного преобразования на помехоустойчивость приема сигналов с амплитудно-фазовой манипуляцией. *Russ. Technol. J.* 2024;12(1):59–68. <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2024-12-1-59-68>

Прозрачность финансовой деятельности: Авторы не имеют финансовой заинтересованности в представленных материалах или методах.

Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

RESEARCH ARTICLE

Influence of quadrature transformation imbalance on the noise immunity of signal reception with amplitude-phase shift keying

Gennady V. Kulikov[@],
Xuan Kh. Dang

MIREA – Russian Technological University, Moscow, 119454 Russia

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

Abstract

Objectives. At the present time, amplitude-phase shift keyed (APSK) signals are actively used in satellite communication systems. In particular, they are applied in systems which operate in a limited radio frequency spectrum with increased data transmission quality requirements. Such systems use multi-channel type receivers with maximum likelihood decision on the received symbol (correlation receiver) or quadrature type receivers. The noise immunity of these receivers is directly dependent on the quality of the formation of reference oscillations. These oscillations are reference signals for correlation receivers and in-phase and quadrature components for quadrature receivers. The aim of the work is to analyze the influence of the amplitude and phase parameter spread of the in-phase and quadrature channels on the noise immunity of receiving APSK signals with a circular shape of the signal constellation.

Methods. Methods of statistical radio engineering, theory of optimal signal reception, and computer simulation are used.

Results. The study established the characteristics of noise immunity of the APSK signal reception depending on the spread of parameters of the quadrature converter. The theoretical calculations were confirmed by the results of modeling the transmission of APSK signals in a Gaussian communication channel. A comparison with systems using quadrature amplitude modulation (QAM) was carried out, in order to assess system stability in the presence of spread parameters among other similar systems.

Conclusions. The studies enabled us to conclude that an imbalance of the quadrature reference oscillations can lead to a significant decrease in the noise immunity of radio systems using APSK signals. The minimum energy loss due to imbalance of quadrature reference oscillations is achieved when the imbalance value is less than 10% in amplitude and 2°–3° in phase. The amplitude imbalance of quadrature reference oscillations when receiving QAM signals is more pronounced than in the case of APSK signals. The phase imbalance affects approximately the same.

Keywords: amplitude-phase shift keying, quadrature channels, amplitude imbalance, phase imbalance, bit error probability

• Submitted: 27.01.2023 • Revised: 07.05.2023 • Accepted: 13.07.2023

For citation: Kulikov G.V., Dang X.Kh. Influence of quadrature transformation imbalance on the noise immunity of signal reception with amplitude-phase shift keying. *Russ. Technol. J.* 2024;12(1):59–68. <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2024-12-1-59-68>

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

Помехоустойчивость радиосистем передачи информации определяется многими внешними и внутренними факторами. К числу внешних относятся условия распространения радиоволн и помехи различного происхождения. Внутренние факторы – это верность работы и стабильность технических характеристик входящих в систему устройств.

В работах [1–4] рассмотрены принципы построения и некоторые особенности реализации систем цифрового телевидения стандарта DVB¹. Для телевидения повышенной или высокой четкости используют скоростные виды модуляции, такие как квадратурная амплитудная модуляция (КАМ) в DVB-T и DVB-C [2, 4] и амплитудно-фазовая манипуляция (АФМ) с круговой формой сигнала созвездия в DVB-S2 [1, 3]. Приемники сигналов

КАМ и АФМ могут быть построены по двум основным схемам: многоканального типа с принятием решения о принимаемом символе по максимуму правдоподобия (рис. 1) и квадратурного типа (рис. 2). Характеристики помехоустойчивости таких схем одинаковы. Важной составной частью этих приемников является блок формирования опорных колебаний – синфазной и квадратурной составляющих, сдвинутых по фазе на 90°. Неточная работа этой схемы может вызывать потери ортогональности и в результате приводить к ошибкам в определении передаваемых символов и, как следствие, к снижению помехоустойчивости системы передачи информации. Влияние погрешностей работы схемы формирования квадратурных опорных колебаний на прием КАМ сигналов исследовано в [5–12].

Целью данной работы является оценка влияния амплитудного и фазового разбаланса квадратурных опорных колебаний при приеме сигналов

¹ DVB. <https://www.dvb.org/standards>. Дата обращения 22.05.2023. / Accessed May 22, 2023.

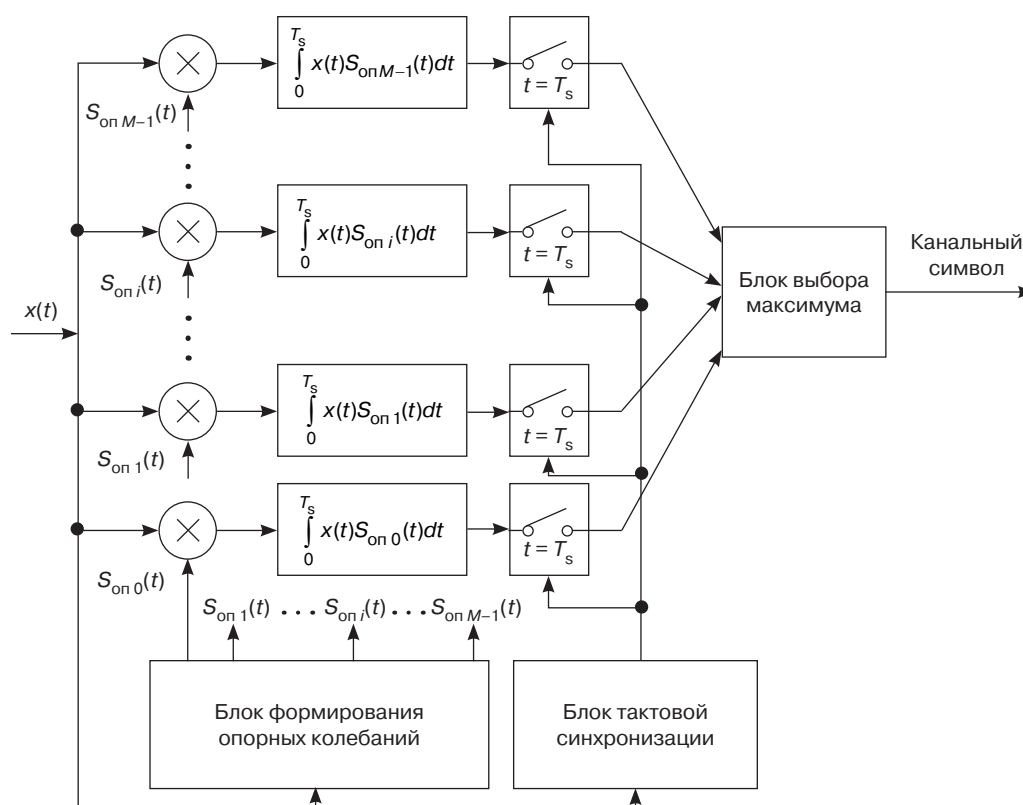


Рис. 1. Структурная схема когерентного приемника многоканального типа

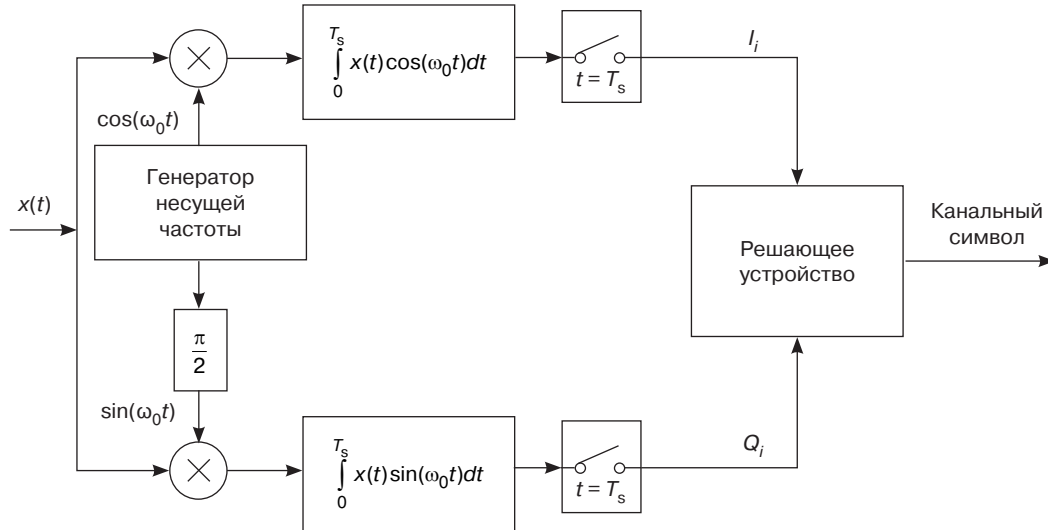


Рис. 2. Структурная схема квадратурного демодулятора

АФМ с круговой формой сигнального созвездия. Задача решается двумя способами: методами статистической радиотехники с помощью теоретических расчетов вероятности битовой ошибки приемника многоканального типа и путем имитационного моделирования квадратурного приемника.

МЕТОДИКА РАСЧЕТА ВЕРОЯТНОСТИ БИТОВОЙ ОШИБКИ

Представим сигнал АФМ в квадратурном виде:

$$s_i(t) = A r_i \cos(\omega_0 t + \varphi_i) = A (I_i \cos \omega_0 t - Q_i \sin \omega_0 t), \quad (1)$$

$$t \in (0, T_s], i = \overline{0, M-1},$$

где t – время; $I_i = r_i \cos \varphi_i$; $Q_i = r_i \sin \varphi_i$; A – средняя амплитуда сигнала; ω_0 – несущая частота; r_i и φ_i – величины, которые определяют амплитуду и фазу сигнальной посылки; T_s – длительность канального символа; M – позиционность сигнала.

Полагаем, что прием сигнала происходит на фоне белого гауссовского шума $n(t)$ с параметрами:

$$\langle n(t) \rangle = 0, \quad \langle n(t_1)n(t_2) \rangle = \frac{N_0}{2} \delta(t_2 - t_1),$$

где N_0 – спектральная плотность мощности шума, δ – дельта-функция, t_1, t_2 – моменты времени.

Тогда отношение сигнал/шум:

$$E_b/N_0 = E_s/(N_0 \log_2 M) = A^2 T_s / (2 N_0 \log_2 M),$$

где E_s – средняя энергия одного символа (при условии, что все символы имеют одинаковую вероятность появления), E_b – средняя битовая энергия.

Корреляторы многоканального приемника (рис. 1) вычисляют интегралы свертки:

$$J_i = \frac{2}{N_0} \int_0^{T_s} x(t) s_{\text{оп } i}(t) dt, \quad i = \overline{0, M-1} \quad (2)$$

входного процесса $x(t) = s_i(t) + n(t)$ с опорными сигналами $s_{\text{оп } i}(t)$, и в идеальном случае $s_{\text{оп } i}(t) = A_{\text{оп}}(I_i \cos \omega_0 t - Q_i \sin \omega_0 t)$, амплитуда опорного сигнала $A_{\text{оп}} = A$.

Величины амплитудного и фазового разбаланса квадратурных опорных колебаний зададим через амплитудный коэффициент a и фазовый сдвиг θ в одном из каналов:

$$s_{\text{оп } i}(t) = A(I_i \cos \omega_0 t - a Q_i \sin(\omega_0 t + \theta)). \quad (3)$$

Для расчета вероятности ошибки используем методику, изложенную в [13, 14]. Согласно ей вероятность ошибочного приема любого m -го канального символа равна

$$P_{\text{ес } m} = 1 - \prod_{\substack{i=0 \\ m \neq i}}^{M-1} \left(1 - Q \left(\frac{m_{mi}}{\sqrt{D_{mi}}} \right) \right), \quad Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-\frac{t^2}{2}} dt, \quad (4)$$

где m_{mi} – математические ожидания, а D_{mi} – дисперсии линейных комбинаций процессов (2).

Рассчитав и проведя усреднение по всем комбинациям $i \neq m$; $i, m = \overline{0, M-1}$, можно найти среднюю вероятность ошибочного приема символа и далее – вероятность битовой ошибки при использовании кодирования Грея [15]:

$$P_{\text{еб}} = P_{\text{ес}} / \log_2 M.$$

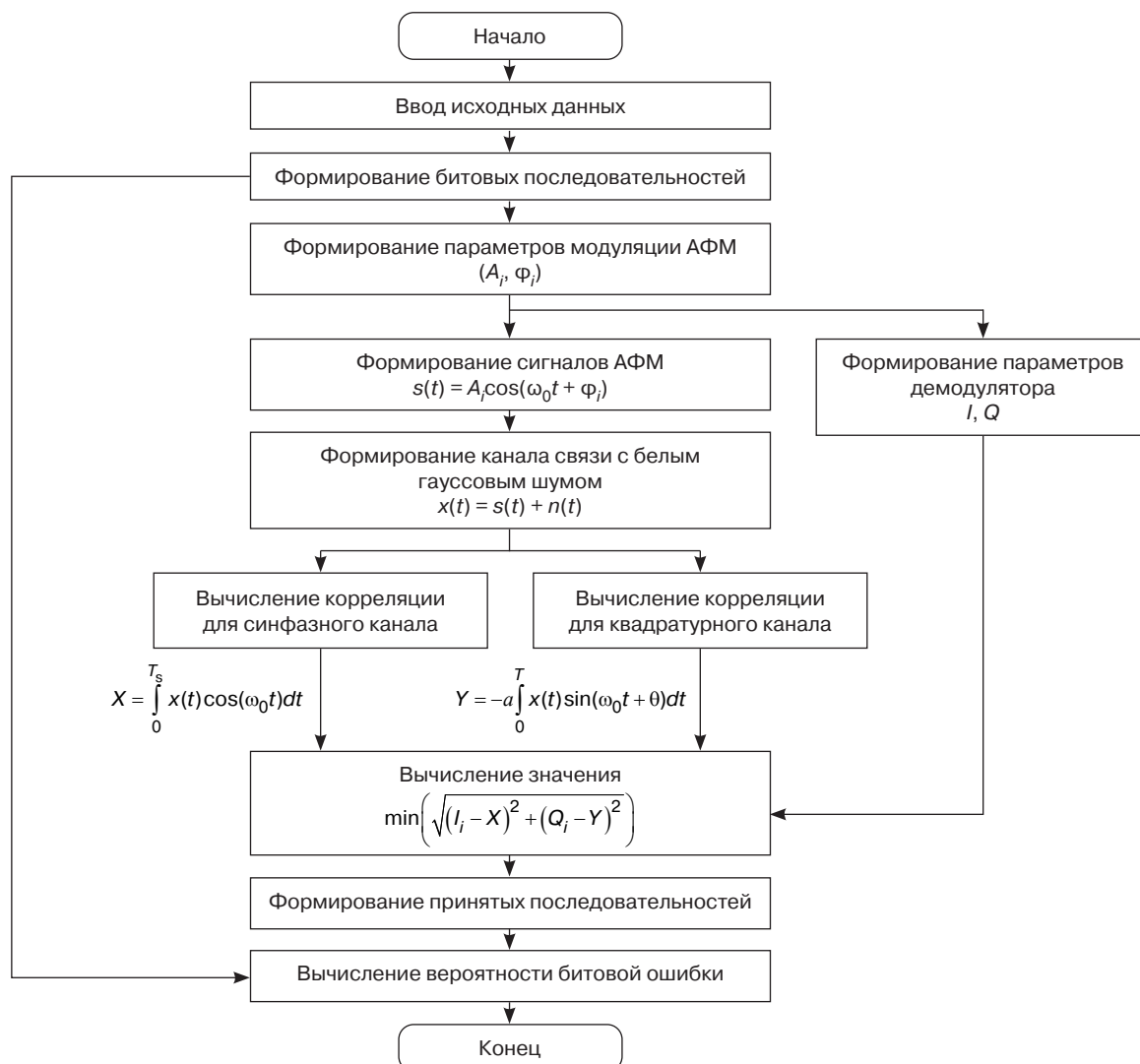


Рис. 3. Алгоритм имитационного моделирования системы передачи сигналов АФМ в канале с гауссовым шумом

Входящие в (4) m_{mi} и D_{mi} с учетом (1) и (3) определяются следующим образом:

$$m_{mi} = \frac{2E_s}{N_0} \left(r_m^2 \cos^2 \varphi_m - r_m r_i \cos \varphi_m \cos \varphi_i - a r_m \sin(\theta - \varphi_m) \times \right. \\ \left. \times (r_m \sin \varphi_m - r_i \sin \varphi_i) - \frac{r_m^2 - r_i^2}{2} \right), \quad (5)$$

$$D_{mi} = \frac{2E_s}{N_0} \left((r_m \cos \varphi_m - r_i \cos \varphi_i)^2 + a^2 (r_m \sin \varphi_m - r_i \sin \varphi_i)^2 - \right. \\ \left. - 2a \sin \theta (r_m \cos \varphi_m - r_i \cos \varphi_i) \times \right. \\ \left. \times (r_m \sin \varphi_m - r_i \sin \varphi_i) \right). \quad (6)$$

Для проверки теоретических результатов была разработана имитационная модель системы передачи сигналов АФМ в канале с гауссовым шумом, включающая блоки квадратурного преобразователя с возможностью введения амплитудного a и фазового θ разбалансов. Алгоритм моделирования приведен на рис. 3.

РЕЗУЛЬТАТЫ РАСЧЕТОВ И ИМИТАЦИОННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

Влияние амплитудного разбаланса квадратурных каналов. При проведении расчетов полагалось, что фазовый разбаланс отсутствует: $\theta = 0$. Тогда формулы (5) и (6) примут вид:

$$m_{mi} = \frac{2E_s}{N_0} \left(r_m \cos \varphi_m (r_m \cos \varphi_m - r_i \cos \varphi_i) + \right. \\ \left. + a r_m \sin \varphi_m (r_m \sin \varphi_m - r_i \sin \varphi_i) - \frac{r_m^2 - r_i^2}{2} \right),$$

$$D_{mi} = \frac{2E_s}{N_0} \left((r_m \cos \varphi_m - r_i \cos \varphi_i)^2 + \right. \\ \left. + a^2 (r_m \sin \varphi_m - r_i \sin \varphi_i)^2 \right).$$

На рис. 4 показаны зависимости вероятности битовой ошибки от амплитудного разбаланса при $E_b/N_0 = 13$ дБ для сигналов 16-АФМ и 32-АФМ. На рис. 5 представлены зависимости вероятности битовой ошибки от отношения сигнал/шум при фиксированных значениях a . Заметим, что случай $a = 1$ соответствует отсутствию разбаланса.

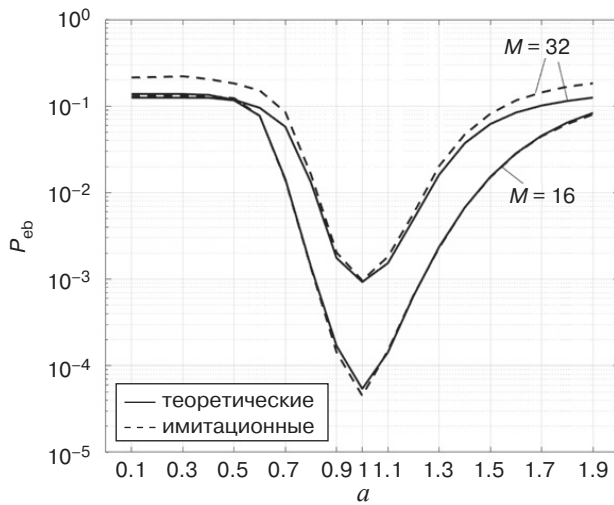


Рис. 4. Зависимости вероятности битовой ошибки от величины амплитудного разбаланса квадратурных каналов

Видно, что для обоих сигналов малый амплитудный разбаланс квадратурных каналов $\pm 10\%$ незначительно сказывается на качестве приема информации. Такую его величину можно считать допустимой. В частности, при $P_{eb} = 10^{-3}$ и $a = 1.1$ энергетические потери не превышают 0.5 дБ. При амплитудном разбалансе 20% ($a = 0.8$ и 1.2) вероятность битовой ошибки увеличивается на порядок, а больший разбаланс ($a = 1.5$) недопустим и приводит к разрушению приема, т.к. в этом случае вероятность битовой ошибки возрастает на несколько порядков, а энергетические потери увеличиваются на 8–10 дБ.

Заметим также, что разница в полученных результатах для многоканального (теоретический расчет) и квадратурного (имитационное моделирование) приемников незначительная, что говорит о приблизительно одинаковой устойчивости схем к амплитудному разбалансу квадратур.

Влияние фазового разбаланса квадратурных каналов. При проведении расчетов полагалось, что амплитудный разбаланс отсутствует: $a = 1$. Тогда формулы (5) и (6) примут вид:

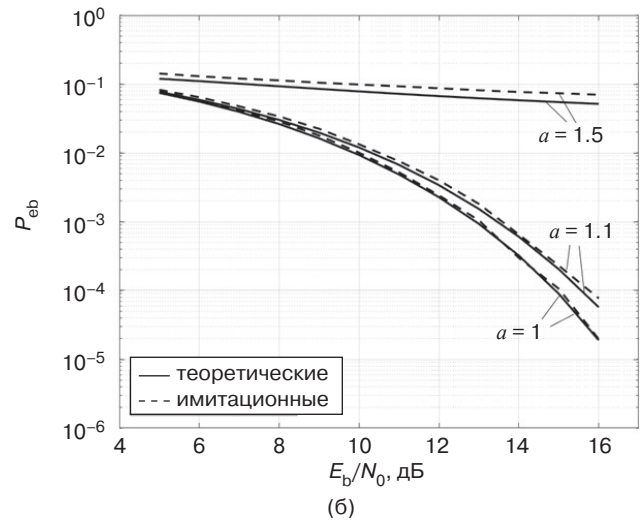
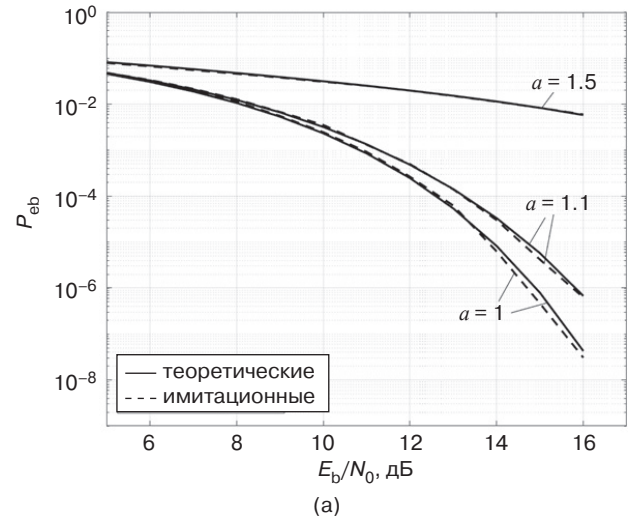


Рис. 5. Зависимости вероятности битовой ошибки от отношения сигнал/шум при наличии амплитудного разбаланса квадратурных каналов: (а) 16-АФМ, (б) 32-АФМ

$$m_{mi} = \frac{2E_s}{N_0} \left(r_m^2 \cos^2 \varphi_m - \right. \\ \left. - r_m r_i \cos \varphi_m \cos \varphi_i - r_m \sin(\theta - \varphi_m) \times \right. \\ \left. \times (r_m \sin \varphi_m - r_i \sin \varphi_i) - \frac{r_m^2 - r_i^2}{2} \right),$$

$$D_{mi} = \frac{2E_s}{N_0} \left((r_m \cos \varphi_m - r_i \cos \varphi_i)^2 + \right. \\ \left. + (r_m \sin \varphi_m - r_i \sin \varphi_i)^2 - \right. \\ \left. - 2 \sin \theta (r_m \cos \varphi_m - r_i \cos \varphi_i) \times \right. \\ \left. \times (r_m \sin \varphi_m - r_i \sin \varphi_i) \right).$$

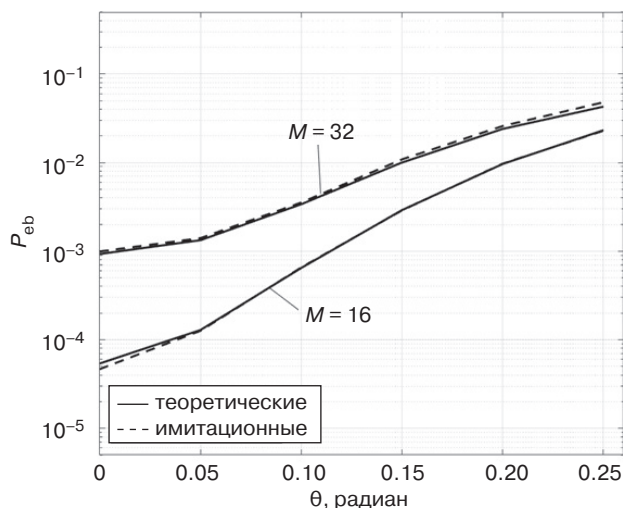


Рис. 6. Зависимости вероятности битовой ошибки от фазового разбаланса квадратурных каналов

На рис. 6 показаны зависимости вероятности битовой ошибки от фазового разбаланса θ при отношении $E_b/N_0 = 13$ дБ для сигналов 16-АФМ и 32-АФМ, а на рис. 7 – зависимости вероятности битовой ошибки от отношения сигнал/шум при фиксированных значениях фазового разбаланса.

При наличии фазового разбаланса $\theta = 0.1$ рад ($\sim 5^\circ$) для $P_{об} = 10^{-3}$ наблюдаются энергетические потери 2 дБ для $M = 16$ и 3 дБ для $M = 32$. При увеличении разбаланса до 0.15 рад ($\sim 8^\circ$) потери становятся 4.5 дБ и более. Судя по графикам (рис. 5), для сигналов 16-АФМ и 32-АФМ можно считать допустимым фазовый разбаланс квадратурных каналов не более 0.03–0.05 рад, т.е. 2° – 3° .

СРАВНЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ ДЛЯ СИГНАЛОВ КАМ И АФМ

На рис. 8 приведены сравнительные зависимости вероятности $P_{об}$ от коэффициента амплитудного разбаланса a квадратурных каналов для приемников сигналов АФМ и КАМ одинаковой позиционности [2]. Видно, что в идеальном случае ($a = 1$) сигнал КАМ имеет несколько лучшие показатели помехоустойчивости, но больший наклон графиков в области $0.7 < a < 1.3$ говорит о большей чувствительности приемника КАМ к величине амплитудного разбаланса.

Как следует из рис. 9, влияние фазового разбаланса квадратурных каналов на прием сигналов АФМ и КАМ [5] сказывается примерно одинаково.

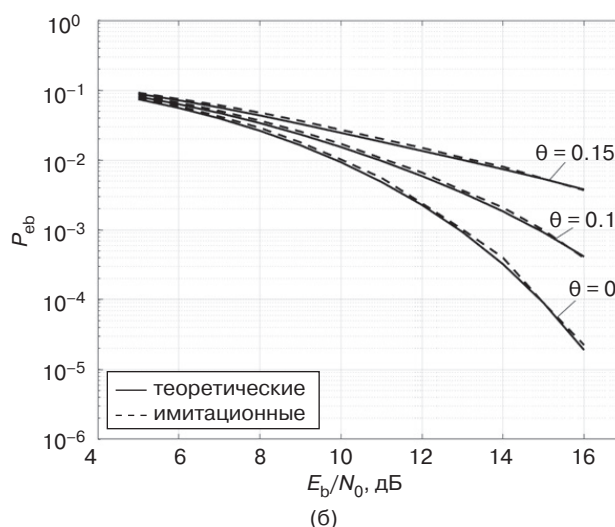
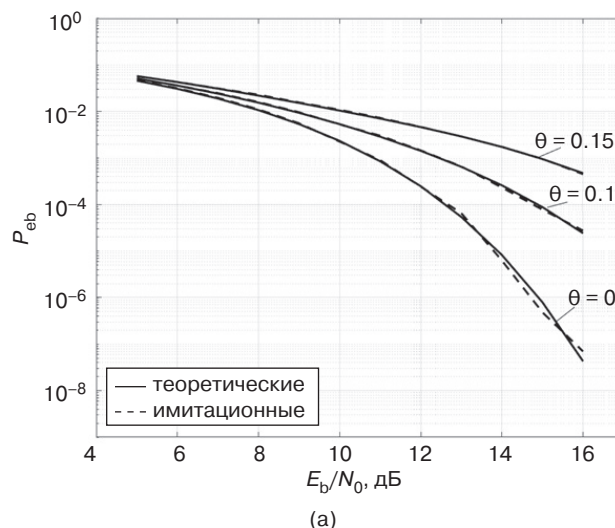


Рис. 7. Зависимости вероятности битовой ошибки от отношения сигнала/шум при наличии фазового разбаланса в квадратурных каналах:
(а) 16-АФМ, (б) 32-АФМ

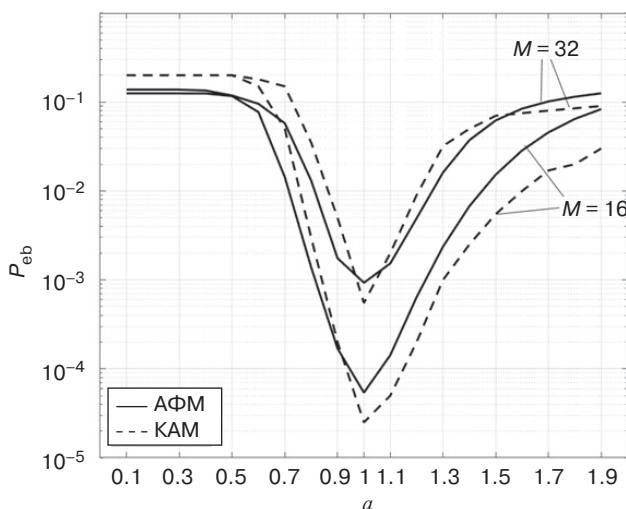


Рис. 8. Зависимости вероятности битовой ошибки от разбаланса амплитуд для сигналов АФМ и КАМ ($E_b/N_0 = 13$ дБ)

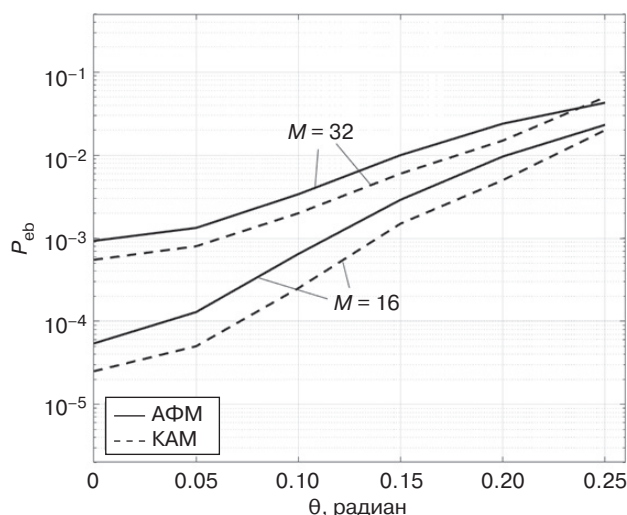


Рис 9. Зависимости вероятности битовой ошибки от фазового разбаланса квадратурных каналов для сигналов АФМ и КАМ ($E_b/N_0 = 13$ дБ)

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Полученные результаты позволяют сделать следующие выводы:

1. Амплитудный и фазовый разбалансы квадратурных опорных колебаний при приеме сигналов АФМ, также как и для сигналов КАМ, могут приводить к значительному снижению помехоустойчивости.
2. Допустимой величиной амплитудного разбаланса для приемника сигналов АФМ можно считать значение $\pm 10\%$.
3. Допустимой величиной фазового разбаланса для приемника сигналов АФМ можно считать значение 2° – 3° .
4. Амплитудный разбаланс квадратурных опорных колебаний при приеме сигналов КАМ сказывается сильнее, чем при приеме сигналов АФМ. Фазовый разбаланс сказывается приблизительно одинаково.

Вклад авторов

Г.В. Куликов – идея исследования, консультации по вопросам проведения всех этапов исследования.
С.Х. Данг – проведение расчетов, обработка результатов.

Authors' contributions

G.V. Kulikov – the research idea, consultations on the issues of conducting all stages of the study.
X.Kh. Dang – making calculations, processing of results.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Antiufrieva L., Ivchenko A., Dvorkovich A. Features of a coarse frequency synchronization for DVB-S2X system. In: *2020 International Conference Engineering and Telecommunication (En & T)*. 2020. <https://doi.org/10.1109/EnT50437.2020.9431306>
2. Абрамов С.С., Павлов И.И., Абрамова Е.С., Павлова М.С. *Формирование радиосигналов для цифрового телерадиовещания*. 2-е изд. Новосибирск: СибГУТИ; 2019. 246 с.
3. Маглицкий Б.Н., Сергеева А.С., Синявская А.С. *Принципы построения спутникового телевидения. Теория и практика*. Новосибирск: СибГУТИ; 2016. 95 с.
4. Вершинин А.С., Эрдынеев Ж.Т. *Космические и наземные системы радиосвязи и сети телерадиовещания*. Томск: ТУСУР; 2013. 184 с. URL: <https://edu.tusur.ru/publications/3449>. Дата обращения 22.05.2023.
5. Куликов Г.В., Лелюх А.А. Влияние амплитудного и фазового разбаланса квадратур на помехоустойчивость когерентного приема сигналов с квадратурной амплитудной модуляцией. *Russian Technological Journal*. 2021;9(1):29–37. <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2021-9-1-29-37>
6. Бабанин И.Г., Михайлова Н.Ю., Николаенко А.И., Коптев Д.С. Процедура оценки влияния неидеальности параметров оптимального демодулирующего устройства системы приема сигналов с квадратурной амплитудной модуляцией различной позиционности и коэффициента неравномерности сигнального созвездия на эквивалентные энергетические потери. *Радиотехника*. 2019;83(10–16):60–69.
7. Park J., Park S., Cho P.D., Lee H.-Ho. Effect of phase/quadrature error and I/Q gain imbalance for QAM symbol error probability. *IEICE Trans. Commun.* 2007;E90-B(11):3287–3289. <https://doi.org/10.1093/ietcom/e90-b.11.3287>
8. Янушковский А.Ю., Кривошейкин А.В. Помехоустойчивость приема сигналов фазоамплитудной модуляции в условиях неидеальности квадратурных каналов. *Известия высших учебных заведений. Приборостроение*. 2011;54(9):58–63.
9. Гуревич В.Э., Девяткин Д.В., Харьков О.И. Исследование реальной помехоустойчивости системы радиодоступа с квадратурной модуляцией при дефазировании опорных колебаний. В сб.: *Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании: Сборник научных статей*: в 4 т. 2017. Т. 1. С. 154–159.
10. Хасьянова Е.Р., Седов М.О. Экспериментальное исследование методов оценки и компенсации погрешностей квадратурного преобразования сигналов с модуляцией М-КАМ. *Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов*. 2017;8(1):119–122.

11. Пестряков А.В., Поборчая Н.Е., Хасьянова Е.Р. Оценка влияния сдвига несущей частоты на эффективность работы алгоритма компенсации погрешностей квадратурного преобразования. В сб.: *26-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМуКо'2016)*: материалы конференции: в 13 т. 2016. Т. 3. С. 413–417.
12. Пестряков А.В., Хасьянова Е.Р. Оценка и компенсация погрешностей квадратурного преобразования при приеме сигнала с модуляцией КАМ-64 с применением метода статистического усреднения. В сб.: *Технологии информационного общества. X Международная отраслевая научно-техническая конференция*. 2016. С. 196.
13. Куликов Г.В., Усманов Р.Р., Трофимов Д.С. Анализ помехоустойчивости приема сигналов с многопозиционной амплитудно-фазовой манипуляцией в присутствии гармонической помехи. *Наукоемкие технологии*. 2020;21(1): 22–29. URL: http://radiotec.ru/ru/journal/Science_Intensive_Technologies/number/2020-1/article/19749. Дата обращения 22.05.2023.
14. Куликов Г.В., Ханг Д.С., Стариковский А.И. Помехоустойчивость приема сигналов с амплитудно-фазовой манипуляцией на фоне частотно-манипулированной помехи. *Вопросы радиоэлектроники. Серия: Техника телевидения*. 2022;4:44–51.
15. Proakis J.G. *Digital communications*. 4th ed. NY: McGraw-Hill; 2001. 1002 p.

REFERENCES

1. Antiufrieva L., Ivchenko A., Dvorkovich A. Features of a coarse frequency synchronization for DVB-S2X system. In: *2020 International Conference Engineering and Telecommunication (En & T)*. 2020. <https://doi.org/10.1109/EnT50437.2020.9431306>
2. Abramov S.S., Pavlov I.I., Abramova E.S., Pavlova M.S. *Formirovanie radiosignalov dlya tsifrovogo teleradioveshchaniya (Formation of Radio Signals for Digital Television and Radio Roadcasting)*. 2nd ed. Novosibirsk: SibGUTI; 2019. 246 p. (in Russ.).
3. Maglitskii B.N., Sergeeva A.S., Sinyavskaya A.S. *Printsipy postroeniya sputnikovogo televideniya. Teoriya i praktika (Principles of Construction of Satellite Television. Theory and Practice)*. Novosibirsk: SibGUTI; 2016. 95 p. (in Russ.).
4. Vershinin A.S., Erdynееv Zh.T. *Kosmicheskie i nazemnye sistemy radiosvyazi i seti teleradioveshchaniya (Space and Terrestrial Radio Communication Systems and Television and Radio Broadcasting Networks)*. Tomsk: TUSUR; 2013. 184 p. (in Russ.). Available from URL: <https://edu.tusur.ru/publications/3449>. Accessed May 22, 2023.
5. Kulikov G.V., Lelyukh A.A. Influence of amplitude and phase imbalance of quadratures on noise immunity of coherent reception of signals with quadrature amplitude modulation. *Russ. Technol. J.* 2021;9(1):29–37 (in Russ.). <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2021-9-1-29-37>
6. Babanin I.G., Mikhailova N.Yu., Nikolaenko A.I., Koptev D.S. Assessment procedure of influence of not idealities of parameters of the optimum demodulating device of the system of signal pick-up with different positioning and coefficient quadrature amplitude shift keying of irregularity of the signal constellation on equivalent power losses. *Radiotekhnika = Radioengineering*. 2019;83(10–2):60–69 (in Russ.).
7. Park J., Park S., Cho P.D., Lee H.-Ho. Effect of phase/quadrature error and I/Q gain imbalance for QAM symbol error probability. *IEICE Trans. Commun.* 2007;E90-B(11):3287–3289. <https://doi.org/10.1093/ietcom/e90-b.11.3287>
8. Yanushkovsky A.Y., Krivosheikin A.V. Noise-immune of receiving of phase-amplitude signals with imperfect quadrature channels. *Izvestiya vysshikh uchebnykh zavedenii. Priborostroenie = J. Instrument Engineering*. 2011;54(9):58–63 (in Russ.).
9. Gurevich V.E., Devyatkin D.V., Kharkov O.I. Analysis of radio access system with quadrature modulation real noise immunity while dephasing the reference oscillation. In: *Actual Problems of Infotelecommunication in Science and Education*. Collection of scientific papers: in 4 v. 2017. V. 1. P. 154–159 (in Russ.).
10. Khasyanova E.R., Sedov M.O. Experimental study of methods of estimation and compensation of errors of quadrature transformation of signals with M-QAM modulation. *Sistemy sinkhronizatsii, formirovaniya i obrabotki signalov = Systems of Signal Synchronization, Generation and Processing*. 2017;8(1):119–122 (in Russ.).
11. Pestryakov A.V., Poborchaya N.E., Khasyanova E.R. Influence carrier frequency offset on the performance of the errors of quadrature conversation compensation algorithm transformation. In: *26th International Crimean Conference “Microwave Technology and Telecommunications Technologies” (KrymiCo'2016)*. Conference proceedings: in 13 v. 2016. V. 3. P. 413–417 (in Russ.).
12. Pestryakov A.V., Khasyanova E.R. Estimation and compensation of errors of quadrature transformation when receiving a signal with QAM-64 modulation using the method of statistical averaging. In: *Information Society Technologies. X International Industry Scientific and Technical Conference*: Proceedings. 2016. P. 196 (in Russ.).
13. Kulikov G.V., Usmanov R.R., Trofimov D.S. Noise immunity analysis of amplitude and phase-shift keying signals reception in presence of harmonic interference. *Naukoeckie tekhnologii = Science Intensive Technologies*. 2020;21(1):22–29 (in Russ.). Available from URL: http://radiotec.ru/ru/journal/Science_Intensive_Technologies/number/2020-1/article/19749. Accessed May 22, 2023.
14. Kulikov G.V., Khang D.X., Starikovskiy A.I. Noise immunity of signal reception with amplitude-phase shift keying in the background of frequency shift keying interference. *Voprosy radioelektroniki. Seriya: Tekhnika televideniya = Questions of Radio Electronics. Series: TV Technique*. 2022;4:44–51 (in Russ.).
15. Proakis J.G. *Digital communications*. 4th ed. NY: McGraw-Hill; 2001. 1002 p.

Об авторах

Куликов Геннадий Валентинович, д.т.н., профессор, профессор кафедры радиоэлектронных систем и комплексов Института радиоэлектроники и информатики ФГБОУ ВО «МИРЭА – Российский технологический университет» (119454, Россия, Москва, пр-т Вернадского, д. 78). E-mail: kulikov@mirea.ru. Scopus Author ID 36930533000, SPIN-код РИНЦ 2844-8073, <http://orcid.org/0000-0001-7964-6653>

Данг Суан Ханг, аспирант, кафедра радиоэлектронных систем и комплексов Института радиоэлектроники и информатики ФГБОУ ВО «МИРЭА – Российский технологический университет» (119454, Россия, Москва, пр-т Вернадского, д. 78). E-mail: dangxuankhang147@gmail.com. <https://orcid.org/0000-0002-3372-7172>

About the authors

Gennady V. Kulikov, Dr. Sci. (Eng.), Professor, Department of Radio Electronic Systems and Complexes, Institute of Radio Electronics and Informatics, MIREA – Russian Technological University (78, Vernadskogo pr., Moscow, 119454 Russia). E-mail: kulikov@mirea.ru. Scopus Author ID 36930533000, RSCI SPIN-code 2844-8073, <http://orcid.org/0000-0001-7964-6653>

Xuan Kh. Dang, Postgraduate Student, Department of Radio Electronic Systems and Complexes, Institute of Radio Electronics and Informatics, MIREA – Russian Technological University (78, Vernadskogo pr., Moscow, 119454 Russia). E-mail: dangxuankhang147@gmail.com. <https://orcid.org/0000-0002-3372-7172>

Современные радиотехнические и телекоммуникационные системы
Modern radio engineering and telecommunication systems

УДК 621.314:681.586.7:004.942
<https://doi.org/10.32362/2500-316X-2024-12-1-69-79>



НАУЧНАЯ СТАТЬЯ

Математическая модель DC/DC-преобразователя, построенного по топологии SEPIC

А.И. Лавренов[@],
В.К. Битюков

МИРЭА – Российский технологический университет, Москва, 119454 Россия
[@] Автор для переписки, e-mail: lavrenov@mirea.ru

Резюме

Цели. DC/DC-преобразователь, построенный по топологии SEPIC, является униполярным электронным устройством, которое обеспечивает преобразование входного положительного напряжения в стабилизированное выходное напряжение той же полярности с возможностью его регулирования как ниже входного напряжения, так и выше. Цель статьи – выполнить анализ DC/DC-преобразователя в обеих фазах его работы. Для каждой из фаз необходимо составить эквивалентные схемы и получить характеризующие дифференциальные уравнения с помощью правил Кирхгофа. Каждую систему дифференциальных уравнений нужно привести к виду Коши для дальнейшего преобразования в предельную непрерывную математическую модель, а каждую систему уравнений преобразовать в матричный вид и впоследствии объединить в единую матричную систему.

Методы. Задача построения предельной непрерывной математической модели решена с использованием правил Кирхгофа. Для компьютерного моделирования была применена программа *Multisim*. Это позволило сопоставить результаты расчета постоянных токов и напряжений и моделирования.

Результаты. Показано, что фазовые координаты математической модели стремятся к значениям реальных токов и напряжений преобразователя при частоте коммутации силового ключа более 200 кГц. Установлено достаточно хорошее соответствие расчетных значений токов и напряжений и их значений, полученных с помощью моделирования (при вариации коэффициента заполнения и частоты коммутации).

Выводы. Полученная предельная непрерывная математическая модель DC/DC-преобразователя, построенного по топологии SEPIC, позволяет оценить зависимость токов, протекающих через обмотки дросселей, и напряжения на конденсаторах от ряда параметров. Предельная непрерывная математическая модель DC/DC-преобразователя, построенного по топологии SEPIC, является базой его схемотехнического проектирования и физико-математического анализа.

Ключевые слова. DC/DC-преобразователь, понижающе-повышающий преобразователь, эквивалентная схема, топология SEPIC, предельная непрерывная математическая модель, правила Кирхгофа, система дифференциальных уравнений, форма Коши, моделирование

• Поступила: 09.04.2023 • Доработана: 06.05.2023 • Принята к опубликованию: 31.11.2023

Для цитирования: Лавренов А.И., Битюков В.К. Математическая модель DC/DC-преобразователя, построенного по топологии SEPIC. *Russ. Technol. J.* 2024;12(1):69–79. <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2024-12-1-69-79>

Прозрачность финансовой деятельности: Авторы не имеют финансовой заинтересованности в представленных материалах или методах.

Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

RESEARCH ARTICLE

Mathematical model of a DC/DC converter based on SEPIC topology

Aleksey I. Lavrenov[@],
Vladimir K. Bityukov

MIREA – Russian Technological University, Moscow, 119454 Russia

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

Abstract

Objectives. A DC/DC converter based on SEPIC topology is a unipolar electronic device which converts an input positive voltage into a stabilized output voltage of the same polarity. It also has the ability to regulate polarity both below and above the input voltage. The aim of the paper is to analyze the DC/DC converter in its both operation phases, as well as to draw up equivalent circuits and obtain characterizing differential equations using Kirchhoff's rules for each phase. Each system of differential equations is reduced to Cauchy equations, in order to be further transformed into a limiting continuous mathematical model. Each system of equations is converted into a matrix form and subsequently combined into a single matrix system.

Methods. The construction of a limiting continuous mathematical model was accomplished using Kirchhoff's rules. *Multisim* software was used for the computer simulation, thus enabling the calculated results of direct currents and voltages to be compared to those of the simulation.

Results. Results show that the phase coordinates of the mathematical model tend towards the values of real currents and voltages of the converter at a switching frequency higher than 200 kHz. Fairly good agreement is established between the calculated values of currents and voltages and the values obtained by simulation (with varying fill factor and switching frequency).

Conclusions. The resulting limiting continuous mathematical model of the DC/DC converter based on SEPIC topology allows for an estimation of the dependence of the currents flowing through the inductor windings and the voltages across the capacitors on a number of parameters. The limiting continuous mathematical model of the DC/DC converter based on SEPIC topology is the basis for its circuit design and physical-and-mathematical analysis.

Keywords: DC/DC converter, buck-boost converter, equivalent circuit, SEPIC topology, limiting continuous mathematical model, Kirchhoff's rules, system of differential equations, Cauchy form, simulation

• Submitted: 09.04.2023 • Revised: 06.05.2023 • Accepted: 31.11.2023

For citation: Lavrenov A.I., Bityukov V.K. Mathematical model of a DC/DC converter based on SEPIC topology. *Russ. Technol. J.* 2024;12(1):69–79. <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2024-12-1-69-79>

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

Особенностью построения современных радио-электронных устройств является переход от сетевого электропитания к автономному. Это характерно для наукоемких устройств во многих сферах жизнедеятельности, средствах связи, персональных компьютерах, измерительных устройствах и т.д. Традиционно автономные устройства широко применяются в авиационной, медицинской и космической технике, первичными источниками энергии в этих сферах являются литий-ионные батареи, перезаряжаемые аккумуляторы, топливные

элементы, солнечные батареи и др. [1–3]. Каждый из этих источников энергии формирует напряжение, которое в значительной степени изменяется во времени, что предопределяет необходимость использования DC/DC-преобразователей в устройствах энергообеспечения [4]. Большинство DC/DC-преобразователей, которые предлагают производители электронной компонентной базы, являются либо повышающими, либо понижающими, либо полярно-инвертирующими. Лишь малое их число совмещают в себе функции повышения и понижения выходного напряжения относительно входного и его стабилизацию [5, 6].

Известно, что эффективными понижающе-повышающими DC/DC-преобразователями являются устройства, построенные по топологиям SEPIC, Cuck и Zeta [7]. Высокие КПД преобразователей и стабильность их выходного напряжения, а также необходимость малых массогабаритных параметров предопределяют жесткие требования к проектированию таких преобразователей. Комплексный подход к разработке достигается применением предельной непрерывной математической модели (ПНММ) DC/DC-преобразователя, схемотехнического моделирования и экспериментального исследования.

Математический вывод и описание методики построения ПНММ с периодическим высокочастотным изменением структуры представлены в [8, 9]. В [10–12] приведены примеры использования этой методики на базовых преобразователях повышающего, понижающего и полярно-инвертирующего типов, а также анализ их ПНММ. В [13, 14] получена ПНММ понижающе-повышающего преобразователя, построенного по топологии Cuck. Рассматриваемые предельные непрерывные модели являются системами, фазовые траектории которых непрерывны, что характерно для реальных технических устройств. Предельность же системы заключается в том, что при уменьшении периода точность фазовых траекторий системы в большей степени описывает свойства моделируемого объекта.

Впервые разработанная и исследованная ПНММ DC/DC-преобразователя Zeta была предложена в [15, 16]. Аналитические уравнения, позволяющие определить пульсации Zeta-преобразователя и выполнить их анализ, изложены в [17].

К сожалению, до настоящего времени ПНММ DC/DC-преобразователя SEPIC не разработана, поэтому целью работы являются ее разработка и исследование.

СХЕМОТЕХНИКА

Топологии SEPIC, Cuck и Zeta понижающе-повышающих DC/DC-преобразователей реализуются практически на одинаковой электронной компонентной базе, но из-за различий в коммутации имеют свои особенности [18].

В работе DC/DC-преобразователей SEPIC (рис. 1), также как и в других преобразователях, традиционно выделяют две фазы работы, определяемые состоянием силового транзистора VT1 [19].

Первая фаза работы преобразователя SEPIC реализуется при полностью открытом транзисторе VT1 и называется фазой накопления. В этой фазе происходит накопление энергии в магнитном поле дросселей L1 и L2, причем дроссель L1 накапливает

энергию в виде электромагнитного поля от входного тока, протекающего через обмотку дросселя, а дроссель L2 – от напряжения на конденсаторе C1. В течение этой фазы, конденсатор C2 разряжается на нагрузку, тем самым формируя выходное напряжение $U_{\text{ВЫХ}}$.

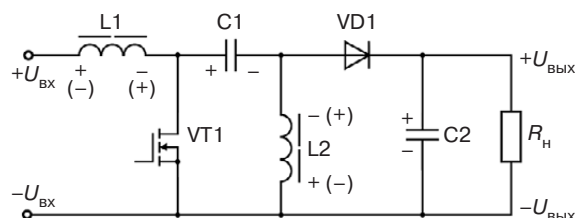


Рис. 1. Принципиальная электрическая схема DC/DC-преобразователя понижающе-повышающего типа, выполненного по топологии SEPIC.

$U_{\text{ВХ}}$ – входное напряжение преобразователя, R_H – сопротивление. Здесь и на следующих рисунках обозначения элементов схем соответствуют обозначениям, принятым в ГОСТ 2.710-81¹.

Вторая фаза работы преобразователя SEPIC реализуется при закрытом силовом транзисторе VT1 и называется фазой разрядки. Энергия, накопленная в магнитном поле дросселей L1 и L2, расходуется на зарядку конденсаторов C1 и C2.

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ

Для разработки ПНММ преобразователя SEPIC необходимо описать каждую фазу работы преобразователя системами дифференциальных уравнений в форме Коши. Для записи этих систем уравнений целесообразно воспользоваться правилами Кирхгофа. Для того, чтобы в уравнениях контуров каждой фазы работы DC/DC-преобразователя присутствовали переменные токи, протекающие через обмотки дросселей L1 и L2, необходимо представить дроссели в виде последовательно включенных резисторов R1 и R2, которые характеризуют омическое сопротивление дросселей, и индуктивностей L1 и L2.

На рис. 2 показана эквивалентная схема первой фазы работы преобразователя, где входной источник питания обозначен как E, дроссели представлены в виде эквивалентных схем. Как видно из рис. 2, все узлы схемы соединены между собой только проводниками, поэтому их можно объединить в один узел.

¹ ГОСТ 2.710-81. Межгосударственный стандарт. Единая система конструкторской документации. Обозначения буквенно-цифровые в электрических схемах. М.: Издательство стандартов; 1985. [GOST 2.710-81. Interstate Standard. Unified system for design documentation. Alpha-numerical designations in electrical diagrams. Moscow: Izd. Standartov; 1985 (in Russ.).]

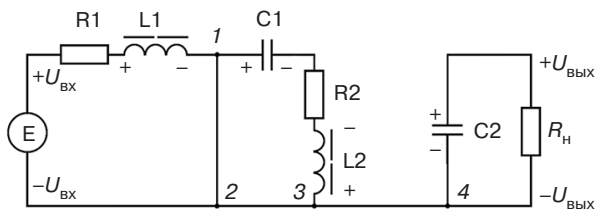


Рис. 2. Эквивалентная схема SEPIC-преобразователя, работающего в фазе накопления энергии

На рис. 3 представлена эквивалентная схема второй фазы работы преобразователя, на которой видно, что узлы 1, 3 и 2, 4 также соединены между собой только проводниками. Поэтому их можно объединить попарно в два узла. Целесообразно объединить узлы в схемах на рис. 2 и 3 и обозначить на них контуры (рис. 4 и 5). При помощи контуров и узлов, показанных на рис. 4 и 5, можно по правилам Кирхгофа записать уравнения токов и напряжений.

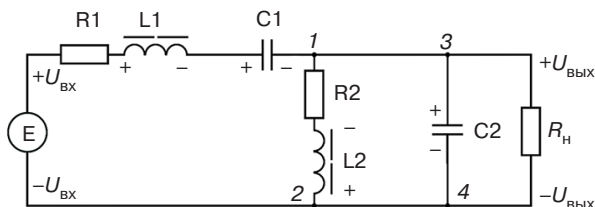


Рис. 3. Эквивалентная схема SEPIC-преобразователя, работающего в фазе передачи энергии

Первая фаза

Схема, показанная на рис. 4, имеет три ветви и один узел, поэтому по правилам Кирхгофа система дифференциальных уравнений, описывающая первую фазу работы DC/DC-преобразователя, состоит из трех уравнений, записанных согласно второму правилу Кирхгофа.

Для контуров K1, K2 и K3 (рис. 4) можно записать уравнения напряжений:

$$U_{BX} = r_1 i_{L1} + L_1 \frac{di_{L1}}{dt}, \quad (1)$$

$$0 = -u_{C1} - r_2 i_{L2} - L_2 \frac{di_{L2}}{dt}, \quad (2)$$

$$0 = R_H i_H - u_{C2}, \quad (3)$$

где L_1 и L_2 – индуктивности дросселей; i_{L1} и i_{L2} – токи, протекающие через обмотки дросселей L1 и L2; r_1 и r_2 – омические сопротивления обмоток дросселей L1 и L2; u_{C1} и u_{C2} – напряжения на конденсаторах C1 и C2; i_H – ток, протекающий через

нагрузку с сопротивлением R_H ; U_{BX} – входное напряжение преобразователя.

Токи, протекающие через конденсаторы C1 и C2, для первой фазы определяются формулами

$$i_{L2} = C_1 \frac{du_{C1}}{dt}, \quad (4)$$

$$i_H = C_2 \frac{du_{C2}}{dt}, \quad (5)$$

где C_1 и C_2 – емкость конденсаторов.

Выражая из уравнения (1) $\frac{di_{L1}}{dt}$, из уравнения (2) – $\frac{di_{L2}}{dt}$ и из уравнения (4) – $\frac{du_{C1}}{dt}$, получаем первые три уравнения в форме Коши, а подставляя ток нагрузки из формулы (5) в уравнение (3), выражаем $\frac{du_{C2}}{dt}$, тем самым получая еще одно уравнение в форме Коши:

$$\begin{cases} \frac{di_{L1}}{dt} = \frac{U_{BX}}{L_1} - \frac{r_1}{L_1} i_{L1}, \\ \frac{di_{L2}}{dt} = -\frac{1}{L_2} u_{C1} - \frac{r_2}{L_2} i_{L2}, \\ \frac{du_{C1}}{dt} = \frac{1}{C_1} i_{L2}, \\ \frac{du_{C2}}{dt} = \frac{1}{R_H C_2} u_{C2}. \end{cases} \quad (6)$$

Таким образом, уравнения (6) образуют систему дифференциальных уравнений в форме Коши (6), описывающую первую фазу работы DC/DC-преобразователя SEPIC.

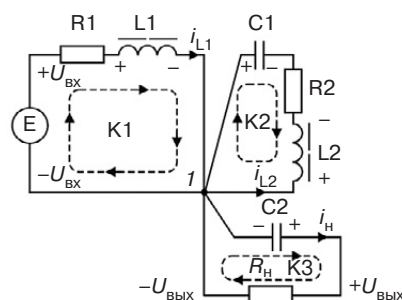


Рис. 4. Контурные на схеме SEPIC-преобразователя, работающего в фазе накопления энергии

Вторая фаза

Схема, показанная на рис. 5, имеет четыре ветви и два узла, поэтому по правилам Кирхгофа система дифференциальных уравнений, описывающая

вторую фазу работы преобразователя, будет состоять из одного уравнения по первому правилу Кирхгофа и трех уравнений – по второму. Для узла 1 можно записать уравнение токов:

$$i_H = i_{L1} + i_{L2} - i_{C2}, \quad (7)$$

а для контуров K1, K2 и K3 – уравнения напряжений в виде:

$$U_{BX} = r_1 i_{L1} + L_1 \frac{di_{L1}}{dt} - u_{C1} - r_2 i_{L2} - L_2 \frac{di_{L2}}{dt}, \quad (8)$$

$$0 = -u_{C2} + r_2 i_{L2} + L_2 \frac{di_{L2}}{dt}, \quad (9)$$

$$0 = -R_H i_H + u_{C2}. \quad (10)$$

Формулы для токов, протекающих через конденсаторы C1 и C2, для второй фазы определяются формулами:

$$-i_{L1} = C_1 \frac{du_{C1}}{dt}, \quad (11)$$

$$-i_{L2} = C_2 \frac{du_{C2}}{dt}. \quad (12)$$

Выражая $\frac{di_{L2}}{dt}$ из уравнения (9) и подставляя его в уравнение (8), получаем первые два уравнения в форме Коши. Выражая $\frac{du_{C1}}{dt}$ из формулы (12) и подставляя i_H из выражения (7) в формулу (10), получаем еще два уравнения в форме Коши:

$$\begin{cases} \frac{di_{L1}}{dt} = \frac{U_{BX}}{L_1} - \frac{r_1}{L_1} i_{L1} + \frac{1}{L_1} u_{C1} + \frac{1}{L_1} u_{C2}, \\ \frac{di_{L2}}{dt} = \frac{1}{L_2} u_{C2} - \frac{r_2}{L_2} i_{L2}, \\ \frac{du_{C1}}{dt} = -\frac{1}{C_1} i_{L1}, \\ \frac{du_{C2}}{dt} = -\frac{1}{C_2} i_{L1} - \frac{1}{C_2} i_{L2} + \frac{1}{R_H C_2} u_{C2}. \end{cases} \quad (13)$$

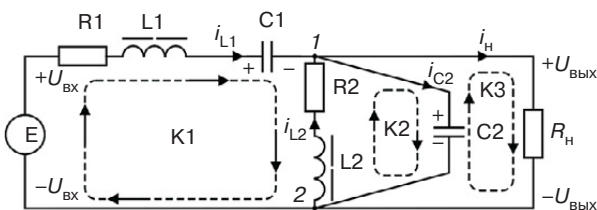


Рис. 5. Контурные на схеме SEPIC-преобразователя, работающего в фазе передачи энергии

Таким образом, уравнения (13) образуют систему дифференциальных уравнений в форме Коши, описывающую вторую фазу работы DC/DC-преобразователя SEPIC.

ПРЕОБРАЗОВАНИЕ СИСТЕМ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ УРАВНЕНИЙ В ФОРМЕ КОШИ В МАТРИЧНЫЙ ВИД ДЛЯ ПОЛУЧЕНИЯ ОБОБЩЕННОЙ МАТРИЧНОЙ СИСТЕМЫ

Для удобства преобразования систем дифференциальных уравнений (6) и (13) в обобщенную ПНММ целесообразно представить их в виде коэффициентных матриц, которые умножаются на матрицу с переменными в виде токов и напряжений, так называемую матрицу $\mathbf{X}$ фазовых координат системы. Поэтому каждую фазу работы преобразователя можно представить в виде:

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ u_{C1} \\ u_{C2} \end{bmatrix}, \quad (14)$$

$$\frac{d\mathbf{X}}{dt} = \mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{B}U,$$

где $\mathbf{A}$ – коэффициентная матрица фазовых координат, U – внешний источник питания, $\mathbf{B}$ – коэффициентная матрица внешнего источника, t – время.

Преобразовав системы дифференциальных уравнений (6) и (13) в коэффициентные матрицы $\mathbf{A}_1$, $\mathbf{B}_1$ и $\mathbf{A}_2$, $\mathbf{B}_2$, получаем:

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} -\frac{r_1}{L_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{r_2}{L_2} & -\frac{1}{L_2} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{R_H C_2} \end{bmatrix}, \quad (15)$$

$$\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} -\frac{r_1}{L_1} & 0 & \frac{1}{L_1} & \frac{1}{L_1} \\ 0 & -\frac{r_2}{L_2} & 0 & \frac{1}{L_2} \\ -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{C_2} & -\frac{1}{C_2} & 0 & \frac{1}{R_H C_2} \end{bmatrix}, \quad (16)$$

$$\mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (17)$$

$$\mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (18)$$

где $\mathbf{A}_1$ и $\mathbf{A}_2$ – коэффициентные матрицы фазовых координат первой и второй фазы, соответственно, а $\mathbf{B}_1$ и $\mathbf{B}_2$ – коэффициентные матрицы внешнего источника первой и второй фазы, соответственно.

Длительность работы первой фазы преобразователя определяется коэффициентом заполнения D и равняется DT , а длительность второй фазы равна $(1-D)T$, где T – период коммутации силового ключа VT1. Поэтому матрицу $\mathbf{A}$ можно представить, как $\mathbf{A}_1D + \mathbf{A}_2(1-D)$, а матрицу $\mathbf{B}$ – как $\mathbf{B}_1D + \mathbf{B}_2(1-D)$. Матрицы (15)–(18) целесообразно объединить в обобщенную систему следующим образом:

$$\frac{d\mathbf{X}}{dt} = (\mathbf{A}_1D + \mathbf{A}_2(1-D))\mathbf{X} + (\mathbf{B}_1D + \mathbf{B}_2(1-D))\mathbf{U} = \mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{B}\mathbf{U}.$$

Тогда матрицы $\mathbf{A}$ и $\mathbf{B}$ можно записать в виде:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{r_1}{L_1} & 0 & \frac{1-D}{L_1} & \frac{1-D}{L_1} \\ 0 & -\frac{r_2}{L_2} & -\frac{D}{L_2} & \frac{1-D}{L_2} \\ -\frac{1-D}{C_1} & \frac{D}{C_1} & 0 & 0 \\ -\frac{1-D}{C_2} & -\frac{1-D}{C_2} & 0 & \frac{1}{R_H C_2} \end{bmatrix}, \quad (19)$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (20)$$

Таким образом, система уравнений (14), (19) и (20) является ПНММ DC/DC-преобразователя, построенного по топологии SEPIC.

АНАЛИЗ ПНММ

Целесообразно начать анализ ПНММ с определения постоянных токов и напряжений. Напряжения и токи реального устройства представляют собой сумму постоянной и переменной составляющих. Для упрощения схемотехнического анализа рассматриваемое устройство целесообразно исследовать в установившемся режиме, когда закончился переходной процесс. В таком случае постоянные значения токов и напряжений не зависят от времени. Это позволяет записать ПНММ для установившегося режима в следующем виде:

$$\begin{cases} -\frac{r_1}{L_1} I_{L1} + \frac{1-D}{L_1} U_{C1} + \frac{1-D}{L_1} U_{C2} = -\frac{1}{L_1} U_{BX}, \\ -\frac{r_2}{L_2} I_{L2} - \frac{D}{L_2} U_{C1} + \frac{1-D}{L_2} U_{C2} = 0, \\ -\frac{1-D}{C_1} I_{L1} + \frac{D}{C_1} I_{L2} = 0, \\ -\frac{1-D}{C_2} I_{L1} - \frac{1-D}{C_2} I_{L2} - \frac{1}{R_H C_2} U_{C2} = 0, \end{cases} \quad (21)$$

где I_{L1} , I_{L2} – постоянные токи, протекающие через обмотки дросселей $L1$ и $L2$ соответственно; U_{C1} , U_{C2} – постоянные напряжения на конденсаторах $C1$ и $C2$ соответственно. Решая систему уравнений (21), получаем формулы для определения постоянных токов и напряжений:

$$I_{L1} = \frac{-U_{BX} D^2}{(D^2 - 2D + 1)r_2 + D^2 r_1 + (2R_H D - R_H D^2 - R_H)}, \quad (22)$$

$$I_{L2} = \frac{U_{BX} D^2 - U_{BX} D}{(D^2 - 2D + 1)r_2 + D^2 r_1 + (2R_H D - R_H D^2 - R_H)}, \quad (23)$$

$$U_{C1} = \frac{(-U_{BX} D + U_{BX})r_2 + (2R_H U_{BX} D - R_H U_{BX} D^2 - R_H U_{BX})}{(D^2 - 2D + 1)r_2 + D^2 r_1 + (2R_H D - R_H D^2 - R_H)}, \quad (24)$$

$$U_{C2} = -\frac{R_H U_{BX} D^2 - R_H U_{BX} D}{(D^2 - 2D + 1)r_2 + D^2 r_1 + (2R_H D - R_H D^2 - R_H)}. \quad (25)$$

Эти уравнения можно существенно упростить, принимая, что омические сопротивления r_1 и r_2 обмоток дросселей $L1$ и $L2$ равны нулю. Тогда формулы (22)–(25) можно записать в виде:

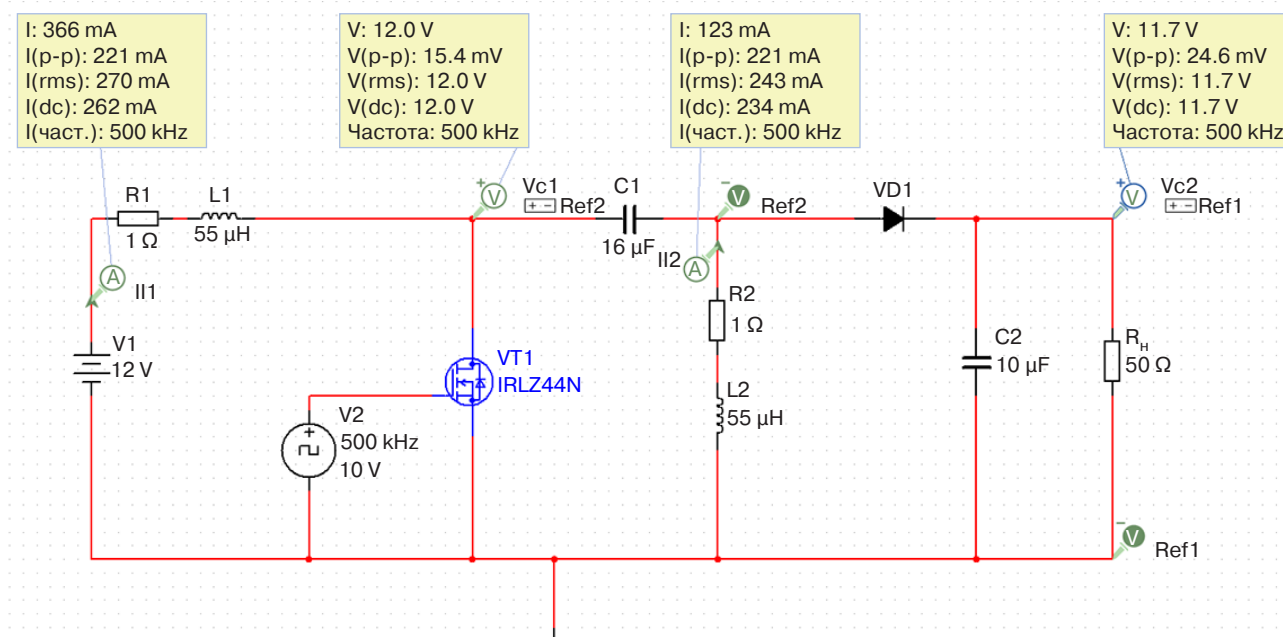


Рис. 6. Схема моделирования DC/DC-преобразователя, построенного по топологии SEPIC

$$I_{L1} = \frac{U_{BX} D^2}{(D-1)^2 R_H}, \quad (26)$$

$$I_{L2} = \frac{U_{BX} D}{(1-D) R_H}, \quad (27)$$

$$U_{C1} = U_{BX}, \quad (28)$$

$$U_{C2} = \frac{U_{BX} D}{(1-D) R_H}. \quad (29)$$

Формулы (22)–(25) являются основой проектирования DC/DC-преобразователя, построенного по топологии SEPIC, и позволяют рассчитать постоянные токи I_{L1} и I_{L2} , протекающие через обмотки дросселей L1 и L2, а также напряжения U_{C1} и U_{C2} на конденсаторах C1 и C2. Формулы (26)–(29) нужны для оценочного расчета преобразователя.

МОДЕЛИРОВАНИЕ В СРЕДЕ MULTISIM

Схема моделирования DC/DC-преобразователя, построенного по топологии SEPIC, показана на рис. 6. Электронные элементы были выбраны из базы данных Multisim². В качестве силового ключа VT1 выбран MOSFET IRLZ44N (International Rectifier, США). Этот транзистор был ранее

исследован в статическом и динамическом режимах и был сопоставлен с данными из Datasheet [20, 21]. Результаты анализа показали, что модель транзистора IRLZ44N в среде Multisim соответствует характеристикам, приведенным в Datasheet.

Источник питания представлен в виде элемента постоянного напряжения V1. Модуляция силового ключа VT1 реализована генератором широтно-импульсной модуляции сигнала V2. Измерение постоянных составляющих токов и напряжений выполнялось пробями на схеме в режиме постоянного тока. Целесообразно отметить, что измерения проводились спустя 3–5 мс после начала моделирования, что позволяет выполнить измерение токов и напряжений в установившемся режиме исследуемого DC/DC-преобразователя.

На рис. 7 и рис. 8 представлены графики зависимостей постоянных токов и напряжений от коэффициента заполнения D . Видна явная корреляция расчетных значений, полученных с помощью ПНММ, и значений, полученных при моделировании, в диапазоне изменения коэффициента заполнения D от 0.3 до 0.7. Целесообразно отметить, что при коэффициенте заполнения D в окрестности 0.5 наблюдается наилучшее совпадение расчетных значений и значений, полученных при моделировании.

При коэффициенте заполнения $D = 0.5$ разница между расчетными значениями и результатами моделирования для токов, протекающих через обмотки дросселей, составляла 12 и 16 мА при расчетном значении I_{L1} и I_{L2} , равном 250 мА. Разница для напряжения на конденсаторе C2 между расчетными значениями и результатами моделирования составляет

² <https://www.ni.com/en/support/downloads/software-products/download.multisim.html#452133>. Дата обращения 09.04.2023. / Accessed April 09, 2023.

0.8 В при расчетном значении U_{C2} , равном 12.5 В. Расчетное значение напряжения $U_{C1} = 12.0$ В совпало с напряжением, полученным при моделировании.

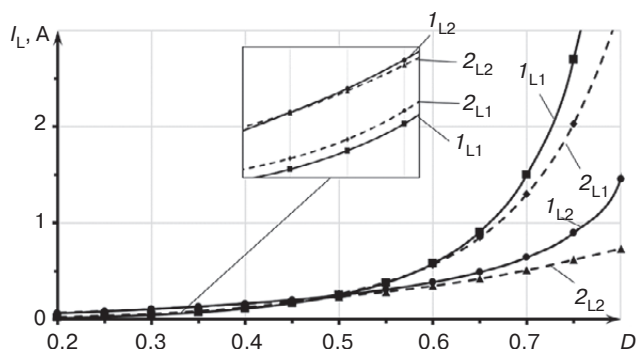


Рис. 7. Влияние коэффициента заполнения на токи, протекающие через обмотки дросселей L1 и L2: I_{L1} и I_{L2} – расчет; 2_{L1} и 2_{L2} – моделирование

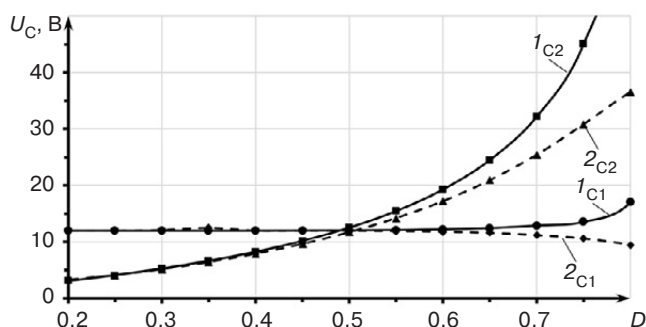


Рис. 8. Влияние коэффициента заполнения на напряжения на конденсаторах C1 и C2: 1_{C1} и 1_{C2} – расчет; 2_{C1} и 2_{C2} – моделирование

Разница между расчетным значением и значением, полученным с помощью моделирования, для тока I_{L1} при коэффициенте заполнения $D = 0.3$ составила 11 мА, а при $D = 0.7$ – составила 0.2 А. При этом расчетные значения токов I_{L1} были равны 45 мА и 1.5 А соответственно. Аналогичным образом можно отметить, что разница тока I_{L2} составила 2 мА при $D = 0.3$ и 135 мА при $D = 0.7$ для расчетного тока I_{L2} , равного 105 мА и 643 мА соответственно.

Различие расчетных и полученных при моделировании значений напряжений U_{C1} составила 0.16 В при $D = 0.3$ и 1.65 В при $D = 0.7$, причем расчетное значение постоянного напряжения U_{C1} изменялось от 11.94 В при $D = 0.3$ до 12.85 В при $D = 0.7$. Похожая зависимость свойственна и для постоянного напряжения U_{C2} . Эта разница составляла 0.13 В при расчетном значении U_{C2} , равном 5.27 В и 6.75 В – при расчетном значении U_{C2} , равном 32.1 В для $D = 0.3$ и $D = 0.7$ соответственно.

Похожие зависимости расчетных и полученных при помощи моделирования токов и напряжений свойственны и ПНММ DC/DC-преобразователя, построенного по Zeta-топологии [15–17]. Зависимости

токов I_{L1} , I_{L2} и напряжений U_{C1} , U_{C2} от частоты тоже имеют сходство в том, что расчетные значения начинают соответствовать значениям, полученным с помощью моделирования только при частоте коммутации f силового ключа VT1 выше 200 кГц. Кроме того, графики расчетных значений и полученных при помощи моделирования пересекаются в окрестности коэффициента заполнения $D = 0.5$. При увеличении или уменьшении коэффициента заполнения разница между значениями увеличивается.

Графики, представленные на рис. 9 и рис. 10, показывают, что при увеличении частоты f коммутации силового транзистора значения постоянных токов и напряжений, описываемые ПНММ, стремятся к соответствующим значениям постоянных токов и напряжений, полученным при моделировании (также, как показано в [15–17]). Это иллюстрирует предельность математической модели DC/DC-преобразователя, построенного по топологии SEPIC.

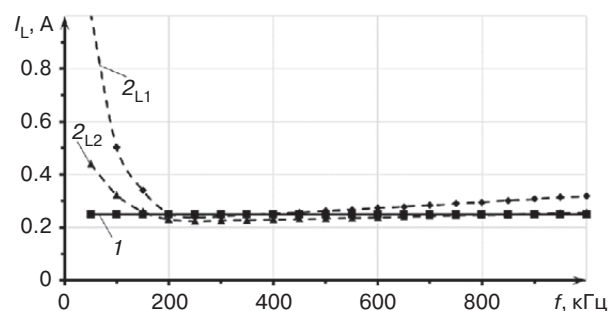


Рис. 9. Влияние частоты коммутации на токи, протекающие через обмотки первого и второго дросселя, при коэффициенте заполнения равном 0.5: 1 – расчет; 2_{L1} и 2_{L2} – моделирование

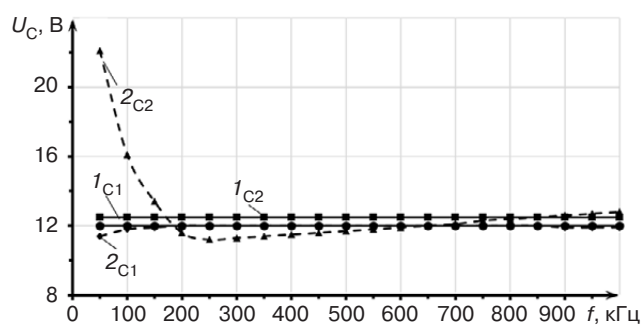


Рис. 10. Влияние частоты коммутации на напряжения на первом и втором конденсаторе при коэффициенте заполнения равном 0.5: 1_{C1} и 1_{C2} – расчет; 2_{C1} и 2_{C2} – моделирование

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Впервые получена ПНММ униполярного DC/DC-преобразователя, построенного по топологии SEPIC. Приведены результаты анализа эквивалентных схем рассматриваемого преобразователя

для обеих фаз работы. С использованием правил Кирхгофа получены дифференциальные уравнения алгебраических сумм токов и напряжений в устройстве, описывающие изменение тока входного источника питания, токов, протекающих через обмотки дросселей L_1 и L_2 , и напряжений на конденсаторах C_1 и C_2 .

Системы дифференциальных уравнений в форме Коши, записанные для каждой фазы работы преобразователя, были преобразованы в коэффициентные матрицы. Это позволило сформулировать ПНММ DC/DC-преобразователя. На базе математической модели получены уравнения для расчета постоянных токов, протекающих через обмотки дросселей, и напряжений на конденсаторах в установившемся режиме работы преобразователя.

Выполнено сопоставление результатов расчетов при использовании полученной ПНММ и при моделировании DC/DC-преобразователя. Значения тока I_{L1} , полученные при моделировании, отличаются от расчетного значения в диапазоне от 11 мА

до 0.2 А, что соответствует процентному значению 13–24%. Аналогично для тока I_{L2} диапазон изменения значений составляет от 2 до 135 мА, что в процентном представлении соответствует диапазону 2–20%. Похожая закономерность свойственна и напряжениям U_{C1} и U_{C2} : напряжения отклоняются от расчетного от 0.16 до 1.65 В для U_{C1} и от 0.13 до 6.74 В для U_{C2} . Приведенные диапазоны соответствуют отклонениям 1–13% для U_{C1} и 3–20% для U_{C2} . Кроме этого показано, что при частотах коммутации силового ключа VT1, больших 200 кГц, наблюдаются малые расхождения расчетных значений и значений, полученных при моделировании.

ПНММ DC/DC-преобразователя, построенного по топологии SEPIC, является базой его схемотехнического проектирования и физико-математического анализа.

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. Васюков И.В., Павленко А.В., Батищев Д.В. Обзор и анализ топологий преобразователей систем электропитания на водородных топливных элементах для беспилотных летательных аппаратов киловаттного класса мощности. *Известия вузов. Электромеханика*. 2022;65(2):19–26. <https://doi.org/10.17213/0136-3360-2022-2-19-26>
2. Antchev H., Andonov A. Simple PV battery charger without MPPT based on SEPIC converter. *Electrotechnica & Electronica (E+E)*. 2019;54(3–4):64–69. URL: <https://epluse.ceec.bg/wp-content/uploads/2019/08/20190304-04.pdf>
3. Kushwaha R., Singh B. UPF-isolated zeta converter-based battery charger for electric vehicle. *IET Electrical Systems in Transportation*. 2019;9(3):103–112. <https://doi.org/10.1049/iet-est.2018.5010>
4. Шаров И.М., Демин О.А., Судаков А.А., Ярлыков А.Д. Разработка и исследование системы бесперебойного питания в сетях с напряжением до 24 В. *Russ. Technol. J.* 2022;10(5):60–72. <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2022-10-5-60-72>
5. Murthy-Bellur D., Kazimierzczuk M.K. Two-transistor Zeta-flyback DC-DC converter with reduced transistor voltage stress. *Electron. Lett.* 2010;46(10):719–720. <https://doi.org/10.1049/el.2010.3494>
6. Thirumeni M., Thangavelusamy D. Performance analysis of PI and SMC controlled zeta converter. *Int. J. Recent Technol. Eng.* 2019;8(3):8700–8706. <http://www.doi.org/10.35940/ijrte.C5242.098319>
7. Erickson R.W., Maksimović D. *Fundamentals of Power Electronics*. NY: Springer; 2020. 1084 p. <https://doi.org/10.1007/978-3-030-43881-4>
8. Коршунов А.И. Предельная непрерывная модель системы с высокочастотным периодическим изменением структуры. *Известия вузов. Приборостроение*. 2009;52(9):42–48. URL: <https://pribor.ifmo.ru/file/article/4902.pdf>
9. Коршунов А.И. Предельная непрерывная модель системы с периодическим высокочастотным изменением структуры. *Силовая электроника*. 2021;5(92):48–51.
10. Коршунов А.И. Методика построения непрерывных моделей импульсных преобразователей напряжения постоянного тока. *Компоненты и технологии*. 2006;8(61):124–130. URL: <https://kit-e.ru/powerel/metodika-postroeniya-nepreeryvnyh-modelej-impulsnyh-preobrazovatelej-napryazheniya-postoyannogo-toka/>
11. Коршунов А.И. Повышение качества стабилизации выходного напряжения импульсного преобразователя постоянного тока. *Известия вузов. Приборостроение*. 2013;56(3):48–57. URL: <https://pribor.ifmo.ru/file/article/6176.pdf>
12. Коршунов А.И. Два подхода к анализу устойчивости стабилизаторов напряжения постоянного тока с переменной структурой силовой части. *Практическая силовая электроника*. 2017;66:12–19.
13. Коршунов А.И. Импульсный преобразователь напряжения постоянного тока по схеме Чука. *Силовая электроника*. 2017;4(67):60–66.
14. Коршунов А.И. Особенности стабилизации напряжения постоянного тока с помощью преобразователя Чука. *Практическая силовая электроника*. 2017;4(68):2–9.
15. Битюков В.К., Лавренов А.И., Малицкий Д.А. Математическая модель DC/DC преобразователя, построенного по Zeta топологии (часть 1). *Проектирование и технология электронных средств*. 2022;4:53–57.
16. Битюков В.К., Лавренов А.И., Малицкий Д.А. Математическая модель DC/DC преобразователя, построенного по Zeta топологии (часть 2). *Проектирование и технология электронных средств*. 2023;1:48–53.

17. Битюков В.К., Лавренов А.И., Малицкий Д.А. Анализ пульсаций DC/DC преобразователя, построенного по Zeta топологии, с использованием его предельной непрерывной математической модели. *Russ. Technol. J.* 2023;11(4):36–48. <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2023-11-4-36-48>
18. Одинокоев А.О., Кремзуков Ю.А. Выбор топологии преобразователя постоянного напряжения. SEPIC или Zeta. *Практическая силовая электроника*. 2022;4(88):44–47.
19. Битюков В.К., Симачков Д.С., Бабенко В.П. *Схемотехника электропреобразовательных устройств*. Вологда: Инфра-Инженерия; 2023. 384 с. ISBN 978-5-9729-1439-5
20. 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>
21. Бабенко В.П., Битюков В.К., Кузнецов В.В., Симачков Д.С. Моделирование статических и динамических потерь в MOSFET ключах. *Российский технологический журнал*. 2018;6(1):20–39. <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2018-6-1-20-39>

REFERENCES

1. Vasyukov I.V., Pavlenko A.V., Batishchev D.V. Review and Analysis of Topologies of Converters of Power Supply Systems on Hydrogen Fuel Cells for Unmanned Aerial Vehicles of Kilowatt Power Class. *Izvestiya vysshikh uchebnykh zavedenii. Elektromekhanika = Russian Electromechanics*. 2022;65(2):19–26 (in Russ.). <https://doi.org/10.17213/0136-3360-2022-2-19-26>
2. Antchev H., Andonov A. Simple PV battery charger without MPPT based on SEPIC converter. *Electrotechnica & Electronica (E+E)*. 2019;54(3–4):64–69. Available from URL: <https://epluse.ceec.bg/wp-content/uploads/2019/08/20190304-04.pdf>
3. Kushwaha R., Singh B. UPF-isolated zeta converter-based battery charger for electric vehicle. *IET Electrical Systems in Transportation*. 2019;9(3):103–112. <https://doi.org/10.1049/iet-est.2018.5010>
4. Sharov I.M., Demin O.A., Sudakov A.A., Yarlykov A.D. Development and research of an uninterruptible power supply system in networks with voltage up to 24 V. *Russ. Technol. J.* 2022;10(5):60–72 (in Russ.). <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2022-10-5-60-72>
5. Murthy-Bellur D., Kazimierzczuk M.K. Two-transistor Zeta-flyback DC-DC converter with reduced transistor voltage stress. *Electron. Lett.* 2010;46(10):719–720. <https://doi.org/10.1049/el.2010.3494>
6. Thirumeni M., Thangavelusamy D. Performance analysis of PI and SMC controlled zeta converter. *Int. J. Recent Technol. Eng.* 2019;8(3):8700–8706. <http://www.doi.org/10.35940/ijrte.C5242.098319>
7. Erickson R.W., Maksimović D. *Fundamentals of Power Electronics*. NY: Springer; 2020. 1084 p. <https://doi.org/10.1007/978-3-030-43881-4>
8. Korshunov A.I. Limiting continuous model of a system with high-frequency structure variation. *Izvestiya vysshikh uchebnykh zavedenii. Priborostroenie = J. Instrument Eng.* 2009;52(9):42–48 (in Russ.). Available from URL: <https://pribor.ifmo.ru/file/article/4902.pdf>
9. Korshunov A.I. Limiting Continuous Model of System with High-Frequency Variable Structure. *Silovaya elektronika*. 2021;5(92):48–51 (in Russ.).
10. Korshunov A.I. Methodology for constructing continuous models of pulsed DC voltage converters. *Komponenty i tekhnologii = Components & Technologies*. 2006;8(61):124–130 (in Russ.). Available from URL: <https://kit-e.ru/powerel/metodika-postroeniya-nepreryvnyh-modelej-impulsnyh-preobrazovatelej-napryazheniya-postoyannogo-toka/>
11. Korshunov A.I. Improving the quality of output voltage stabilisation of a pulsed DC converter. *Izvestiya vysshikh uchebnykh zavedenii. Priborostroenie = J. Instrument Eng.* 2013;56(3):48–57 (in Russ.). Available from URL: <https://pribor.ifmo.ru/file/article/6176.pdf>
12. Korshunov A.I. Two approaches to stability analysis of DC-DC converters with variable structure of power stage. *Prakticheskaya silovaya elektronika = Practical Power Electronics*. 2017;2(66):12–19 (in Russ.).
13. Korshunov A.I. Pulsed DC voltage converter based on Chuk scheme. *Silovaya elektronika = Power Electronics*. 2017;4(67):60–66 (in Russ.).
14. Korshunov A.I. Specifics of DC voltage stabilization by Chuk converter. *Prakticheskaya silovaya elektronika = Practical Power Electronics*. 2017;4(68):2–9 (in Russ.).
15. Bitukov V.K., Lavrenov A.I., Malitskiy D.A. Mathematical model of DC/DC converter based on Zeta topology (Part 1). *Proektirovanie i tekhnologiya elektronnykh sredstv = Design and Technology of Electronic Means*. 2022;4:53–57 (in Russ.).
16. Bitukov V.K., Lavrenov A.I., Malitskiy D.A. Mathematical model of DC/DC converter based on Zeta topology (Part 2). *Proektirovanie i tekhnologiya elektronnykh sredstv = Design and Technology of Electronic Means*. 2023;1:48–53 (in Russ.).
17. Bitukov V.K., Lavrenov A.I., Malitskiy D.A. Analysis of the DC/DC Zeta topology converter ripples by applying its limiting continuous mathematical model. *Russ. Technol. J.* 2023;11(4):36–48 (in Russ.). <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2023-11-4-36-48>
18. Odiokov A.O., Kremzov Yu.A. Selecting DC converter topology. SEPIC or Zeta. *Prakticheskaya silovaya elektronika = Practical Power Electronics*. 2022;4(88):44–47 (in Russ.).
19. Bitukov V.K., Simachkov D.S., Babenko V.P. *Skhemotekhnika elektropreobrazovatel'nykh ustroystv (Circuitry of Electrical Converter Devices)*. Vologda: Infra-Inzheneriya; 2023. 384 p. (in Russ.). ISBN 978-5-9729-1439-5

20. Babenko V.P., Bityukov V.K. Simulation of Switching of High-Power FETs Using the Electronics Workbench Software. *J. Commun. Technol. Electron.* 2019;64(2):176–181. <https://doi.org/10.1134/S1064226919020025>
[Original Russian Text: Babenko V.P., Bityukov V.K. Simulation of Switching of High-Power FETs Using the Electronics Workbench Software. *Radiotekhnika i Elektronika.* 2019;64(2):199–205 (in Russ.). <https://doi.org/10.1134/S0033849419020025>]
21. Babenko V.P., Bityukov V.K., Kuznetsov V.V., Simachkov D.S. Simulation of static and dynamic losses in MOSFET keys. *Russ. Technol. J.* 2018;6(1):20–39 (in Russ.). <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2018-6-1-20-39>

Об авторах

Лавренов Алексей Игоревич, ассистент, кафедра радиоволновых процессов и технологий Института радиоэлектроники и информатики ФГБОУ ВО «МИРЭА – Российский технологический университет» (119454, Россия, Москва, пр-т Вернадского, д. 78). E-mail: lavrenov@mirea.ru. SPIN-код РИНЦ 6048-5027, <https://orcid.org/0000-0001-5722-541X>

Битюков Владимир Ксенофонович, д.т.н., профессор, профессор кафедры радиоволновых процессов и технологий Института радиоэлектроники и информатики 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, SPIN-код РИНЦ 3834-5360, <https://orcid.org/0000-0001-6448-8509>

About the authors

Aleksey I. Lavrenov, Assistant, Department of Radio Wave Processes and Technology, Institute of Radio Electronics and Informatics, MIREA – Russian Technological University (78, Vernadskogo pr., Moscow, 119454 Russia). E-mail: lavrenov@mirea.ru. RSCI SPIN-code 6048-5027, <https://orcid.org/0000-0001-5722-541X>

Vladimir K. Bityukov, Dr. Sci. (Eng.), Professor, Department of Radio Wave Processes and Technologies, Institute of Radio Electronics and Informatics, MIREA – Russian Technological University (78, Vernadskogo pr., Moscow, 119454 Russia). E-mail: bitukov@mirea.ru. ResearcherID Y-8325-2018, Scopus Author ID 6603797260, RSCI SPIN-code 3834-5360, <https://orcid.org/0000-0001-6448-8509>

УДК 62-519
<https://doi.org/10.32362/2500-316X-2024-12-1-80-91>



НАУЧНАЯ СТАТЬЯ

Система управления помехоустойчивым электронным регулятором оборотов бесщеточного электродвигателя беспилотного воздушного судна

М.В. Паринов[®],
А.Н. Юров,
Я.В. Скитский

Воронежский государственный технический университет, Воронеж, 394006 Россия
[®] Автор для переписки, e-mail: parmax@mail.ru

Резюме

Цели. Высокая востребованность и эффективность беспилотных воздушных судов делают актуальным производство их компонентов, одним из которых является регулятор скорости вращения бесщеточного электродвигателя винтомоторной группы. Однако российская промышленность в настоящее время не производит их серийно. Для запуска производства необходимо разработать методики и алгоритмы управления для аппаратной и программной частей устройств данного типа, а также формализовать критерии выбора основных компонентов. Целью работы является создание методики программного управления электродвигателем, включающее структурные схемы, инвариантные алгоритмы и методики расчетного выбора параметров основного микроконтроллера регулятора оборотов.

Методы. Использованы методы алгоритмизации, экспертных оценок, линейных вычислительных процессов и экспериментальных исследований.

Результаты. Представлены теоретические основы управления электродвигателями винтомоторной группы. Предложены структурная схема реализации регулятора, методики коммутации обмоток при управлении с трапецеидальным сигналом, представлены осциллограммы сигналов. На базе теоретических изысканий разработан инвариантный алгоритмический аппарат построения программного обеспечения для различных типов микроконтроллеров. Представлены блок-схемы основных модулей программного средства: алгоритмов событийной коммутации и основного бесконечного цикла микроконтроллера. Формализованы требования к микроконтроллерам для создания различных типов регуляторов оборотов, представленные в виде набора математических выражений. Они позволяют выполнить расчет количества необходимых периферийных устройств и портов микроконтроллера согласно требованиям к регулятору, а также вычислительной мощности используемого ядра.

Выводы. Экспериментальные исследования показали достоверность представленных теоретических изысканий. Полученные результаты могут быть использованы для подбора оптимальной элементной базы и разработки программного обеспечения для регуляторов скорости вращения электродвигателей винтомоторной группы беспилотных воздушных судов.

Ключевые слова: регулятор скорости вращения электродвигателя, алгоритмы, бесщеточный электродвигатель, беспилотное воздушное судно, помехоустойчивые решения, программное управление, микроконтроллер

• Поступила: 30.11.2023 • Доработана: 04.12.2023 • Принята к опубликованию: 15.12.2023

Для цитирования: Паринов М.В., Юров А.Н., Скитский Я.В. Система управления помехоустойчивым электронным регулятором оборотов бесщеточного электродвигателя беспилотного воздушного судна. *Russ. Technol. J.* 2024; 12(1):80–91. <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2024-12-1-80-91>

Прозрачность финансовой деятельности: Авторы не имеют финансовой заинтересованности в представленных материалах или методах.

Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

RESEARCH ARTICLE

Control system for noise-resistant electronic speed controller of a brushless electric motor for an unmanned aerial vehicle

Maksim V. Parinov[@],
Aleksey N. Yurov,
Yaroslav V. Skitskiy

Voronezh State Technical University, Voronezh, 394006 Russia

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

Abstract

Objectives. The high demand for unmanned aircraft and their efficiency makes the production of their components a matter of relevance. One of these components is the speed controller of the brushless electric motor of the propeller motor group. At the current time, Russian industry, however, does not mass-produce them. In order to start production, control methods and algorithms for the hardware and software parts of devices of this type are needed. Criteria for selecting the main components also need to be formalized. The aim of this work is to develop a method for the software control of electric motors. This includes block diagrams and invariant algorithms and methods for the calculated selection of parameters of the main microcontroller of the electronic speed controller.

Methods. Methods of algorithmization, expert assessments, linear computational processes and experimental studies were used.

Results. The paper presents the theoretical basis for controlling the required motors. It proposes a block diagram of the implementation of the controller, and a technique for switching windings when controlling with a trapezoidal signal is proposed. Examples are given in the form of an oscillogram. Based on theoretical research, an invariant algorithmic apparatus was developed for building software for various types of microcontrollers. Block diagrams of all the main modules of the software are also presented. The main ones include: the event switching algorithm; and the main endless loop of the microcontroller. The requirements for microcontrollers to create the various types of speed controllers are formalized herein and presented in the form of a set of mathematical expressions. They enable the number of required peripheral devices and microcontroller ports to be calculated according to the requirements for the microcontroller, as well as the computing power of the core used.

Conclusions. Experimental studies show the reliability of the theoretical research presented herein. The results obtained can be used to select the optimal element base and develop software for speed controllers of electric motors of the propellers of unmanned aircraft.

Keywords: electric speed controller, algorithms, brushless direct current motor, unmanned aerial vehicle, noise-resistant solutions, software control, microcontroller

• Submitted: 30.11.2023 • Revised: 04.12.2023 • Accepted: 15.12.2023

For citation: Parinov M.V., Yurov A.N., Skitskiy Ya.V. Control system for noise-resistant electronic speed controller of a brushless electric motor for an unmanned aerial vehicle. *Russ. Technol. J.* 2024;12(1):80–91. <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2024-12-1-80-91>

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

В настоящее время большинство легких беспилотных воздушных судов (БВС) использует электрические двигатели винтомоторной группы (ВМГ) [1, 2]. Также намечена тенденция перехода на электрическую тягу для летательных аппаратов (ЛА) более крупных размеров.

В основном электрические БВС используют бесщеточные трехфазные электродвигатели [3]. Управление их скоростью вращения осуществляется коммутацией фаз и изменением протекающих в обмотках токов. Для синхронизации процесса коммутации с вращением ротора необходимо определять положение постоянных магнитов относительно обмоток. Это возможно осуществить при помощи встроенных в электродвигатель датчиков [4]. Такой подход дает хорошие результаты, однако несколько сложен и дорог в использовании. Поэтому наибольшее распространение получил подход, использующий для определения момента коммутации обратную электродвижущую силу (ЭДС), измеренную на неподключенной в текущий момент фазе [5, 6].

Подавляющее большинство применяемых бесщеточных двигателей легких БВС не имеют встроенных датчиков. Для управления ими используются электронные регуляторы, именуемые в англоязычных источниках ESC (electric speed controller). Общепринятая архитектура легкого БВС [7] предполагает типовые интерфейсы подключения стандартизованных компонентов изделия. В частности, основными и обязательными для ESC являются интерфейс подключения обмоток электродвигателя (3 фазных линии) и интерфейс управления (цифровой или с использованием широтно-импульсной модуляции (ШИМ)). Также электронный регулятор обычно имеет один или несколько выходов сигналов телеметрии.

Сейчас на российском рынке представлена широкая номенклатура ESC, закрывающая практически полностью имеющиеся потребности. Однако все известные авторам решения являются зарубежными. Их программное обеспечение (ПО) и техническая документация отсутствуют в открытом доступе. Таким образом, из-за зависимости от иностранных

поставок возникает проблема производства новых устройств с расширенной функциональностью, что противоречит политике технологического суверенитета.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Для решения обозначенной проблемы необходимо создание методики, обеспечивающей разработку и изготовление регуляторов скорости вращения электродвигателей ВМГ легких БВС. Задача состоит из двух элементов: методики разработки аппаратной части (схемотехнического решения) и методики программного управления. В рамках данной статьи разработана вторая из них.

В процессе разработки методики программного управления необходимо выбрать принципы построения регулятора, разработать основные принципы и алгоритмы будущего ПО. Дополнительной задачей является разработка методики выбора параметров микроконтроллера согласно заданным характеристикам регулятора.

Основными элементами, влияющими на помехоустойчивость создаваемого устройства, являются кабельные линии интерфейса управления, телеметрии, протоколы, используемые для передачи данных, выбор компонентной базы и конструкция печатной платы. К данной работе относятся только протоколы цифровых интерфейсов. Их выбор значительно влияет на помехоустойчивость системы [8]. Однако при разработке регулятора ESC мы ограничены типовым перечнем протоколов, поддерживаемым классическими полетными контроллерами. Разработка дополнительных протоколов управления и телеметрии возможна только в совокупности со специализированным полетным контроллером.

Методика программного управления регулятором скорости вращения легкого БВС может предполагать два пути развития: полная программная реализация алгоритмов управления и управление с использованием специализированных контроллеров высокой степени интеграции. Первый вариант включает аппаратную часть, где микроконтроллер или программируемая логическая интегральная схема [9] непосредственно управляет драйвером полетных транзисторов коммутации фаз. Второй вариант использует связь из микроконтроллера общего

назначения и специализированного контроллера управления бесщеточным мотором^{1, 2}.

Использование специализированных контроллеров бесщеточных двигателей позволяет значительно упростить разработку ПО для регулятора, т.к. все алгоритмы реализованы в данном изделии. Также упрощается схемотехническое решение. Однако к недостаткам этого подхода относятся повышенная стоимость, увеличенный размер регулятора и отсутствие необходимых российских контроллеров управления бесщеточными электродвигателями.

По результатам анализа сформируем список требований, которым должна отвечать система управления:

- управление трехфазным бесщеточным мотором без датчиков (на основании измерения обратной ЭДС);
- полностью программный режим управления без использования специализированных промежуточных контроллеров;
- поддерживать ШИМ-сигнал управления;
- поддерживать цифровые протоколы управления: Dshot³, Proshot⁴, Multishot⁵;
- поддерживать цифровые протоколы телеметрии: KISS⁶, Dshot;
- поддерживать аналоговый выход индикации суммарного тока;
- возможность реализации на российской элементной базе;
- возможность реализации устройств управления для одного или четырех электродвигателей.

ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ПРОГРАММНОГО УПРАВЛЕНИЯ РЕГУЛЯТОРОМ БЕСЩЕТОЧНОГО ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ БВС

Решаемая задача включает три этапа: разработка алгоритмов и методов управления вращением электродвигателя, разработка алгоритмов и методов

обработки команд управления и разработка алгоритмов и методов формирования данных телеметрии. Второй и третий пункт вариативны. Их реализация зависит от конкретных протоколов, описание которых представлено в открытом доступе⁷. Поэтому основное внимание будет уделено первому этапу.

Общие принципы и модели программного управления электродвигателями БВС посредством электронных регуляторов скорости известны [10]. Однако поставленная задача является более узкой и специфической. Для ее решения необходимо рассмотреть принципы управления используемыми электродвигателями.

В легких и средних БВС с электрической ВМГ наибольшее распространение получили бесщеточные электродвигатели с сосредоточенными обмотками и ротором с постоянными магнитами. Их доля превышает 90% для ЛА весом до 5 кг по причине низкой стоимости и простоты в использовании. Такие двигатели в русскоязычных источниках часто именуются вентильными двигателями, в англоязычной литературе обычно используется термин BLDC-мотор (brushless direct current) [11].

BLDC-электродвигатели БВС обычно питаются трапецеидальным напряжением, что определяет некоторые недостатки: пульсации крутящего момента, генерация импульсных помех, повышенная шумность, небольшое снижение коэффициента полезного действия (КПД). Они могут быть частично устранены путем использования других методов управления (например, при использовании синусоидального напряжения). Однако применение данного подхода не оправдано по причине значительного повышения сложности и стоимости БВС. Пульсации крутящего момента и некоторое снижение КПД не критичны для ВМГ легкого БВС. Шум винтов значительно превосходит шум электродвигателей. Импульсные помехи подавляются аппаратной фильтрацией и специализированными программными методами.

Структурная схема аппаратно-программной системы управления BLDC-электродвигателем БВС с учетом рассмотренных данных представлена на рис. 1.

Микроконтроллер (micro controller unit, MCU) формирует управляющий сигнал драйверам (driver, DRV) полевых транзисторов коммутации обмоток электродвигателя. Формирование сигналов управления осуществляется программно на основании команд полетного контроллера и данных обратной связи. Обратная связь состоит из фильтра низких частот и компаратора. Фильтр нижних частот обеспечивает

¹ A4960: Sensorless BLDC Motor Driver. <https://www.allegromicro.com/en/products/motor-drivers/bldc-drivers/a4960>. Дата обращения 27.10.2023. / Accessed October 27, 2023.

² MOTIX™ BLDC Motor Control Ics. <https://www.infineon.com/cms/en/product/power/motor-control-ics/bldc-motor-control-ics/>. Дата обращения 27.10.2023. / Accessed October 27, 2023.

³ DSHOT – the missing Handbook. <https://brushlesswhoop.com/dshot-and-bidirectional-dshot/>. Дата обращения 27.10.2023. / Accessed October 27, 2023.

⁴ Proshot – A new ESC protocol. <https://oscarliang.com/proshot-esc-protocol/>. Дата обращения 27.10.2023. / Accessed October 27, 2023.

⁵ What is Oneshot and Multishot in ESC. <https://robu.in/what-is-oneshot-and-multishot-in-esc-difference-between-oneshot-and-multishot-esc-esc-calibration-protocol/>. Дата обращения 27.10.2023. / Accessed October 27, 2023.

⁶ KISS ESC 32-bit series onewire telemetry protocol. <https://www.rcgroups.com/forums/showatt.php?attachementid=8524039&d=1450424877>. Дата обращения 27.10.2023. / Accessed October 27, 2023.

⁷ Abdelrahman H. *Software Integration of Electronic Speed Controller (ESC) for an Unmanned Aerial Robot*: Bachelor Thesis. University of Twente. 2021. 23 p. <https://essay.utwente.nl/87630/>. Дата обращения 27.10.2023. / Accessed October 27, 2023.

фильтрацию импульсных помех при переключении шагов электродвигателя и устранение составляющей ШИМ-сигнала. Компаратор используется для определения порога обратной ЭДС, при котором запускается подпрограмма перехода на следующий шаг.

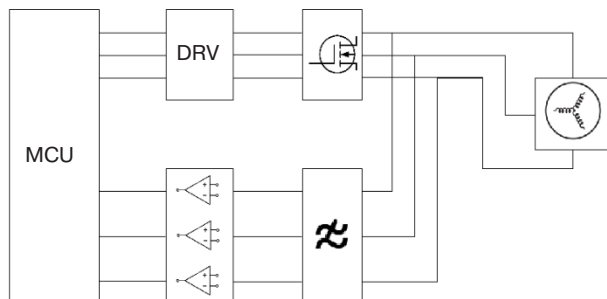


Рис. 1. Структурная схема аппаратно-программной системы управления регулятором

На рис. 2 показан упрощенный вид сигналов на фазах электродвигателя при использовании выбранной методики управления. Рисунок соответствует BLDC-мотору с одной парой полюсов и отображает один оборот. Сплошной линией показано идеальное изменение напряжения на каждой из фаз в течение одного оборота. Например, на фазу А при значении угла до 120° подается напряжение положительной полярности, от 120° до 180° фаза А отключена, от 180° до 300° она питается напряжением отрицательной полярности.

Штриховая линия показывает обратную ЭДС, форма которой близка к трапеции. При подаче на обмотку питающего напряжения значение обратной ЭДС равняется ему. При отключении обмотки оно формируется в результате генерации. Конструктивные особенности электродвигателя требуют выполнять переход на следующий шаг в момент, когда обратная ЭДС пересекает нулевую отметку [12].

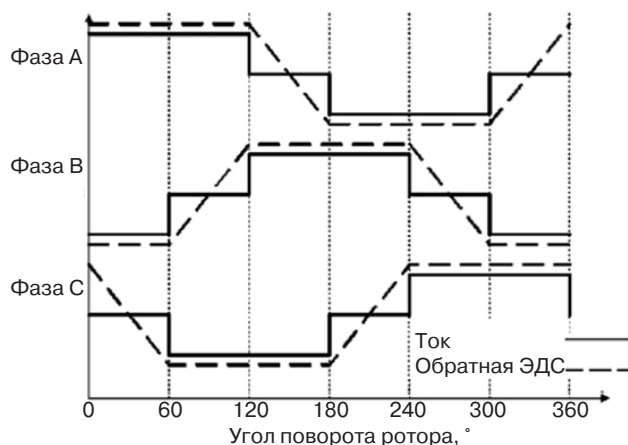


Рис. 2. Упрощенный вид сигналов на фазах электродвигателя при использовании выбранной методики управления

Таким образом, управление на основе обратной ЭДС позволяет получить синхронную работу машины, но не определяет скорость вращения. Число оборотов двигателя в минуту определяется приложенным напряжением и рассчитывается по формуле:

$$N = UK_V k_{rm}, \quad (1)$$

где U – напряжение на обмотках, В; K_V – коэффициент оборотов, B^{-1} (показывает, на каких оборотах мотор будет генерировать обратную ЭДС 1В); k_{rm} – коэффициент, учитывающий особенности фактической электромашины (rm – real machine).

При этом частота вращения электродвигателя может быть выражена через частоту коммутаций и параметры электромашины:

$$N = \frac{n_{zc}}{6n_p}, \quad (2)$$

где n_{zc} – число пересечений нулевой отметки обратной ЭДС; n_p – количество пар полюсов электродвигателя.

Однако переход на следующий шаг определяется обратной ЭДС, поэтому число оборотов первоначально зависит от напряжения и конструкции двигателя. Конструкция, соответственно, определяет коэффициент оборотов K_V .

Значение результирующего напряжения на обмотках обычно изменяется посредством ШИМ-регулирования. В создаваемой разработке планируется аналогичный способ управления скоростью вращения.

На рис. 3 показана осциллограмма BLDC-мотора БВС в процессе работы. Сигналы по фазам близки к теоретическим данным, приведенным на рис. 2. В момент активного состояния фаз на рисунке можно наблюдать сигнал ШИМ.

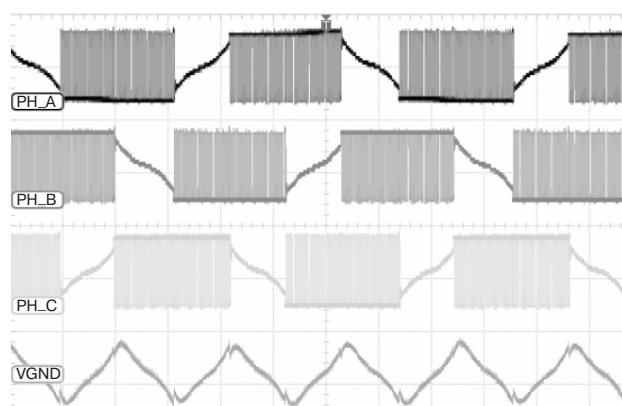


Рис. 3. Осциллограммы работающего BLDC-электродвигателя ВМГ БВС. VGND – Virtual Ground, напряжение на виртуальной земле

АЛГОРИТМИЗАЦИЯ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ

На основании теоретических изысканий формулируем методику и алгоритмы управления. В качестве средства программного управления выбран микроконтроллер. Современные микроконтроллеры достаточной мощности обычно используют архитектуру с программной абстракцией аппаратного уровня [13, 14].

Данный подход формирует структуру программного средства, в которой разделяются поддержка аппаратных средств микроконтроллера и основной код, определяющий функциональность.

На рис. 4 показан алгоритм стартового модуля предложенной системы управления. После запуска программы выполняются функции инициализации драйверов устройств: портов ввода-вывода, таймеров, аналого-цифровых преобразователей (АЦП) и других. Далее начинается выполнение основного блока. В нем располагается бесконечный цикл микроконтроллера. В нормальном режиме выход из данного блока невозможен. Поэтому обработчик ошибок в конце блок-схемы может выполняться только при аварийном завершении основного блока. Функции инициализации драйверов и основной блок также имеют встроенные обработчики ошибок. Их функциональность определяется типом ошибки и местом ее возникновения.

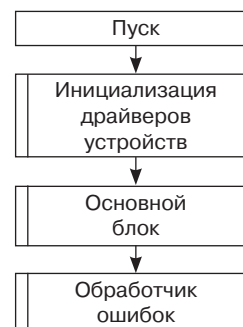


Рис. 4. Алгоритм стартового модуля

На рис. 5 показана блок-схема алгоритма основного модуля. Он будет реализован в виде отдельного файла. Выбранная архитектура повышает безопасность и подчеркивает абстракцию аппаратных средств от программной реализации.

Работа основного модуля начинается с инициализации и калибровки устройств. Здесь выполняется калибровка АЦП с его последующим запуском, запуск таймеров и DMA-контроллеров (direct memory access) в заданном режиме, конфигурирование портов общего назначения и прерываний, а также настройка и запуск других устройств. Блок звуковой и световой сигнализации используется для оповещения пользователя об успешном начале работы устройства. Далее запускается

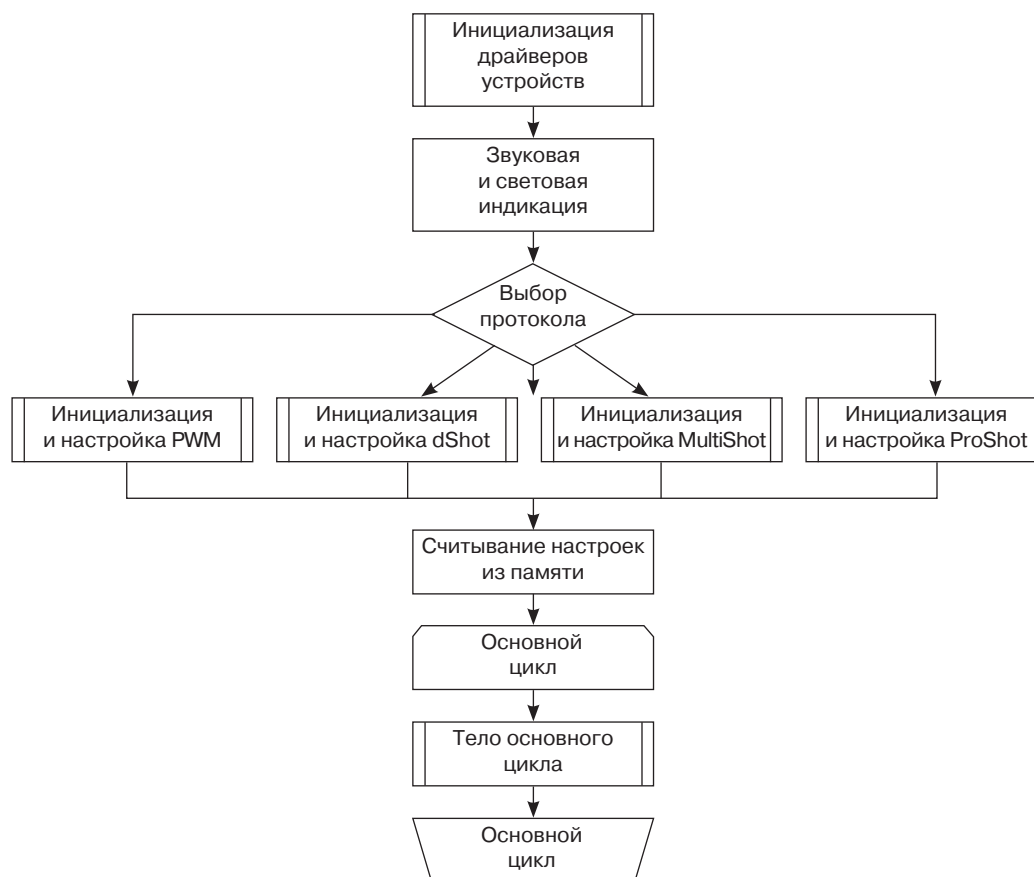


Рис. 5. Алгоритм основного модуля

алгоритм определения управляющего протокола. Поддерживаемые стандарты указаны в разделе «Постановка задачи».

Перед запуском основного цикла считываются настройки. Во флеш-памяти сохраняются приоритетный протокол управления и направление вращения, а также параметры нормализации команд управления (при необходимости).

Основной цикл является бесконечным циклом микроконтроллера. В нем выполняется программный код, показанный на рис. 6. Однако данный функционал не относится к основным задачам управления электродвигателем, т.к. они вызываются не периодически во времени, а согласно аппаратным прерываниям устройства.



Рис. 6. Алгоритм основного цикла программы

В основном цикле выполняется непрерывный расчет текущей частоты вращения и отслеживание команды реверса. При ее поступлении выполняются индикация, запись состояния в память, остановка двигателя и установка флага реверса для функции коммутации.

Также в основном цикле выполняется считывание заданной скорости вращения посредством обработки данных одного из выбранных протоколов управления. При отличии текущей и заданной скорости выполняется настройка ШИМ-управления напряжением фаз с целью корректировки частоты вращения.

Текущая скорость вращения определяется посредством измерения частоты срабатывания прерываний, соответствующих пересечению нулевого значения обратной ЭДС. Функции обработки данных прерываний вызывают программный блок коммутирования обмоток.

Коммутация выполняется согласно последовательности, указанной в таблице. В ней отображена последовательность процессов, показанных на рис. 2.

Таблица. Порядок коммутации фаз А, В, С

Номер шага	0	1	2	3	4	5
Высокий уровень	А	В	В	С	С	А
Фаза отключена	В	А	С	В	А	С
Низкий уровень	С	С	А	А	В	В

Блок-схема алгоритма коммутации показана на рис. 7. Необходимо отметить, что фаза, для которой выполняется та или иная операция, представленная в алгоритме, на каждом шаге коммутации разная. Порядок чередования фаз указан в таблице и на рис. 2.

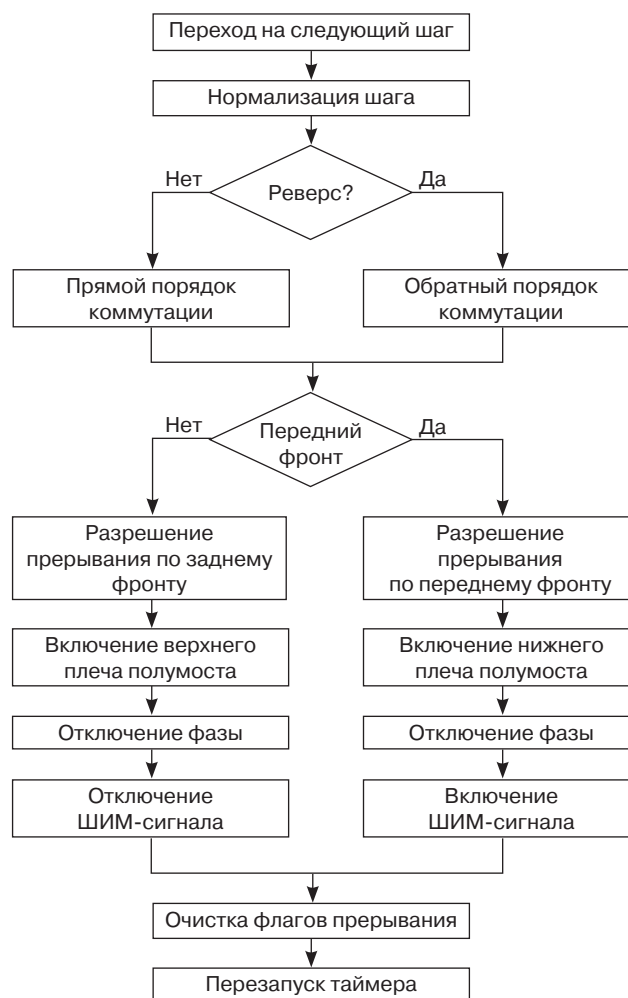


Рис. 7. Алгоритм коммутации обмоток (фаз) электродвигателя

Процесс коммутации циклический. Он начинается с перехода на следующий шаг. Далее выполняется нормализация шага (приведение номера шага к значению от 0 до 5). В зависимости от состояния флага реверса выполняется коммутация в прямой или обратной последовательности.

Функция управления коммутацией содержит две ветви, соответствующие прерываниям по переднему и заднему фронтам. При срабатывании прерывания по переднему фронту устанавливается разрешение соответствующего прерывания, включение нижнего ключа полумоста управления фазой, отключение соответствующей фазы, включение контроллера DMA, генерирующего ШИМ-сигнал управления напряжением фазы двигателя. При прерывании по заднему фронту последовательность операций обратна.

По завершению любой из веток оператора ветвления выполняется очистка флагов прерывания. Далее перезапускается таймер, отвечающий за старт двигателя.

Фактическая разработка имеет значительное количество дополнительных программных блоков, например, работа с телеметрией, обработка ошибок и т.д. Однако объем текущей работы не позволяет их представить.

ФОРМАЛИЗАЦИЯ ТРЕБОВАНИЙ К ПРИМЕНЯЕМЫМ МИКРОКОНТРОЛЛЕРАМ

Для создания предложенной системы управления необходимо выбрать микроконтроллер. Разработка является инвариантной и поэтому нуждается в общих критериях выбора элементной базы.

Используемый микроконтроллер должен обладать необходимым количеством устройств и портов, а также соответствовать требованиям производительности. Далее представим набор выражений, описывающих требования к портам и устройствам.

Количество каналов таймеров n_{tch} определяется следующей формулой:

$$n_{tch} = 4n_{mot}, \quad (3)$$

где n_{mot} – количество двигателей, управляемых регулятором.

На каждый из двигателей необходимо иметь 3 выхода ШИМ-сигнала для управления напряжением на обмотке. В современных микроконтроллерах данный функционал относится к таймерам. Дополнительный канал таймера используется для интерпретации протоколов управления.

Количество портов общего назначения n_{Gpio} определяется выражением:

$$n_{Gpio} = 2 + 3n_{mot} + n_{resGpio}, \quad (4)$$

где $n_{resGpio}$ – число резервных портов общего назначения, индекс Gpio означает General purpose input output.

Два порта общего назначения используются для управления индикатором и задания реверса. На каждый двигатель необходимо иметь 3 порта общего назначения для отключения фаз: по одному на каждую фазу. Также предполагается заложить несколько портов для потенциального расширения функциональности устройства.

Количество линий прерываний n_{int} рассчитывается из расчета по одному прерыванию на каждую фазу каждого двигателя по следующей формуле:

$$n_{int} = 3n_{mot}. \quad (5)$$

Также необходимо учесть не менее двух линий для программирования микроконтроллера, двух линий питания, аналоговых входов для измерения тока и напряжения батареи, выхода АЦП для вывода аналоговой телеметрии. Исходя из этого, рассчитаем общее количество выводов микроконтроллера n_{pin} :

$$n_{pin} = 9 + n_{tch} + n_{Gpio} + n_{int} + n_{res}, \quad (6)$$

где n_{res} – число дополнительных резервных выводов микроконтроллера.

Данное выражение можно представить через количество двигателей:

$$n_{pin} = 9 + 10n_{mot} + n_{resCom}, \quad (7)$$

при этом в качестве резервного слагаемого учитывается общий резерв n_{resCom} , включая резерв портов общего назначения.

Для выбора, удовлетворяющего условиям микроконтроллера, необходимо корректно определить параметры быстродействия вычислительного ядра и периферийных устройств.

Минимальные требования к частоте ШИМ для таймеров определяются следующей формулой:

$$f_{pwm} = 3Nn_p k_{pwm}, \quad (8)$$

где k_{pwm} – коэффициент, определяющий частотные параметры ШИМ.

Постоянный коэффициент 3 соответствует трем положительным импульсам управления на каждый оборот при одной паре полюсов постоянных магнитов, k_{pwm} определяет количество импульсов ШИМ на один импульс управления. Рекомендуемое значение $k_{pwm} \geq 10$.

Также можно выразить величину f_{pwm} через параметры применяемых электродвигателей ЛА:

$$f_{\text{pwm}} = 3UK_{\text{V}}k_{\text{rm}}n_{\text{p}}k_{\text{pwm}}. \quad (9)$$

Для линий прерываний предъявляются требования к минимальной частоте реагирования на события:

$$f_{\text{int}} = 2Nn_{\text{p}}. \quad (10)$$

Постоянный коэффициент 2 объясняется двумя переходами через нулевую отметку обратной ЭДС за цикл при одной паре магнитных полюсов электродвигателя. Аналогично выражению (9) представим выражение (10) через параметры электродвигателей:

$$f_{\text{int}} = 2UK_{\text{V}}k_{\text{rm}}n_{\text{p}}. \quad (11)$$

Определим требования к быстродействию микроконтроллера. Для этого необходимо суммировать вычислительные мощности, требуемые для отдельных модулей.

Для программного кода, выполняемого в теле бесконечного цикла микроконтроллера, требуемая вычислительная производительность P_{mc} определяется формулой:

$$P_{\text{mc}} = f_{\text{mc}}n_{\text{mcInst}}, \quad (12)$$

где f_{mc} – частота повторения бесконечного цикла, n_{mcInst} – среднее число инструкций за один шаг цикла.

Основной объем вычислений выполняется в обработчиках прерываний. Выражения (13) и (14) позволяют рассчитать для них необходимую вычислительную мощность:

$$P_{\text{int}} = 6n_{\text{mot}}n_{\text{p}}Nn_{\text{intInst}}, \quad (13)$$

$$P_{\text{int}} = 6n_{\text{mot}}n_{\text{p}}UK_{\text{V}}k_{\text{rm}}n_{\text{intInst}}, \quad (14)$$

где n_{intInst} – число инструкций для обработки тела прерывания (цикла коммутации).

Постоянный коэффициент 6 объясняется двумя срабатываниями прерывания для каждой из трех фаз за один цикл для двигателя с одной парой полюсов.

Суммарная вычислительная мощность для применяемого микроконтроллера P_{Σ} определяется формулой:

$$P_{\Sigma} = f_{\text{mc}}n_{\text{mcInst}} + 6n_{\text{mot}}n_{\text{p}}UK_{\text{V}}k_{\text{rm}}n_{\text{intInst}} + P_{\text{add}} + P_{\text{res}}, \quad (15)$$

где P_{add} – вычислительная мощность дополнительных модулей, P_{res} – резерв вычислительной мощности.

Резерв вычислительной мощности должен быть не менее 30% от суммарного значения. Для регуляторов при малом количестве электродвигателей рекомендуется увеличение данного значения.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ И ПРАКТИЧЕСКИЕ РЕЗУЛЬТАТЫ

Согласно предложенной методике были выбраны микроконтроллеры для построения регуляторов для одного и четырех электродвигателей. Для первого из них были определены следующие минимальные требования: не менее 22 выводов, включая 3 линии ШИМ и 3 линии прерываний. Для микроконтроллера регулятора для четырех двигателей соответствующие параметры составили: 55 выводов, 12 линий ШИМ, 12 линий прерываний.

Разработанный прототип программного продукта, базирующийся на рассмотренных алгоритмах, требует расчетную вычислительную производительность не более 20 DMIPS⁸ для регулятора одного двигателя и 75 DMIPS для четырехмоторного регулятора. Следовательно, рекомендуется использовать микроконтроллеры с производительностью не менее 30 и 100 DMIPS соответственно.

При выборе микроконтроллера также необходимо учитывать его доступность, сложность ведения разработки и электрические параметры, которые не рассматриваются в данной работе. При комплексном совмещении требований для построения первого прототипа регулятора одного двигателя был использован микроконтроллер STM32F103C8T6 производства STMicroelectronics, Швейцария.

Максимальная производительность данного изделия составляет 90 DMIPS, что в несколько раз превышает потребности вычислительной мощности. Требования к периферийным устройствам и их количеству аналогично покрываются принятым устройством. При условии его низкой стоимости и широкой доступности данный выбор можно считать оптимальным. Однако STM32F103C8T6 относится к санкционным продуктам недружественных стран. Поэтому мы рассмотрели альтернативные решения.

Для одномоторного регулятора был выбран микроконтроллер 1921BK035⁹ производства АО «НИИЭТ»¹⁰. Устройство выполнено на 32-раз-

⁸ Dhrystone MIPS – стандарт для сравнения производительности микроконтроллеров. [Dhrystone MIPS – standard for comparing microcontroller performance.]

⁹ 1921BK035: микроконтроллер с уменьшенными габаритными размерами с функциями по управлению электроприводом. <https://niiet.ru/product/1921%D0%B2%D0%BA035>. Дата обращения 27.10.2023. [1921BK035: microcontroller with reduced overall dimensions with functions for electric drive control (in Russ.). <https://niiet.ru/product/1921%D0%B2%D0%BA035>. Accessed October 27, 2023.]

¹⁰ <https://niiet.ru/> (in Russ.). Дата обращения 27.10.2023. / Accessed October 27, 2023.

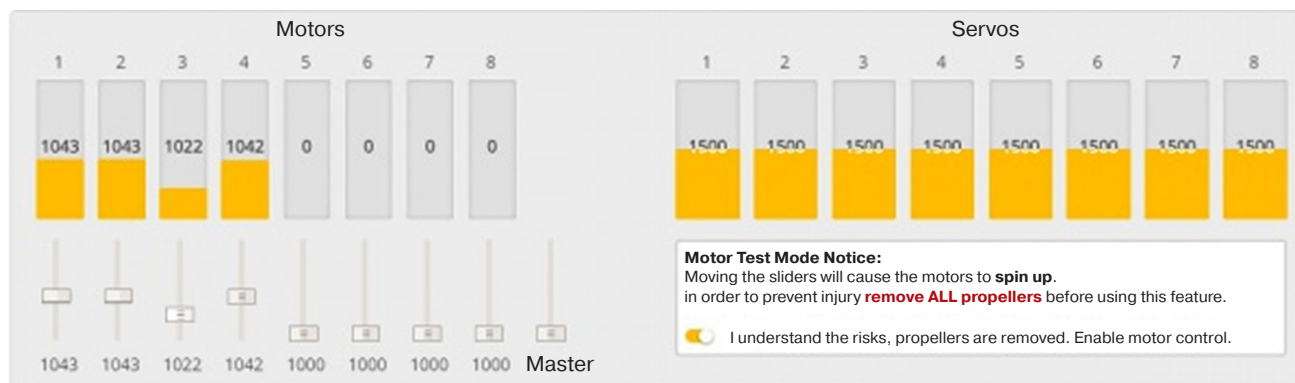


Рис. 8. Управление моторами в BetaFlight

рядном RISC-ядре (reduced instruction set computer), имеет производительность до 100 DMIPS и обладает всеми необходимыми устройствами с требуемыми параметрами. Данный микроконтроллер теоретически позволяет создать регулятор для 2 двигателей.

Регулятор скорости вращения для четырех двигателей предлагается построить на микроконтроллере K1921BK02T того же самого производителя. Устройство имеет параметры, значительно превышающие необходимые (более 200 DMIPS, 144 выводов суммарно).

Собраный на STM32F103C8T6 прототип регулятора был подвергнут испытаниям. Для управления регулятором использовались цифровые протоколы (Proshot, Dshot) и работа с ШИМ-сигналом. Управление выполнялось посредством полетного контроллера *SpeedyBee F4 V3*¹¹. На нем установлено ПО *BetaFlight*¹². Задание скорости вращения выполнялась с помощью встроенного конфигуратора (рис. 8). Панель Motors (моторы) предназначена для управления вращением моторов. Панель Servos (сервоприводы) предназначена для управления сервоприводами (не используются в данной работе). Переключатель с информационной табличкой в правой нижней части рисунка разрешает включение моторов. В сообщении предлагается подтвердить, что воздушные винты демонтированы и согласиться взять на себя риски при включении моторов.

Оценка работоспособности созданного ESC регулятора выполнялась посредством серии тестов. В качестве нагрузки использовался BLDC-мотор T-Motor Velox V2 V2207 1750K_v (Feiyang Technology, Китай) с установленным трехлопастным воздушным винтом (Gemfan, Китай) диаметром 5 дюймов и шагом 4 дюйма. Питание осуществлялось от батареи 4S напряжением 16.8 В (HRB, Китай).

Измерение скорости вращения выполнялось лазерным тахометром МЕГЕОН™ 18005 (МЕГЕОН, Россия). Сравнение измеренных результатов с заданными значениями показало разницу менее 5%.

При работе двигателя в циклах по 10 мин нагрев его корпуса не превысил 70 °С, а температура полупроводниковых компонентов регулятора ESC была менее 80 °С. Отсутствовали нехарактерные для испытываемого объекта звуки и прочие проявления.

Полученные осциллограммы сигналов фаз созданного прототипа регулятора показаны на рис. 9. Они свидетельствуют о корректной работе изделия. Однако отмечены незначительные задержки коммутации обмоток. В дальнейшем их планируется устранить путем внесения изменений в реализацию алгоритма процесса коммутации.

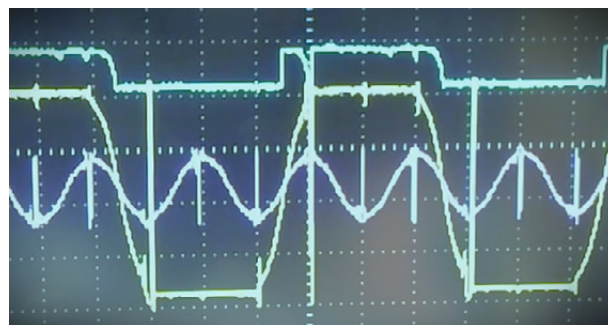


Рис. 9. Осциллограммы, полученные в процессе испытаний

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Для разработки собственного ПО для регуляторов BLDC-моторов БВС предложены инвариантные методики и алгоритмы. Они базируются на теоретических основах программного управления данным типом электродвигателей.

Разработана методика определения необходимых параметров микроконтроллера для построения регулятора с требуемыми характеристиками. Она позволяет избежать ошибок и оптимизировать выбор микроконтроллера.

¹¹ SpeedyBee. <https://www.speedybee.com/speedybee-f405-v3-bls-50a-30x30-fc-esc-stack/>. Дата обращения 13.10.2023. / Accessed October 13, 2023.

¹² Betaflight. <https://www.betaflight.com>. Дата обращения 13.10.2023. / Accessed October 13, 2023.

Представленные результаты были протестированы. Методика и алгоритмы легли в основу разработки ПО для прототипа регулятора вращения для одного двигателя ВМГ БВС. По результатам испытаний сделано положительное заключение о работоспособности созданного решения и решено продолжить его разработку. Основное направление – улучшение ПО, построенного на базе рассмотренных в работе алгоритмов.

В процессе испытаний подтверждена корректность методики выбора микроконтроллера по заданным характеристикам. Расчетные характеристики периферийных устройств полностью соответствуют рабочим. Расчетные значения вычислительной мощности отличаются от рабочих на 10–15% в большую сторону. На основании полученных результатов можно сделать положительное заключение о представленной методике.

БЛАГОДАРНОСТИ

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации в рамках государственного задания (проект № FZGM-2023-0011).

ACKNOWLEDGMENTS

This work was financially supported by the Ministry of Science and Higher Education of the Russian Federation under the state assignment (project No. FZGM-2023-0011).

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. Уразбахтин Р.Р. Двигатели для беспилотных летательных аппаратов. *Международный научно-исследовательский журнал*. 2017;2(56):142–144. <https://doi.org/10.23670/IRJ.2017.56.100>
2. Янтураев М.Ю., Меднов А.А. Электродвигатели летательных аппаратов. В сб.: *Актуальные вопросы энергетики в АПК: материалы всероссийской (национальной) научно-практической конференции*. Благовещенск: Дальневосточный государственный аграрный университет; 2021. С. 106–113.
3. Yuzawa N., Sakai K. A Permanent Magnet Motor Capable of Pole Changing for Variable Speed Drive. In: *International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*. 2013. P. 1127–1132. <https://doi.org/10.1109/ICEMS.2013.6754392>
4. Никитин А.О., Петрова А.Р., Петров Р.В. Магнитоэлектрическая система управления оборотами бесколлекторного электродвигателя для беспилотных летательных аппаратов. *Вестник Новгородского государственного университета*. 2017;7(105):26–31.
5. Пенкин В.Т., Сухов Д.В., Шевцов Д.А., Шишов Д.М. Бездатчиковый регулятор бесколлекторного двигателя постоянного тока с постоянными магнитами на роторе. *Практическая силовая электроника*. 2014;3(55):46–51.
6. Wen J.-S., Wang C.-H., Chang Y.-D., Teng C.-C. Intelligent Control of High-Speed Sensorless Brushless DC Motor for Intelligent Automobiles. In: *2008 IEEE International Conference on Systems, Man and Cybernetics (IEEE/SMC)*. 2008. P. 3394–3398. <https://doi.org/10.1109/ICSMC.2008.4811822>
7. Шгаев Д.В. Анализ технологии управления беспилотными летательными аппаратами. *Территория новых возможностей. Вестник Владивостокского государственного университета экономики и сервиса*. 2019;11(2):113–119. URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/analiz-tehnologii-upravleniya-bespilotnymi-letatelnyimi-apparatami>
8. Башкиров А.В., Остроумов И.В., Свиридова И.В. Основы помехоустойчивого кодирования, основные преимущества и недостатки алгоритмов декодирования. *Вестник Воронежского государственного технического университета*. 2012;8(2):20–22.
9. Ильюшин С.А., Шаронов А.А., Киселев В.В. Разработка блока управления электродвигателем типа BLDC на базе ПЛИС. *Информационно-измерительные и управляющие системы*. 2015;13(9):51–55.
10. Слепцов В.В., Афонин В.Л., Аблаева А.Е., Динь Б.Ф. Разработка информационно-измерительной и управляющей системы квадрокоптера. *Russian Technological Journal*. 2021;9(6):26–36. <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2021-9-6-26-36>
11. Калачёв Ю.Н. *SimInTech: моделирование в электроприводе*. М.: ДМК Пресс; 2019. 98 с. ISBN 978-5-97060-766-4
12. Janpan I., Chaisricharoen R., Boonyanant P. Control of the Brushless DC Motor in Combine Mode. *Procedia Engineering*. 2012;32:279–285. <https://doi.org/10.1016/j.proeng.2012.01.1268>
13. Yiu J. *The Definitive Guide to ARM® Cortex®-M3 and Cortex®-M4 Processors*. London: Newnes; 2013. 864 p.
14. Pakdel M. *Advanced Programming with STM32 Microcontrollers*. Limbricht: Elektor; 2020. 216 p.

REFERENCES

1. Urazbakhtin R.R. Engines for unmanned aerial vehicles. *Mezhdunarodnyi nauchno-issledovatel'skii zhurnal = Int. Res. J.* 2017;2(56):142–144 (in Russ.). <https://doi.org/10.23670/IRJ.2017.56.100>

2. Yanturaev M.Yu., Mednov A.A. Electric motors of aircraft. In: *Elektrodivigateli letatel'nykh apparatov. Aktual'nye voprosy energetiki v APK: materialy vserossiiskoi (natsional'noi) nauchno-prakticheskoi konferentsii (Current Issues of Energy in the Agro-Industrial Complex: Materials of the All-Russian (National) Scientific and Practical Conference)*. Blagoveshchensk: Dal'nevostochnyi gosudarstvennyi agrarnyi universitet; 2021. P. 106–113 (in Russ.).
3. Yuzawa N., Sakai K. A Permanent Magnet Motor Capable of Pole Changing for Variable Speed Drive. In: *International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*. 2013. P. 1127–1132. <https://doi.org/10.1109/ICEMS.2013.6754392>
4. Nikitin A.O., Petrova A.R., Petrov R.V. Magnetoelectric control system of the brushless motor revs for drones. *Vestnik Novgorodskogo gosudarstvennogo universiteta = Vestnik of Yaroslav the Wise Novgorod State University*. 2017;7(105):26–31 (in Russ.).
5. Penkin V.T., Sukhov D.V., Shevtsov D.A., Shishov D.M. Sensorless controller of BLDC motors with permanent magnets. *Prakticheskaya Silovaya Elektronika*. 2014;3(55):46–51 (in Russ.).
6. Wen J.-S., Wang C.-H., Chang Y.-D., Teng C.-C. Intelligent Control of High-Speed Sensorless Brushless DC Motor for Intelligent Automobiles. In: *2008 IEEE International Conference on Systems, Man and Cybernetics (IEEE/SMC)*. 2008. P. 3394–3398. <https://doi.org/10.1109/ICSMC.2008.4811822>
7. Shtaev D.V. Analysis of control technology of unmanned aerial vehicles. *Territoriya novykh vozmozhnostei. Vestnik Vladivostokskogo gosudarstvennogo universiteta ekonomiki i servisa = The Territory of New Opportunities. The Herald of Vladivostok State University of Economics and Service*. 2019;2(11):113–119 (in Russ.). Available from URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/analiz-tehnologii-upravleniya-bespilotnymi-letatel'nymi-apparatami>
8. Bashkurov A.V., Ostroumov I.V., Sviridova I.V. Fundamentals of Error-Correcting Coding, Key Advantages, and Disadvantages of Decoding Algorithms. *Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta = Bulletin of Voronezh State Technical University*. 2012;8(2):20–22 (in Russ.).
9. Il'ushin S.A., Sharonov A.A., Kiselev V.V. Development of the control unit of the BLDC motor on the base of the programmable logic device. *Informacionno-izmeritel'nye i upravlyayushchie sistemy = J. Information-Measuring and Control Systems*. 2015;12(9):51–55 (in Russ.).
10. Sleptsov V.V., Afonin V.L., Ablaeva A.E., Dinh B. Development of an information measuring and control system for a quadcopter. *Russ. Technol. J.* 2021;9(6):26–36 (in Russ.). <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2021-9-6-26-36>
11. Kalachev Yu.N. *SimInTech: modelirovanie v elektroprivode (SimInTech: Modeling in Electric Drives)*. Moscow: DMK Press; 2019. 98 p. (in Russ.). ISBN 978-5-97060-766-4
12. Janpan I., Chairsrichaen R., Boonyanant P. Control of the Brushless DC Motor in Combine Mode. *Procedia Engineering*. 2012;32:279–285. <https://doi.org/10.1016/j.proeng.2012.01.1268>
13. Yiu J. *The Definitive Guide to ARM® Cortex®-M3 and Cortex®-M4 Processors*. London: Newnes; 2013. 864 p.
14. Pakdel M. *Advanced Programming with STM32 Microcontrollers*. Limbricht: Elektor; 2020. 216 p.

Об авторах

Паринов Максим Викторович, к.т.н., доцент, кафедра компьютерных интеллектуальных технологий проектирования ФГБОУ ВО «Воронежский государственный технический университет» (34006, Россия, Воронеж, ул. 20-летия Октября, д. 84). E-mail: parmax@mail.ru. SPIN-код РИНЦ 6411-5587, <https://orcid.org/0000-0002-7427-5475>

Юров Алексей Николаевич, к.т.н., доцент, кафедра компьютерных интеллектуальных технологий проектирования ФГБОУ ВО «Воронежский государственный технический университет» (34006, Россия, Воронеж, ул. 20-летия Октября, д. 84). E-mail: yurovalex@mail.ru. SPIN-код РИНЦ 5828-0075, <https://orcid.org/0009-0007-9320-7519>

Скитский Ярослав Витальевич, аспирант, кафедра конструирования и проектирования радиоаппаратуры ФГБОУ ВО «Воронежский государственный технический университет» (34006, Россия, Воронеж, ул. 20-летия Октября, д. 84). E-mail: nauchrab@mail.ru. <https://orcid.org/0000-0001-5547-1940>

About the authors

Maksim V. Parinov, Cand. Sci. (Eng.), Associate Professor, Department of Computer-assisted Intelligent Design Technologies, Voronezh State Technical University (84, 20-letiya Oktyabrya ul., Voronezh, 394006 Russia). E-mail: parmax@mail.ru. RSCI SPIN-code 6411-5587, <https://orcid.org/0000-0002-7427-5475>

Aleksey N. Yurov, Cand. Sci. (Eng.), Associate Professor, Department of Computer-assisted Intelligent Design Technologies, Voronezh State Technical University (84, 20-letiya Oktyabrya ul., Voronezh, 394006 Russia). E-mail: yurovalex@mail.ru. RSCI SPIN-code 5828-0075, <https://orcid.org/0009-0007-9320-7519>

Yaroslav V. Skitskiy, Postgraduate Student, Department of Radio Apparatus Design and Engineering, Voronezh State Technical University (84, 20-letiya Oktyabrya ul., Voronezh, 394006 Russia). E-mail: nauchrab@mail.ru. <https://orcid.org/0000-0001-5547-1940>

УДК 537.86, 621.37
<https://doi.org/10.32362/2500-316X-2024-12-1-92-100>



НАУЧНАЯ СТАТЬЯ

Локальный пространственный анализ ЭЭГ-сигналов с помощью лапласиановского монтажа

А.А. Слезкин^{1, 2, @},
С.П. Степина³,
Н.Г. Гусейн-заде^{2, 4}

¹ Институт высшей нервной деятельности и нейрофизиологии, Российская академия наук, Москва, 117485 Россия

² МИРЭА – Российский технологический университет, Москва, 119454 Россия

³ Российский университет дружбы народов, Москва, 117198 Россия

⁴ Институт общей физики им. А.М. Прохорова, Российская академия наук, Москва, 119991 Россия

@ Автор для переписки, e-mail: com2274@yandex.ru

Резюме

Цели. Одной из актуальных задач, возникающих при регистрации сигналов мозговой активности с помощью электроэнцефалографии (ЭЭГ), является уменьшение влияния помех (артефактов). В данном исследовании рассматривается один из способов решения данной задачи с помощью дифференциального оператора Лапласа. Цель работы – определение количества электродов, входящих в лапласиановский монтаж, а также выяснение требований к геометрической форме их расположения для обеспечения наилучшего качества обработки сигналов ЭЭГ.

Методы. Метод лапласиановского монтажа основывается на использовании отдельных электродов для определения второй производной сигнала, которая пропорциональна электрическому току в соответствующей точке поверхности головы. Этот подход позволяет оценить потенциал нейронной активности источника, находящегося в малой области, ограниченной комплексом электродов. При использовании небольшого количества равноудаленных электродов вокруг целевого электрода при лапласиановском монтаже удастся получить значительно более качественный сигнал из области, находящейся под электродным комплексом.

Результаты. Для всех рассмотренных в статье способов построения лапласиановского монтажа, было показано, что комплекс, состоящий из 16 + 1 отдельных электродов, является наиболее предпочтительным для использования. Выбор схемы 16 + 1 обусловлен наилучшим компромиссом между качеством обработки сигналов ЭЭГ и сложностью изготовления электродного комплекса при заданных геометрических параметрах. Оценка качества проводилась моделированием сигнала помехи, с помощью чего удалось оценить правильность выбора схемы построения монтажа.

Выводы. Установлено, что применение метода лапласиановского монтажа способно значительно уменьшить влияние артефактов. С помощью предложенной схемы монтажа обеспечивается высокий уровень подавления помеховых сигналов, источники которых находятся далеко за пределами проекции электродного комплекса. Однако не все помехи, источники которых лежат в глубине мозга, могут быть эффективно подавлены с помощью одной лишь схемы лапласиановского монтажа. Необходимо использовать различные цифровые методы обработки сигналов, учитывающие их статистические свойства.

Ключевые слова: электроэнцефалография, ЭЭГ-сигналы, артефакт, референтный монтаж, лапласиановский монтаж, схема наложения электродов, электродный комплекс

• Поступила: 26.05.2023 • Доработана: 13.09.2023 • Принята к опубликованию: 05.12.2023

Для цитирования: Слезкин А.А., Степина С.П., Гусейн-заде Н.Г. Локальный пространственный анализ ЭЭГ-сигналов с помощью лапласиановского монтажа. *Russ. Technol. J.* 2024;12(1):92–100. <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2024-12-1-92-100>

Прозрачность финансовой деятельности: Авторы не имеют финансовой заинтересованности в представленных материалах или методах.

Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

RESEARCH ARTICLE

Local spatial analysis of EEG signals using the Laplacian montage

Andrey A. Slezkin^{1, 2, @},
Svetlana P. Stepina³,
Namik G. Gusein-zade^{2, 4}

¹ *Institute of Higher Nervous Activity and Neurophysiology, Russian Academy of Sciences, Moscow, 117485 Russia*

² *MIREA – Russian Technological University, Moscow, 119454 Russia*

³ *Patrice Lumumba Peoples' Friendship University of Russia (RUDN university), Moscow, 117198 Russia*

⁴ *Prokhorov General Physics Institute, Russian Academy of Sciences, Moscow, 119991 Russia*

@ *Corresponding author, e-mail: com2274@yandex.ru*

Abstract

Objectives. One pressing problem when recording brain activity signals by electroencephalography (EEG) is the need to reduce the effect of interference (artifacts). This study presents a method for resolving this problem using the Laplace differential operator. The aim is to determine the number of electrodes included in the Laplacian montage, as well as to clarify the requirements for the geometric shape of their placement, in order to ensure the best quality of EEG signal processing.

Methods. The Laplacian montage method is based on the use of individual electrodes to determine the second derivative of the signal, proportional to the electric current at the corresponding point on the surface of the head. This approach allows the potential of neural activity of the source located in a small area limited by the electrode complex to be evaluated. By using a small number of equidistant electrodes placed around the target electrode, the Laplacian montage can produce a significantly higher quality signal from the area under the electrode complex.

Results. Among all the methods for constructing the Laplacian montage discussed in the article, a complex consisting of 16 + 1 electrodes was shown to be preferable. The choice of the 16 + 1 scheme was determined by the best compromise between the quality of EEG signal processing and the complexity of manufacturing the electrode complex with given geometric parameters. The quality assessment was carried out by simulating the interference signal which allowed the correctness of the choice of installation design to be evaluated.

Conclusions. The use of the Laplacian montage method can significantly reduce the effect of artifacts. The proposed montage scheme ensures a good suppression of interference signals, the sources of which are located far beyond the projection of the electrode complex. However, not all interference arising from sources deep inside the brain, can be effectively suppressed using the Laplacian montage scheme alone.

Keywords: electroencephalography, EEG signals, artifact, reference montage, Laplacian montage, electrode placement scheme, electrode complex

• Submitted: 26.05.2023 • Revised: 13.09.2023 • Accepted: 05.12.2023

For citation: Slezkin A.A., Stepina S.P., Gusein-zade N.G. Local spatial analysis of EEG signals using the Laplacian montage. *Russ. Technol. J.* 2024;12(1):92–100. <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2024-12-1-92-100>

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

Электроэнцефалография (ЭЭГ) является одним из наиболее распространенных методов исследования электрической активности головного мозга, который помогает определить функциональное состояние мозга. При регистрации электрических потенциалов на поверхности головы часто происходит зашумление полезного сигнала артефактами различной природы. Для получения адекватной информации о функционировании структур мозга применяются различные радиофизические методы, как аппаратные, так и основанные на подходах, известных из теории обработки сигналов и статистической радиофизики.

Аппаратные методы улучшения качества сигнала ЭЭГ в первую очередь основываются на использовании новых типов электродов, а также схем монтажа и расположения электродов. Монтаж отведений представляет собой систему связей между электродами, наиболее распространенные из которых описаны в обзоре [1]. Количество электродов, входящих в монтаж, может меняться от 2 до 20 в зависимости от цели записи. Использование различных типов монтажа при проведении ЭЭГ-исследований позволяет получить более точные данные об электрической активности мозга и выявить специфические электрические события, которые могут быть важны для диагностики и лечения различных заболеваний [2]. Различают варианты монтажа, часть из которых будет описана ниже.

Монополярный монтаж, при котором записывается разность потенциалов между одним электродом и некоторой опорной точкой (обычно она расположена за ушной раковиной). При **биполярном монтаже** регистрируется разность потенциалов между двумя электродами, располагающимися на соседних участках головы. При **монофазном монтаже** записываются только положительные или только отрицательные полуволны ЭЭГ-сигнала. Такой монтаж используется для выявления специфических электрических событий, таких как рассинхронизация или синхронизация между различными областями мозга.

Референтный монтаж использует дополнительный электрод, расположенный вдали от интересующих нас областей мозга. Общая электрическая

активность, записанная с помощью этого дополнительного электрода, помогает учесть влияние артефактов, возникающих, например, из-за движений глаз или работы мышц (в частности, лицевых мышц).

Целью использования референтных монтажей является запись сигнала ЭЭГ без влияния мешающих источников и шумов, т.е. по отношению к электрически нейтральному электроду. Однако из-за наличия проводимости биологических тканей невозможно размещение на поверхности головы референтного электрода, сохраняющего электрическую нейтральность. В теории это условие выполняется на бесконечном расстоянии от источника. В связи с этим еще в 1950-х гг. [3] был разработан метод, известный как **общий средний референтный монтаж**, при котором потенциалы электродов измеряются относительно общего усредненного референта, т.е. потенциала, полученного при усреднении значений, зарегистрированных со всех электродов. При случайных сигналах на всех электродах средний потенциал, т.е. потенциал общего референтного электрода, был бы равен нулю. Однако активность нейронных ансамблей пространственно распределена достаточно широко, и сигналы на электродах не являются независимыми. Для решения этой проблемы был разработан **локальный усредненный референтный монтаж**, при котором для вычисления комплексного референта используется небольшое количество электродов около целевого электрода. Существует несколько видов усредненного референтного монтажа – Лапласиана, Лемоса, Хьерта [4, 5].

ЛАПЛАСИАНОВСКИЙ РЕФЕРЕНТНЫЙ МОНТАЖ

В данной статье будет использоваться лапласиановский локальный усредненный референтный монтаж. В его основе лежит тот факт, что вторая пространственная производная сигналов ЭЭГ пропорциональна электрическому току в соответствующей точке поверхности головы, который позволяет оценить значение потенциала источника нейронной активности, лежащего в его основе.

Градиент потенциального поля на любом заданном электроде рассчитывается путем измерения разницы между напряжением на интересующем электроде и напряжением каждого из ближайших соседей.

В случае вычисления градиента потенциального поля на электроде исчезает необходимость в наличии общего референтного электрода сравнения.

В настоящее время используется модификация лапласиановского монтажа для поверхностных потенциалов, разработанная в предположении однородной проводимости коры [2]. В этом методе вторая пространственная производная потенциального поля определена электрическим током, перпендикулярным к корковой поверхности.

С лапласиановским монтажом связан ряд ограничений. Точность, с которой этот монтаж способен представить сигнал, сильно зависит от межэлектродного расстояния. В первой схеме лапласиана не применялись дополнительные электроды, а использовалась только стандартная схема расположения электродов ЭЭГ. При этом методе для получения значения локального усредненного референтного электрода (для отведения C4, к примеру) использовались данные ближайших 8 электродов сетки (рис. 1). Общая идея построения монтажа основана на том, что целевому электроду, на котором определяется результирующий сигнал, присваивается вес +1. Другим электродам присваиваются веса, определяемые на основе их расстояний от места установки целевого электрода таким образом, что каждый вес пропорционален величине, обратной расстоянию в квадрате, и масштабирован так, что сумма этих весов равна -1. Таким образом, сумма всех весов равна нулю, что делает дифференциальную операцию безразличной к выбору места установки референтного электрода [4].

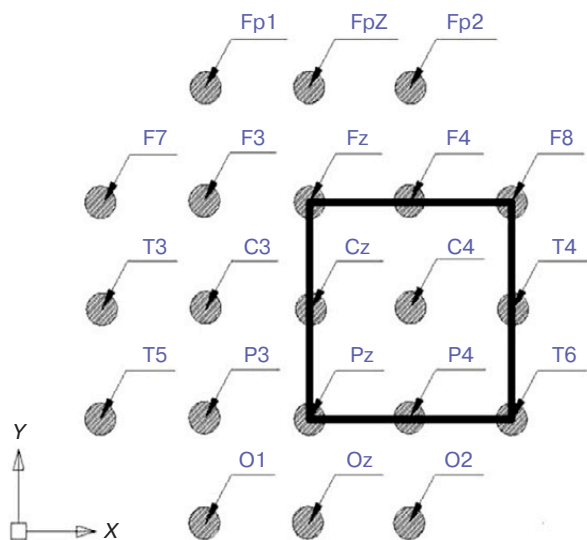


Рис. 1. Отображение схемы размещения электродов ЭЭГ 10–20 на плоскость

Для получения значения электрода C4 с помощью локального усредненного референтного электрода используют следующую формулу [1]:

$$C4 = (Fz + F4 + F8 + Cz + T4 + Pz + P4 + T6)/8. \quad (1)$$

Эта схема относительно хорошо работает для срединных и центральных электродов в стандартных схемах ЭЭГ. Тем не менее, выполнение этих предположений достаточно проблематично для периферийных электродов. В этом случае для краевых электродов вводятся весовые коэффициенты, например, для T3 берется формула [2]:

$$T3 = (2 \cdot F7 + 2 \cdot T5 + C3)/5. \quad (2)$$

Как можно видеть, в этой схеме лапласиана используются данные от электродов, расположенных на различных расстояниях до центрального электрода, что может требовать подбора весов для них и вносит искажения в результирующий сигнал.

Другим способом построения лапласиановского монтажа является использование в качестве электродов сплошных электропроводящих концентрических колец (рис. 2), как это представлено в работах [6, 7].

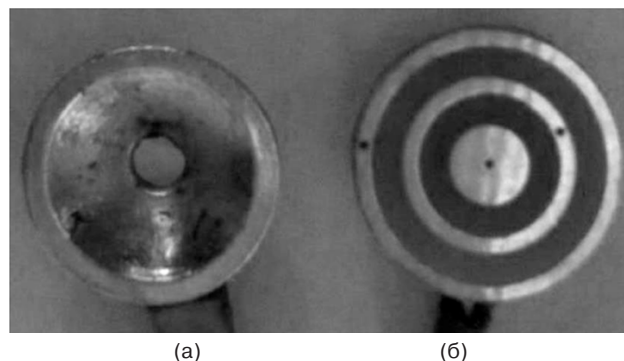


Рис. 2. Обычный электрод (а) и триполярный электрод (б), состоящий из трех концентрических колец (приведена фотография из [2])

Этот способ имеет свои преимущества и недостатки в использовании. Например, при лучшей точности получаемого сигнала довольно трудно обеспечить равномерное прилегание кольца к коже головы. Также невозможно преобразовать данный кольцевой монтаж к другой схеме обработки сигнала, в отличие от монтажа, основанного на отдельных электродах.

Кроме того, ЭЭГ-сигнал, источником которого является не точечный, а рассеянный по коже головы (диффузный) электрический заряд, также будет искажен при его обработке лапласианом. Лапласиан лучше всего подходит для работы с источниками, которые являются относительно фокальными, т.е. сосредоточенными в малой области по сравнению с размерами комплекса электродов, входящих в монтаж [8].

Рассмотрение вычислительных проблем метода лапласиана, связанных с различными конфигурациями электродов и межэлектродными расстояниями [9], а также проблемы обеспечения равномерного прилегания электродов к коже головы определили наш выбор

в пользу кольцевой формы электродного комплекса, состоящего из отдельных электродов. Для такой формы метод конечных разностей является наиболее простым способом обработки сигнала. Как будет показано далее, при использовании небольшого количества равноудаленных электродов вокруг целевого электрода при лапласиановском монтаже удается получить значительно более качественный сигнал из области, находящейся под электродным комплексом.

СХЕМА (16 + 1)-ЭЛЕКТРОДНОГО ЛАПЛАСИАНОВСКОГО МОНТАЖА

В схеме (рис. 3) предложенного авторами (16 + 1)-электродного лапласиановского монтажа расстояние от окружности, на которой расположены периферийные электроды комплекса, до центрального электрода составляло 25 мм, что примерно соответствует среднему межэлектродному расстоянию для схемы наложения ЭЭГ 10–20. Диаметр 50 мм был определен, исходя из необходимой площади под электродным комплексом для анализа интересующих нас структур коры. С учетом размера одиночного электрода общее количество электродов, размещенных на окружности данного диаметра, составило $N = 16$.

Наиболее удобным расположением (16 + 1)-электродного комплекса для проведения исследования свойств и иллюстрации работы созданного лапласиановского монтажа является сенсомоторная область коры головного мозга. Место выбора расположения электродного комплекса отличается относительно плоской поверхностью в данной области головы и соответствует отведению Cz в стандартной схеме наложения электродов 10–20.

Для такого лапласиановского монтажа значение результирующего сигнала S_{lap} относительно

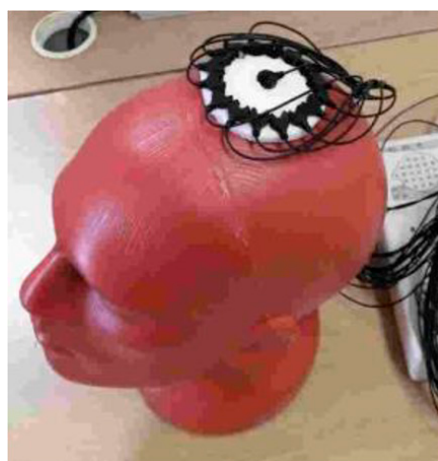
локального усредненного референтного электрода вычисляется по следующей формуле:

$$S_{\text{lap}} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (S_0 - S_i), \quad (3)$$

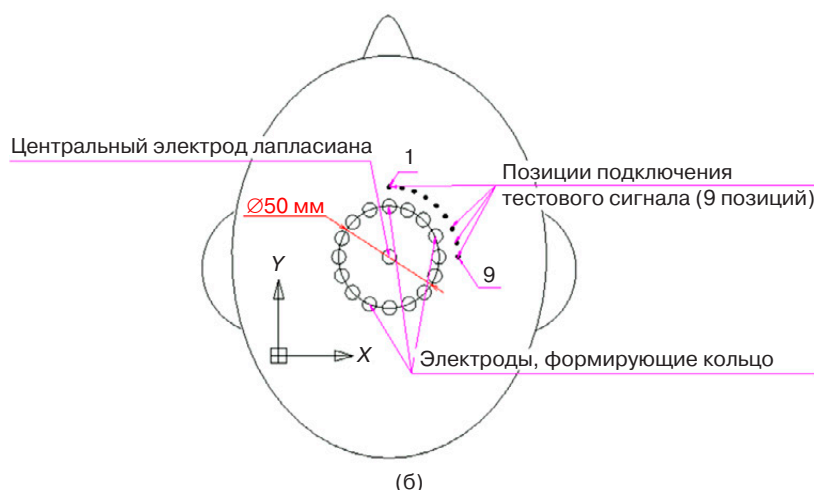
где S_0 – сигнал на центральном электроде лапласиана; S_i – сигналы на электродах, входящих в кольцевой комплекс; N – количество электродов, входящих в кольцевой комплекс.

СХЕМА ЭКСПЕРИМЕНТА

Для понимания процессов получения и обработки информации, выполняемых мозгом, необходимо знать исходную форму сигнала, возникающего в интересующем нас источнике нейронной активности мозга. Однако наличие многих центров активности в мозге человека не позволяет описать форму сигнала с заданной точностью. Для выяснения результата работы многоэлектродного комплекса использовался помеховый тестовый сигнал, который передавался в различные точки поверхности кожи головы (рис. 3), после чего выполнялись измерения потенциалов этого сигнала на всех электродах комплекса. Источником тестового сигнала в эксперименте являлся генератор синусоидальных колебаний амплитудой 50 мВ и частотой 130 Гц. Для обработки потенциалов был применен метод лапласиана для (4 + 1), (8 + 1) и (16 + 1)-электродных кольцевых монтажей. При измерении ЭЭГ данный тестовый сигнал является помехой, и применение лапласиана должно уменьшить, а в идеальном случае полностью подавить этот мешающий сигнал. Оценку эффективности применения определенного монтажа будем проводить, сравнивая коэффициенты ослабления мощности внешнего по отношению к периметру



(а)



(б)

Рис. 3. Схема монтажа (16 + 1)-электродного комплекса: (а) фотография муляжа головы с установленным комплексом электродов, реализующим лапласиановский монтаж; (б) эскиз комплекса электродов (вид сверху)

электродного комплекса источника сигнала. Таким образом, мы экспериментально определим количество электродов N , входящих в $(N + 1)$ -электродную схему монтажа, при котором эффективно подавляется помеховый сигнал и не затрудняется монтаж.

Сигнал генератора последовательно подавался на кожу головы (9 позиций), находящихся на расстоянии 40 мм от центрального электрода комплекса (рис. 3). Эти 9 точек находятся на расстоянии $1/8$ четверти длины окружности друг от друга. В режиме монополярного отведения амплитуда сигнала, регистрируемого на центральном электроде, во всех случаях составляла 40 мВ. Сигналы, полученные методом лапласиана, для всех трех рассматриваемых видов монтажа (4 + 1, 8 + 1 и 16 + 1) показаны на рис. 4 и имеют разную амплитуду, отличную от нуля.

Вычисление отношения мощностей сигнала на центральном электроде к мощности сигнала, полученного с использованием лапласиана, проводилось по формуле:

$$R_m = \frac{\sum_{t=0}^T x_{S_0_pos}(t)^2}{\sum_{t=0}^T x_{lap_m_pos}(t)^2}, \quad (4)$$

где R_m – соотношение мощностей для лапласиана типа m ; m – тип лапласиана (4 + 1, 8 + 1 или 16 + 1); $x_{lap_m_pos}$ – амплитуда отсчетов сигнала после обработки лапласианом типа m для позиции установки электрода генератора тестового сигнала pos ; $x_{S_0_pos}$ – амплитуда отсчетов сигнала на центральном электроде лапласиана для позиции установки электрода генератора тестового сигнала pos ; T – общее время регистрации сигнала.

Из рис. 5 видно, что увеличение количества электродов в кольце с 4 до 16 способствует лучшему ослаблению помеховых сигналов. Однако характеристики, полученные с помощью (8 + 1) и (16 + 1)-электродных монтажей, уже очень близки. Дальнейшее увеличение количества электродов в кольцевом комплексе более 16 можно считать нецелесообразным, т.к. это не приведет к значимому улучшению полученного сигнала, но неоправданно усложнит схему монтажа [10].

ПРИМЕНЕНИЕ МОНТАЖА (16 + 1)-ЭЛЕКТРОДНОГО КОМПЛЕКСА И ОБСУЖДЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ

Главной задачей, для решения которой и применяется предложенный лапласиановский монтаж, является подавление артефактов ЭЭГ, способных исказить структуру электроэнцефалографического сигнала. К подобным помехам относятся, например, окулографические и миографические артефакты, связанные с движением глаз и работой мышц в момент записи ЭЭГ. На рис. 6 показано влияние таких помех на сигнал, регистрируемый на отведении (электроде) Cz в стандартной схеме 10–20.

При использовании многоэлектродного (16 + 1) лапласиановского монтажа в данном случае окулографические помехи (от моргания глаз) практически полностью удалось нивелировать (рис. 7а).

К недостаткам лапласиановского монтажа любой конфигурации относится то, что при его использовании обрабатываются сигналы источников нейронной активности, находящиеся не только на поверхности головы, но и внутри объема мозга. Следовательно,

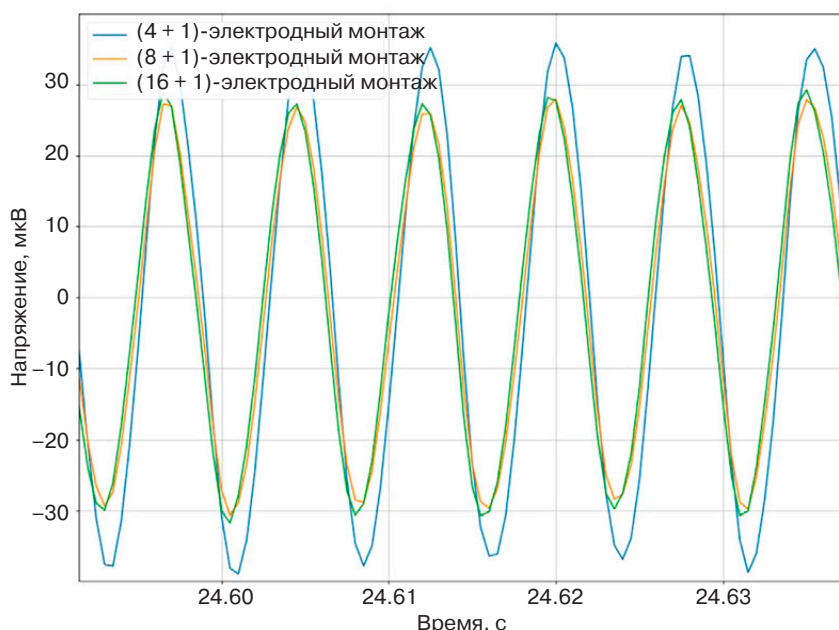


Рис. 4. Фрагмент результата обработки тестового сигнала лапласиановскими монтажами

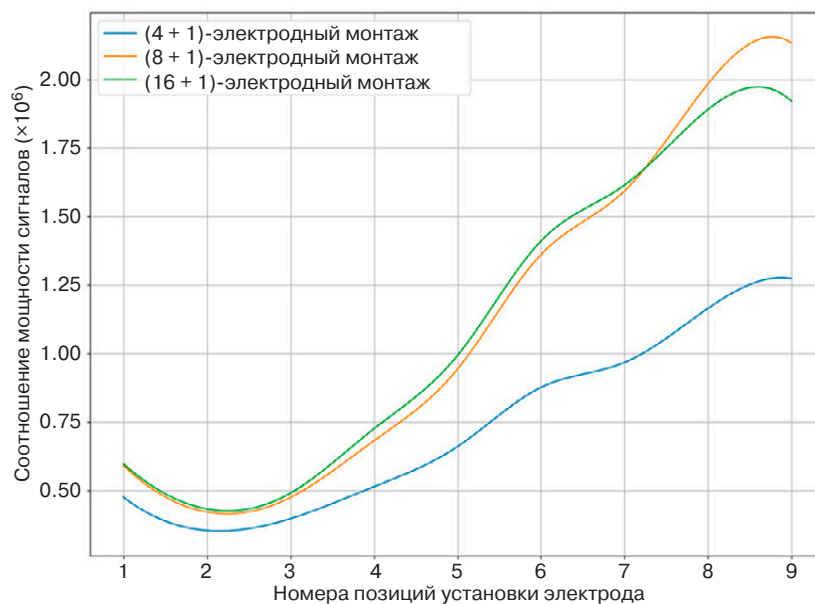


Рис. 5. Соотношения мощности исходного сигнала и мощностей сигналов, полученных с помощью лапласиановского монтажа

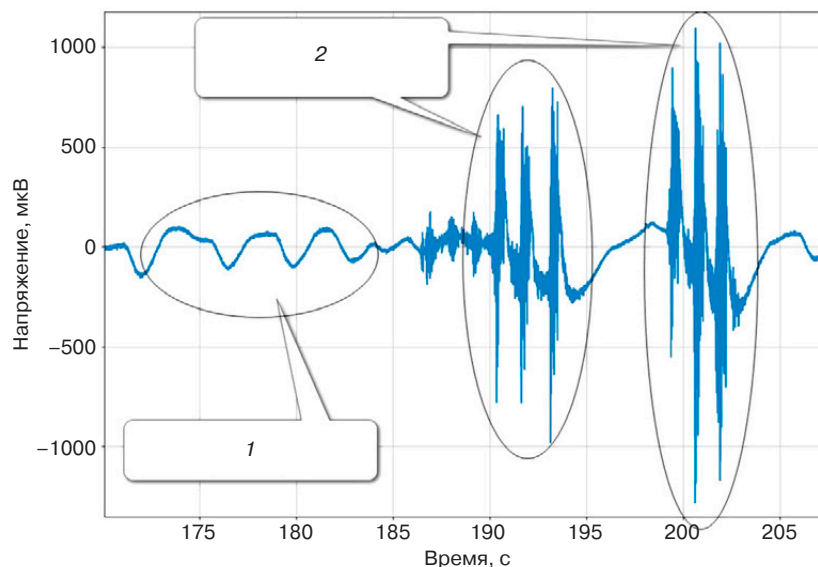
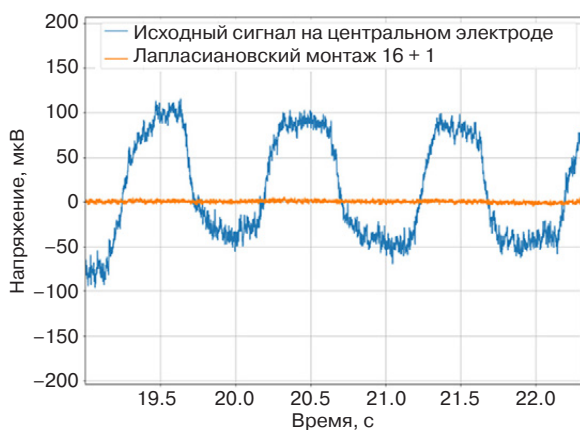
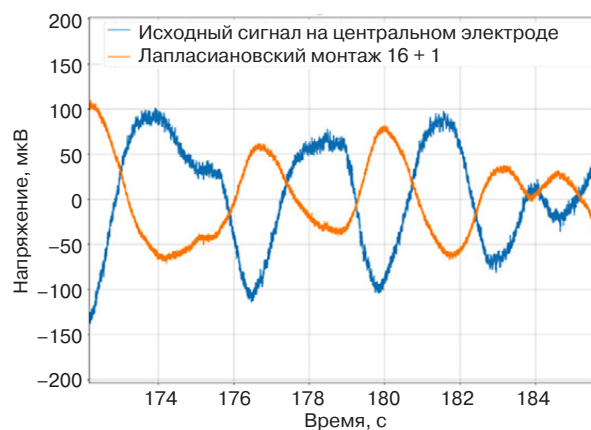


Рис. 6. Влияние окулографических артефактов моргания (1) и миографических артефактов движений челюстных мышц (2) на сигнал ЭЭГ



(а)



(б)

Рис. 7. Фрагмент сигнала, зашумленного окулографическими артефактами, и соответствующий ему фрагмент после обработки лапласианом (16 + 1): (а) полученного в теменной области Cz; (б) полученного в височной области (Т3)

если источник помех/артефактов попадает в проекцию электродного комплекса, то уменьшить его лапласианом затруднительно, что видно на рис. 7б. В данном случае кольцевой электродный комплекс установлен в височной области (отведение Т3) и, следовательно, источник окулографических артефактов/помех (от моргания глаз) попадает в проекцию лапласиана. В этом случае помимо незначительного ослабления сигнала происходит инверсия. Устранить помеху в таком случае не удастся. Это верно и в отношении другого типа артефактов – миографических. Они имеют диффузную природу, и в случае попадания в проекцию электродного комплекса полностью подавить их также не удастся.

Для борьбы с этим явлением нужно использовать другие методы обработки [11, 12], в т.ч. не связанные с видами монтажа электродов [13]. Необходимо использование различных цифровых методов обработки сигналов, учитывающих их статистические свойства [14–16]. Так как сигнал артефакта и интересующий нас сигнал, связанный с нейронной активностью, имеют разную природу, то они являются некоррелированными. Это позволяет применять для их разделения методы статистической фильтрации, например, фильтр Винера и подобные ему способы.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В результате исследований подтверждено предположение, что с помощью примененного лапласиановского монтажа обеспечивается хорошее подавление помеховых сигналов, источники которых находятся далеко за пределами проекции электродного комплекса. Однако не все помехи, источники которых лежат в глубине мозга, могут быть

эффективно подавлены с помощью одной лишь схемы лапласиановского монтажа.

Для всех рассмотренных в статье способов построения лапласиановского монтажа, при формировании которого использовались 4 + 1, 8 + 1 и 16 + 1 отдельных электродов было показано, что комплекс, состоящий из 16 + 1 электродов, является наиболее предпочтительным. Дальнейшее увеличение количества электродов в кольце нецелесообразно, т.к. не приведет к значимому улучшению полученного сигнала, но неоправданно усложнит схему монтажа. Выбор схемы 16 + 1 обусловлен наилучшим компромиссом между качеством обработки сигналов ЭЭГ и сложностью изготовления электродного комплекса при заданных геометрических параметрах.

Использование метода лапласиановского монтажа может значительно улучшить качество ЭЭГ-сигналов и, следовательно, повысить точность выявления различных патологий.

Вклад авторов

А.А. Слезкин – постановка задачи, разработка дизайна эксперимента, проведение эксперимента, анализ полученных результатов, формулировка выводов.

С.П. Степина – проведение эксперимента и написание статьи.

Н.Г. Гусейн-заде – постановка задачи, анализ полученных результатов, формулировка выводов.

Authors' contributions

A.A. Slezkin – setting the problem, developing the design of the experiment, conducting the experiment, analyzing the results obtained, and formulating conclusions.

S.P. Stepina – conducting the experiment and writing the text of the article.

N.G. Gusein-zade – setting the problem, analyzing the results obtained, and formulating conclusions.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ / REFERENCES

1. Acharya J.N., Acharya V.J. Overview of EEG Montages and Principles of Localization. *J. Clin. Neurophysiol.* 2019;36(5): 325–329. <https://doi.org/10.1097/wnp.0000000000000538>
2. Tsuchimoto S., Shibusawa S., Iwama S., Hayashi M., Okuyama K., Mizuguchi N., Kato K., Ushiba J. Use of common average reference and large-Laplacian spatial-filters enhances EEG signal-to-noise ratios in intrinsic sensorimotor activity. *J. Neurosci. Methods.* 2021;353:109089. <https://doi.org/10.1016/j.jneumeth.2021.109089>
3. Gordon R., Rzepoluck E.J. Introduction to Laplacian Montages. *Am. J. Electroneurodiagnostic Technol.* 2004;44(2): 98–102. <http://doi.org/10.1080/1086508X.2004.11079469>
4. Hjorth B. An on-line transformation off EEG scalp potentials into orthogonal source derivations. *Electroencephalogr. Clin. Neurophysiol.* 1975;39(5):526–530. [https://doi.org/10.1016/0013-4694\(75\)90056-5](https://doi.org/10.1016/0013-4694(75)90056-5)
5. Alzahrani S.I., Anderson C.W. A Comparison of Conventional and Tri-Polar EEG Electrodes for Decoding Real and Imaginary Finger Movements from One Hand. *Int. J. Neural. Syst.* 2021;31(9):2150036. <https://doi.org/10.1142/s0129065721500362>
6. Makeyev O., Ding Q., Besio W.G. Improving the accuracy of Laplacian estimation with novel multipolar concentric ring electrodes. *Measurement (Lond).* 2016;80:44–52. <https://doi.org/10.1016/j.measurement.2015.11.017>
7. Makeyev O. Solving the general inter-ring distances optimization problem for concentric ring electrodes to improve Laplacian estimation. *BioMed. Eng. OnLine.* 2018;17(1):117. <https://doi.org/10.1186/s12938-018-0549-6>
8. Dickey A.S., Alwaki A., Kheder A., Willie J.T., Drane D.L., Pedersen N.P. The Referential Montage Inadequately Localizes Corticocortical Evoked Potentials in Stereoelectroencephalography. *J. Clin. Neurophysiol.* 2022;39(5):412–418. <https://doi.org/10.1097/wnp.0000000000000792>

9. Carvalhaes C., de Barros J.A. The surface Laplacian technique in EEG: Theory and methods. *Int. J. Psychophysiol.* 2015;97(3):174–188. <https://doi.org/10.1016/j.ijpsycho.2015.04.023>
10. Greischar L.L., Burghy C.A., van Reekum C.M., Jackson D.C., Pizzagalli D.A., Mueller C., Davidson R.J. Effects of electrode density and electrolyte spreading in dense array electroencephalographic recording. *Clin. Neurophysiol.* 2004;115(3):710–720. <https://doi.org/10.1016/j.clinph.2003.10.028>
11. Smith E.E., Bel-Bahar T.S., Kayser J. A systematic data-driven approach to analyze sensor-level EEG connectivity: Identifying robust phase-synchronized network components using surface Laplacian with spectral-spatial PCA. *Psychophysiology*. 2022;59(10):e14080. <https://doi.org/10.1111/psyp.14080>
12. Bufacchi R.J., Magri C., Novembre G., Iannetti G.D. Local spatial analysis: an easy-to-use adaptive spatial EEG filter. *J. Neurophysiol.* 2021;125(2):509–521. <https://doi.org/10.1152/jn.00560.2019>
13. Martin-Chinea K., Gomez-Gonzalez J.F., Acosta L. A New PLV-Spatial Filtering to Improve the Classification Performance in BCI Systems. *IEEE Trans. Neural. Syst. Rehabil. Eng.* 2022;30:2275–2282. <https://doi.org/10.1109/tnsre.2022.3198021>
14. Liu Q., Yang L., Zhang Z., Yang H., Zhang Y., Wu J. The Feature, Performance, and Prospect of Advanced Electrodes for Electroencephalogram. *Biosensors (Basel)*. 2023;13(1):101. <https://doi.org/10.3390/bios13010101>
15. Пономарев В.А., Пронина М.В., Кропотов Ю.Д. Динамика спектральной плотности электроэнцефалограммы в тета-, альфа- и бета-диапазонах в зрительном GO/NOGO тесте. *Физиология человека*. 2017;43(4):13–24. <https://doi.org/10.7868/S0131164617040130>
[Ponomarev V.A., Pronina M.V., Kropotov Y.D. Dynamics of the EEG spectral density in the θ , α , and β bands in the visual Go/NoGo task. *Hum. Physiol.* 2017;43(4):366–376. <https://doi.org/10.1134/S0362119717040132>]
[Original Russian Text: Ponomarev V.A., Pronina M.V., Kropotov Y.D. Dynamics of the EEG spectral density in the Theta, Alpha and Beta bands in the visual Go/NoGo task. *Fiziologiya cheloveka*. 2017;43(4):13–24 (in Russ.). <https://doi.org/10.7868/S0131164617040130>]
16. Поллер Б.В., Щетинин Ю.И., Орлов И.С. Адаптивная цифровая фильтрация сигналов в системах анализа электроэнцефалограмм (ЭЭГ). *Научный вестник Новосибирского государственного технического университета*. 2013;1(50):31–38. URL: <https://elibrary.ru/PWURSR>
[Poller B.V., Shchetinin Y.I., Orlov I.S. Adaptive digital filtering of signals in the systems of analysis of the electroencephalogram. *Nauchnyi vestnik Novosibirskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta = Scientific Bulletin of NSTU*. 2013;1(50):31–38 (in Russ.). Available from URL: <https://elibrary.ru/PWURSR>]

Об авторах

Слезкин Андрей Александрович, инженер, лаборатория общей и клинической нейрофизиологии ФГБУН «Институт высшей нервной деятельности и нейрофизиологии Российской академии наук» (117485, Москва, ул. Бултерова, д. 5); аспирант, кафедра моделирования радиофизических процессов Института радиоэлектроники и информатики ФГБОУ ВО «МИРЭА – Российский технологический университет» (119454, Россия, Москва, пр-т Вернадского, д. 78). E-mail: com2274@yandex.ru. <http://orcid.org/0000-0003-1230-8347>

Степина Светлана Петровна, к.ф.-м.н., доцент, Научно-образовательный институт физических исследований и технологий ФГАОУ ВО «Российский университет дружбы народов им. Патриса Лумумбы» (РУДН) (117198, Россия, Москва, ул. Миклухо-Маклая, д. 6). E-mail: stepina_sp@pfur.ru. Scopus Author ID 8937542900, ResearcherID E-7025-2018, <http://orcid.org/0000-0002-3900-0329>

Гусейн-заде Намик Гусейнага оглы, д.ф.-м.н., профессор, заведующий кафедрой моделирования радиофизических процессов Института радиоэлектроники и информатики ФГБОУ ВО «МИРЭА – Российский технологический университет» (119454, Россия, Москва, пр-т Вернадского, д. 78); главный научный сотрудник теоретического отдела ФГБУН ФИЦ «Институт общей физики им. А.М. Прохорова Российской академии наук» (119991, Россия, Москва, ул. Вавилова, д. 38). E-mail: ngus@mail.ru. Scopus Author ID 6506825772, ResearcherID S-7407-2016, <http://orcid.org/0000-0001-8000-1107>

About the authors

Andrey A. Slezkin, Engineer, Laboratory of General and Clinical Neurophysiology, Institute of Higher Nervous Activity and Neurophysiology of the Russian Academy of Sciences (5A, Butlerova ul., Moscow, 117485 Russia); Postgraduate Student, Department of Modeling of Radiophysical Processes, Institute of Radio Electronics and Informatics, MIREA – Russian Technological University (78, Vernadskogo pr., Moscow, 119454 Russia). E-mail: com2274@yandex.ru. <http://orcid.org/0000-0003-1230-8347>

Svetlana P. Stepina, Cand. Sci. (Phys.-Math.), Associate Professor, Scientific Educational Institute of Physical Research and Technology, Patrice Lumumba Peoples' Friendship University of Russia (RUDN University) (6, Miklukho-Maklaya ul., Moscow, 117198 Russia). E-mail: stepina_sp@pfur.ru. Scopus Author ID 8937542900, ResearcherID E-7025-2018, <http://orcid.org/0000-0002-3900-0329>

Namik G. Gusein-zade, Dr. Sci. (Phys.-Math.), Professor, Head of Department of Modeling of Radiophysical Processes, Institute of Radio Electronics and Informatics, MIREA – Russian Technological University (78, Vernadskogo pr., Moscow, 119454 Russia); Chief Researcher of Theoretical Department, Prokhorov General Physics Institute of the Russian Academy of Sciences (38, Vavilova ul., Moscow, 119991 Russia). E-mail: ngus@mail.ru. Scopus Author ID 6506825772, ResearcherID S-7407-2016, <http://orcid.org/0000-0001-8000-1107>

Математическое моделирование
Mathematical modeling

УДК 330.4
<https://doi.org/10.32362/2500-316X-2024-12-1-101-110>



НАУЧНАЯ СТАТЬЯ

Применение беггинга в прогнозировании временных рядов

Я.В. Грамович,
Д.Ю. Мусатов,
Д.А. Петрусевич[®]

МИРЭА – Российский технологический университет, Москва, 119454 Россия

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

Резюме

Цели. Цель работы состоит в построении различных моделей беггинга, сопоставлении точности их прогнозов на тестовый период со стандартными моделями и получении выводов о возможности дальнейшего использования техники беггинга при моделировании временных рядов.

Методы. Исследуется применение беггинга к случайной составляющей временного ряда, формируемой после удаления тренда и сезонной части. Строится серия псевдовыборок, совмещающихся в новую случайную составляющую. На основе полученной компоненты строится новая модель ряда. По мнению многих авторов такой подход позволяет повысить точность модели временного ряда, лучшим образом оценив распределение.

Результаты. В теоретической части приведены характеристики различных моделей беггинга. Разница между ними сводится к оценке смещения, получаемой из-за того, что измерения, которые составляют псевдовыборки, не являются случайными. Представлен вычислительный эксперимент, в котором модели временных рядов строятся по индексу денежных доходов населения макроэкономической статистики Российской Федерации и по курсу акций Сбербанка. Прогнозы на тестовый период, полученные стандартными, нейросетевыми моделями и моделями на основе беггинга для некоторых временных рядов, сравниваются в вычислительном эксперименте. В самой простой реализации беггинг показал результаты, сравнимые со стандартными моделями ARIMA и ETS и несколько уступающие нейросетевым моделям для сезонных рядов; для несезонных рядов лучшие результаты дали стандартные модели ARIMA и ETS, модели беггинга дали близкие результаты. Обе группы моделей существенно превзошли результат нейросетевых моделей.

Выводы. При использовании беггинга лучшие результаты получены при моделировании сезонных временных рядов. Качество прогнозов моделей беггинга несколько уступает качеству прогнозов нейросетевых моделей, но оказывается на том же уровне, что у стандартных моделей ARIMA и ETS. Модели на основе беггинга следует использовать для моделирования временных рядов, различные функции над значениями ряда при построении псевдовыборок должны быть исследованы в дальнейшей работе.

Ключевые слова: динамические ряды, макроэкономическая статистика, ARIMA, псевдовыборка неперекрывающихся блоков, псевдовыборка перекрывающихся блоков, стационарный беггинг

• Поступила: 21.06.2023 • Доработана: 19.07.2023 • Принята к опубликованию: 14.12.2023

Для цитирования: Грамович Я.В., Мусатов Д.Ю., Петрусеви́ч Д.А. Применение беггинга в прогнозировании временных рядов. *Russ. Technol. J.* 2024;12(1):101–110. <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2024-12-1-101-110>

Прозрачность финансовой деятельности: Авторы не имеют финансовой заинтересованности в представленных материалах или методах.

Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

RESEARCH ARTICLE

Implementation of bagging in time series forecasting

Ian V. Gramovich,
Danila Yu. Musatov,
Denis A. Petrusevich @

MIREA – Russian Technological University, Moscow, 119454 Russia

@ Corresponding author, e-mail: petrusevich@mirea.ru, petrdenis@mail.ru

Abstract

Objectives. The purpose of the article is to build different models of bagging, to compare the accuracy of their forecasts for the test period against standard models, and to draw conclusions about the possibility of further use of the bagging technique in time series modeling.

Methods. This study examines the application of bagging to the random component of a time series formed after removing the trend and seasonal part. A bootstrapped series combining into a new random component is constructed. Based on the component thus obtained, a new model of the series is built. According to many authors, this approach allows the accuracy of the time series model to be improved by better estimating the distribution.

Results. The theoretical part summarizes the characteristics of the different bagging models. The difference between them comes down to the bias estimate obtained, since the measurements making up the bootstraps are not random. We present a computational experiment in which time series models are constructed using the index of monetary income of the population, the macroeconomic statistics of the Russian Federation, and the stock price of Sberbank. Forecasts for the test period obtained by standard, neural network and bagging-based models for some time series are compared in the computational experiment. In the simplest implementation, bagging showed results comparable to ARIMA and ETS standard models, while and slightly inferior to neural network models for seasonal series. In the case of non-seasonal series, the ARIMA and ETS standard models gave the best results, while bagging models gave close results. Both groups of models significantly surpassed the result of neural network models.

Conclusions. When using bagging, the best results are obtained when modeling seasonal time series. The quality of forecasts of seigniorage models is somewhat inferior to the quality of forecasts of neural network models, but is at the same level as that of standard ARIMA and ETS models. Bagging-based models should be used for time series modeling. Different functions over the values of the series when constructing bootstraps should be studied in future work.

Keywords: dynamic series, macroeconomic statistics, ARIMA, nonoverlapping block bootstrap (NBB), moving block bootstrap (MBB), stationary bagging (SB)

• Submitted: 21.06.2023 • Revised: 19.07.2023 • Accepted: 14.12.2023

For citation: Gramovich Ia.V., Musatov D.Yu., Petrushevich D.A. Implementation of bagging in time series forecasting. *Russ. Technol. J.* 2024;12(1):101–110. <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2024-12-1-101-110>

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

В рамках представленной работы рассматривается применение беггинга [1–5] в моделировании временных рядов. Использование беггинга в моделировании временных рядов можно считать выражением общей идеи построения более точной модели на основе нескольких имеющихся в наличии. Подход к составлению взвешенной комбинации прогнозов нескольких моделей временного ряда и усреднения нескольких прогнозов рассмотрен в работах [6, 7]. Основное отличие беггинга от объединения прогнозов моделей временных рядов состоит в том, что при его применении объединяются только компоненты шума. Основная цель в обоих подходах – повысить качество прогнозов на основе построения комбинации прогнозов нескольких моделей временных рядов.

Рассматриваемый подход является актуальным в связи с целесообразностью повышения точности прогнозирования временных рядов на основе наилучшей оценки распределения случайной составляющей. Статья содержит новые результаты исследований, выраженные в экспериментальной реализации моделей, построенных на основе беггинга временных рядов и сравнении результатов прогнозирования с результатами, полученными при помощи альтернативных моделей ARIMA¹ и нейросетевых моделей. Цель работы состоит в построении различных моделей беггинга, сопоставлении точности их прогнозов на тестовый период со стандартными моделями и в получении выводов о возможности дальнейшего использования техники беггинга при моделировании временных рядов.

Временной ряд представляется в виде комбинации трех частей: сезонной составляющей S_t , тренда T_t и шума R_t в аддитивном (1) или мультипликативном (2) виде:

$$y_t = S_t + T_t + R_t, \quad (1)$$

$$y_t = S_t \times T_t \times R_t, \quad (2)$$

где t – время.

¹ Autoregressive integrated moving average model – модель авторегрессии и скользящего среднего или модель Бокса – Дженкина.

Беггинг применяется к составляющей шума R_t . Изначально эта стратегия успешно применялась в задаче классификации, где под ней подразумевается построение ансамблевой модели, заключающейся в обучении независимых классификаторов на разных выборках [8]. После этого предсказания, полученные каждой моделью, усредняются для получения окончательного результата (может применяться взвешенное усреднение в зависимости от того, насколько точны предсказания каждой модели, участвующей в ансамбле, на тестовой выборке). Таким образом, повышается точность предсказания.

Кроме идеи объединения моделей, в основе беггинга лежит «бутстреп» (bootstrap). Этот подход состоит в замене неизвестного распределения данных (которое характеризует рассматриваемый временной процесс) на выстраиваемое исследователем эмпирическое распределение. При использовании бутстрепа в задачах классификации данные не имеют временного измерения, поэтому их можно перемешивать случайным образом. Все становится сложнее при применении подобных идей к временным рядам, где различные значения выборки должны следовать друг за другом в соответствии с временными измерениями, даже если их выбирать случайно. Здесь идея преобразуется в построение множества псевдовыборок на основе исходных данных временного ряда. Фактически несколько раз (число моделей задается пользователем) на основе некоторого принципа из данных ряда выбираются значения, которые представляют собой новую временную последовательность. Так как обычно значений временного ряда много, можно выстроить множество «новых временных рядов» на основе исходного, случайно выбирая новые значения для каждой псевдовыборки. Предполагается, что характеристики исследуемого временного ряда, будут близки к параметрам получаемых псевдовыборок.

РАССМАТРИВАЕМЫЕ МЕТОДЫ БЕГГИНГА

Существуют следующие подходы к получению псевдовыборки из значений временного ряда.

1. Построение псевдовыборки из неперекрывающихся блоков (nonoverlapping block bootstrap, block bootstrap, circular bootstrap, NBB) [9, 10]. Данные временного ряда делятся на некоторое

количество непересекающихся блоков. Длина блока – настраиваемый параметр. При построении псевдовыборок каждый блок может с некоторой вероятностью попасть в любую из них. Например, выстроим блоки длиной 3 элемента из ряда с 12 значениями: $X = \{X_1, \dots, X_{12}\}$:

$$(X_1, X_2, X_3), (X_4, X_5, X_6), (X_7, X_8, X_9), (X_{10}, X_{11}, X_{12}).$$

При составлении псевдовыборки из них можно выбирать любые блоки с возвратом. Если длина псевдовыборки равна 12, то можно взять 4 блока, например:

$$(X_4, X_5, X_6), (X_1, X_2, X_3), (X_{10}, X_{11}, X_{12}), (X_4, X_5, X_6).$$

Обратим внимание на то, что блоки могут повторяться, измерения в псевдовыборке не обязаны идти в том же временном порядке, что и в исходных данных, поэтому стационарность исходного временного ряда не обязана сохраняться.

2. Построение псевдовыборки из перекрывающихся блоков (moving block bootstrap, MBV) [11–13]. Блоки, на которые делятся данные временного ряда, могут перекрываться. Длина блока – настраиваемый параметр. При построении псевдовыборок каждый блок может с некоторой вероятностью попасть в любую. В целом, этот случай отличается от первого тем, что блоки могут накладываться друг на друга. Пример из предыдущего пункта можно преобразовать так:

$$(X_1, X_2, X_3), (X_3, X_4, X_5), (X_5, X_6, X_7), (X_7, X_8, X_9), \\ (X_9, X_{10}, X_{11}), (X_{10}, X_{11}, X_{12}).$$

Обратим внимание на то, что начало каждого блока (кроме первого) накладывается на окончание предыдущего блока. Число перекрывающихся элементов, естественно, настраивается. В целом, дальнейшее построение псевдовыборки следует пункту 1, поэтому стационарность исходного ряда, если она есть, не гарантирует стационарность псевдовыборок.

3. Построение стационарной псевдовыборки [14]. Отличается от первых двух случаев тем, что исследователи задались идеей сохранения свойства стационарности для выделяемых псевдовыборок при условии, что исходный временной ряд X стационарен. Длина блоков не фиксируется. Вместо этого задается некоторая вероятность окончания блока p . Первый элемент блока X_i подбирается случайно, а затем каждый последующий элемент либо попадает в блок с вероятностью $(1 - p)$, либо блок завершается и начинается новый. Длины блоков $L_1, L_2, \dots$ подчиняются геометрическому

распределению, поэтому вероятность получить блок длиной l :

$$p(L_j = l) = (1 - p)^{l-1} p.$$

У блока настраивается длина L_j и начальное положение X_i . Получаем набор блоков $B_j(i, L_j) = \{X_1^*, X_2^*, \dots, X_{L_j}^*\}$. Здесь звездочкой обозначен тот факт, что значения, выбираемые из ряда, не обязаны образовывать непрерывный промежуток, но элементы выбираются вслед за начальным элементом X_i псевдовыборки: $X_1^* = X_i$. На рис. 1 схематично представлен процесс подбора элементов временного ряда в псевдовыборку при применении стационарного беггинга: X_i – это последовательность значений временного ряда, X_i^* – подобранная при беггинге псевдовыборка). Каждый последующий элемент должен по времени находиться за ранее выбранным элементом (X_{i+1}^* всегда позже момента, соответствующего элементу ряда X_i^*). При этом, между ними могут быть промежутки.

$$\begin{array}{ccccccc} X_1 & X_2 & \dots & X_i & X_{i+1} & X_{i+2} & \dots & X_{i+k} & \dots & X_n \\ & & & \downarrow & \downarrow & & & \downarrow & & \\ & & & X_1^* & X_2^* & & & X_{L_j}^* & & \end{array}$$

Рис. 1. Пример выбора элементов временного ряда X в псевдовыборку X^* при использовании стационарного беггинга (элемент X_{i+1}^* по времени всегда идет после ранее выбранного X_i^*)

В работе [15] исследуется вопрос выбора оптимальной длины блока и сделан вывод о том, что длина должна быть пропорциональна кубическому корню из длины временного ряда.

В представленной работе также рассматривается и четвертый метод, во многом повторяющий стационарный беггинг. Основное отличие состоит в запрете использовать блоки (значения в следующем блоке могли относиться к более раннему промежутку времени, чем в предыдущем). Вместо этого фактически используется один блок, в котором каждое предыдущее значение относится к более раннему измерению, чем следующее. При необходимости выровнять длину псевдовыборки с длиной ряда используется интерполяция.

В [16] автору удалось построить сравнение методов по смещению математического ожидания (которое появляется в связи с тем, что из временного процесса невозможно выделять независимые величины), в [15] дается более простая оценка смещения для математического ожидания E и дисперсии V :

$$\begin{aligned} B(\hat{E}(b)) &= \frac{A_1}{b} + \bar{\sigma} \left(\frac{1}{b} \right), \\ B(\hat{V}(b)) &= \frac{A_2}{b} + \bar{\sigma} \left(\frac{1}{b} \right). \end{aligned} \quad (3)$$

Здесь b – длина блока в схеме беггинга, A_1, A_2 – константы, подробности расчета которых приведены в [16]. Так, при рассмотрении оценок первого порядка различные подходы к беггингу теоретически остаются идентичными.

Метод MBV (перекрывающиеся блоки) обладает меньшими моментами второго порядка по сравнению с NBV (неперекрывающиеся блоки) и стационарным беггингом [15, 16]. Оценки для каждого метода приведены в выражениях (4)–(6):

$$V_{NBV}(\hat{E}(b)) = \frac{4\pi^2 g_1(0)}{3n^3} b + \bar{o}\left(\frac{b}{n^3}\right), \quad (4)$$

$$V_{NBV}(\hat{V}(b)) = \frac{4\pi^2 g_2(0)}{3n^3} b + \bar{o}\left(\frac{b}{n^3}\right),$$

$$V_{MBV}(\hat{E}(b)) = \frac{2\pi^2 g_1(0)}{n^3} b + \bar{o}\left(\frac{b}{n^3}\right), \quad (5)$$

$$V_{MBV}(\hat{V}(b)) = \frac{2\pi^2 g_2(0)}{n^3} b + \bar{o}\left(\frac{b}{n^3}\right),$$

$$V_{SB}(\hat{E}(b)) = \frac{4\pi^2 g_1(0) + 2\pi G_1}{n^3} b + \bar{o}\left(\frac{b}{n^3}\right), \quad (6)$$

$$V_{SB}(\hat{V}(b)) = \frac{4\pi^2 g_2(0) + 2\pi G_2}{n^3} b + \bar{o}\left(\frac{b}{n^3}\right),$$

где g_1, g_2, G_1, G_2 – функции, вид и свойства которых разобраны в [15, 16], n – число элементов временного ряда. У метода на основе перекрывающихся блоков MBV моменты второго порядка ниже, чем у NBV. Оценка смещения для стационарного беггинга существенно отличается по виду выражения от двух других случаев, поэтому сравнение затруднительно. Считается, что дисперсия при стационарном беггинге выше. При этом у него есть и преимущества. В [14] исследованы свойства стационарного беггинга и показано, что псевдовыборка представляет собой марковскую цепь, порядок которой зависит от того, сколько совпадающих блоков попадает в псевдовыборку.

В различных статистических пакетах, в основном, реализован алгоритм MBV, как теоретически выигрывающий у других основных стратегий проведения беггинга. Различные модификации беггинга для временных рядов широко применяются для моделирования и прогнозирования временных процессов [2–5, 17].

Алгоритм обработки значений временного ряда для применения одной из стратегий бутстрепа представлен в работах [17, 18]. Его блок-схема отражена на рис. 2.

Итак, в вычислительном эксперименте представлены стандартные модели ARIMA и ETS²,

нейросетевые модели (LSTM³, GRU⁴, рекуррентная нейронная сеть RNN⁵, полносвязный многослойный персептрон). Их сравнение представлено в табл. 1.

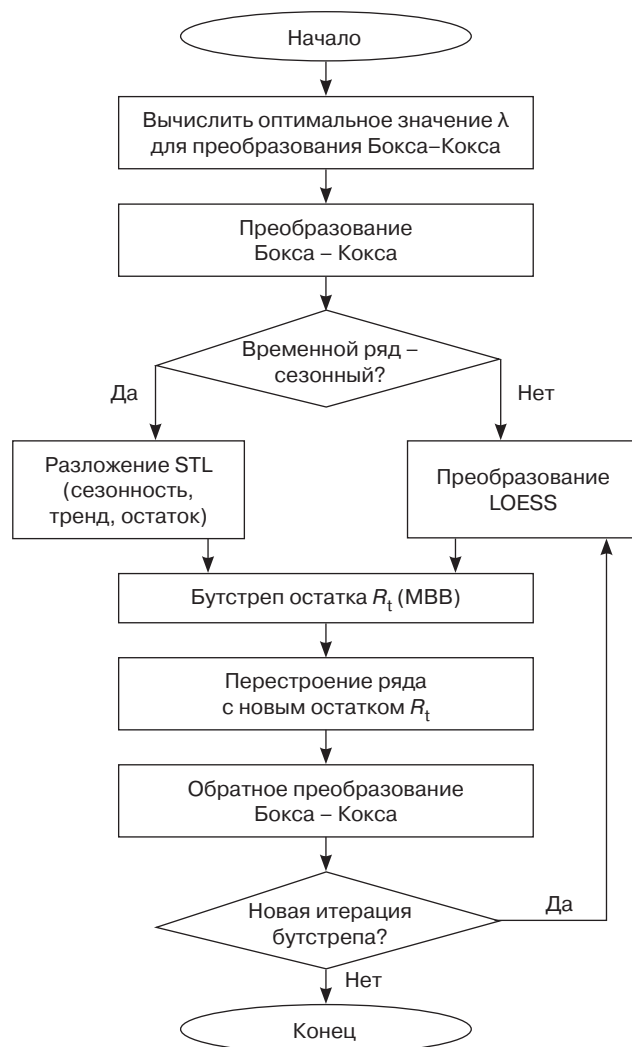


Рис. 2. Иллюстрация примера выбора элементов временного ряда X в псевдовыборку X^* при использовании стационарного беггинга (элемент X_{i+1}^* по времени всегда идет после ранее выбранного X_i^*). λ – параметр преобразования Бокса – Кокса; LOESS (locally estimated scatterplot smoothing) – метод локального сглаживания диаграммы рассеивания; STL (seasonal and trend decomposition using LOESS) – метод разложения временных рядов на тренд, сезонность и остатки

Цель работы состоит в сравнении точности прогноза моделей, построенных с использованием различных подходов к беггингу, друг с другом и с другими моделями, которые часто применяются для моделирования и прогнозирования временных рядов.

³ Long-short term memory – долгосрочная короткая память.

⁴ Gated recurrent unit – управляемый рекуррентный блок.

⁵ Recurrent neural network.

² Exponential time smoothing – экспоненциальное сглаживание.

Таблица 1. Сравнение групп моделей, участвующих в вычислительном эксперименте

Группа моделей	Алгоритм обучения (принцип подгонки модели под значения ряда)	Дополнительные показатели сравнения моделей
Стандартные (ARIMA, ETS)	Принцип максимального правдоподобия	Информационные критерии Акаике, Байеса (Шварца)
Нейросетевые (LSTM, GRU, RNN, полносвязные нейронные сети) [19]	Алгоритм обратного распространения ошибки (с добавлением batch normalization, dropout) / градиентный спуск	–
Модели на основе беггинга	После разделения на тренд-сезонность остаток с помощью STL обработка остатка и перестройка модели с новым остатком	–

ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫЙ ЭКСПЕРИМЕНТ

В рамках вычислительного эксперимента рассматривается несколько моделей временного ряда: денежные доходы населения (HHI)⁶ и реальный объем сельскохозяйственного производства (AGR)⁷ по данным макроэкономической статистики РФ, а также акции Сбербанка на московской бирже⁸. В работе не рассматриваются экономические вопросы, данные взяты для моделирования и прогнозирования. Все данные, кроме последнего года, используются для обучения. Тестовым периодом, на который делается прогноз, является последний год временного ряда. Следует подчеркнуть, что начало мирового экономического кризиса в 2008 г. и начало кризиса вокруг украинского государственного переворота 2014 г. исключены из рассмотрения, т.к. поведение показателей в это время сильно меняется (меняется математическое ожидание, дисперсия ряда, появляется гетероскедастичность). Данные предыдущего и следующего годов относительно кризисного года склеиваются. График для ряда денежных доходов (отношение среднедушевого денежного дохода в текущем

месяце к этому же показателю за соответствующий месяц прошлого года) и его функций автокорреляции (autocorrelation function, ACF) и частной автокорреляции (partial autocorrelation function, PACF) [1] представлены на рис. 3 и 4. Графики для ряда реального объема сельскохозяйственного производства (относительный показатель изменения объема сельскохозяйственного производства по отношению к некоторому периоду) представлены на рис. 5 и 6.

**Рис. 3.** Временной ряд индекса денежных доходов населения (в %) по данным макроэкономической статистики РФ за 1993–2019 гг.

В качестве метрик сходства измеряются оценки MAE и RMSE^{9, 10} [1]. Результаты обработки индекса денежных доходов населения представлены в табл. 2 (жирным шрифтом отмечены наилучшие модели по различным критериям, точность – 0.01). Кроме моделей на основе беггинга и стандартных моделей ARIMA и ETS [20] в эксперименте представлены модели на основе нейронных сетей GRU, LSTM, RNN [21–24].

⁹ Mean absolute error – средняя абсолютная ошибка.¹⁰ Root mean square error – среднеквадратичная ошибка.

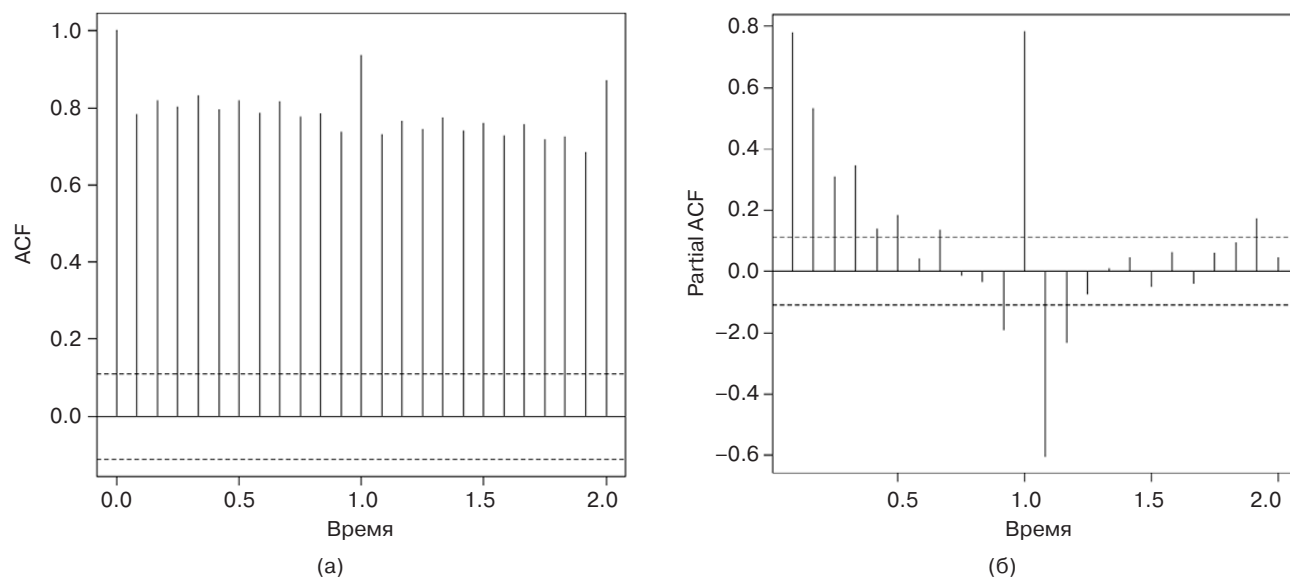


Рис. 4. Графики функций ACF (а) и PACF (б) для временного ряда денежных доходов населения по данным макроэкономической статистики РФ

Таблица 2. Модели индекса денежных доходов по данным макроэкономической статистики РФ и их прогнозы на тестовый период¹¹

Модель временного ряда	MAE	RMSE
NBB	4.67	5.53
MBB	4.78	5.57
Стационарный беггинг	4.10	4.91
Метод LOESS	3.49	4.57
ARIMA	5.86	7.01
ETS	6.57	8.47
RNN	3.88	4.45
Модель LSTM	5.91	6.63
Модель GRU	3.94	4.36

Модели временного ряда на основе беггинга показывают лучшие результаты, чем стандартные модели рядов ARIMA/ETS. Среди них лучший прогноз дала модель на основе стационарного беггинга. При этом качество прогноза модели на основе стационарного беггинга уступает некоторым нейросетевым моделям (RNN и GRU) и методу LOESS (разложение ряда STL).

В эксперименте 2 рассматривается индекс реального объема сельскохозяйственного производства России за период 2000–2020 гг. На рис. 5 и 6 представлены графики ряда и функций ACF и PACF. Все

рассматриваемые модели настраивались на периоде обучения 2000–2020 гг. (из него удалены кризисные годы 2008 и 2014, данные склеены), результаты их прогнозов на тестовый период (2021 г.) сопоставлены в табл. 3.

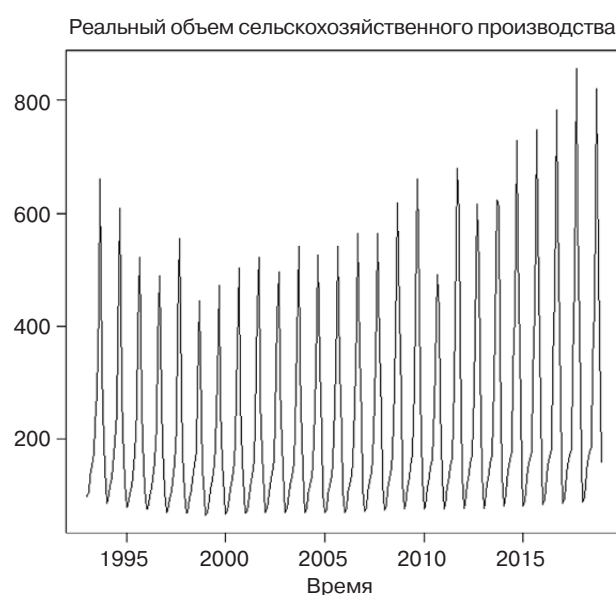


Рис. 5. Временной ряд реального объема сельскохозяйственного производства (в %) по данным макроэкономической статистики РФ¹²

¹¹ Единый архив экономических и социологических данных. Динамические ряды макроэкономической статистики РФ. Индекс денежных доходов населения. http://sophist.hse.ru/hse/1/tables/HNI_M_I.htm. Дата обращения 01.09.2023. [Unified archive of economic and sociological data. Dynamic series of macroeconomic statistics of the Russian Federation. Index of money incomes of the population (in Russ.). http://sophist.hse.ru/hse/1/tables/HNI_M_I.htm. Accessed September 01, 2023.]

¹² Единый архив экономических и социологических данных. Динамические ряды макроэкономической статистики РФ. Индекс реального объема сельскохозяйственного производства. http://sophist.hse.ru/hse/1/tables/AGR_M_I.htm. Дата обращения 01.09.2023. [Unified archive of economic and sociological data. Dynamic series of macroeconomic statistics of the Russian Federation. Index of real volume of agricultural production (in Russ.). http://sophist.hse.ru/hse/1/tables/AGR_M_I.htm. Accessed September 01, 2023.]

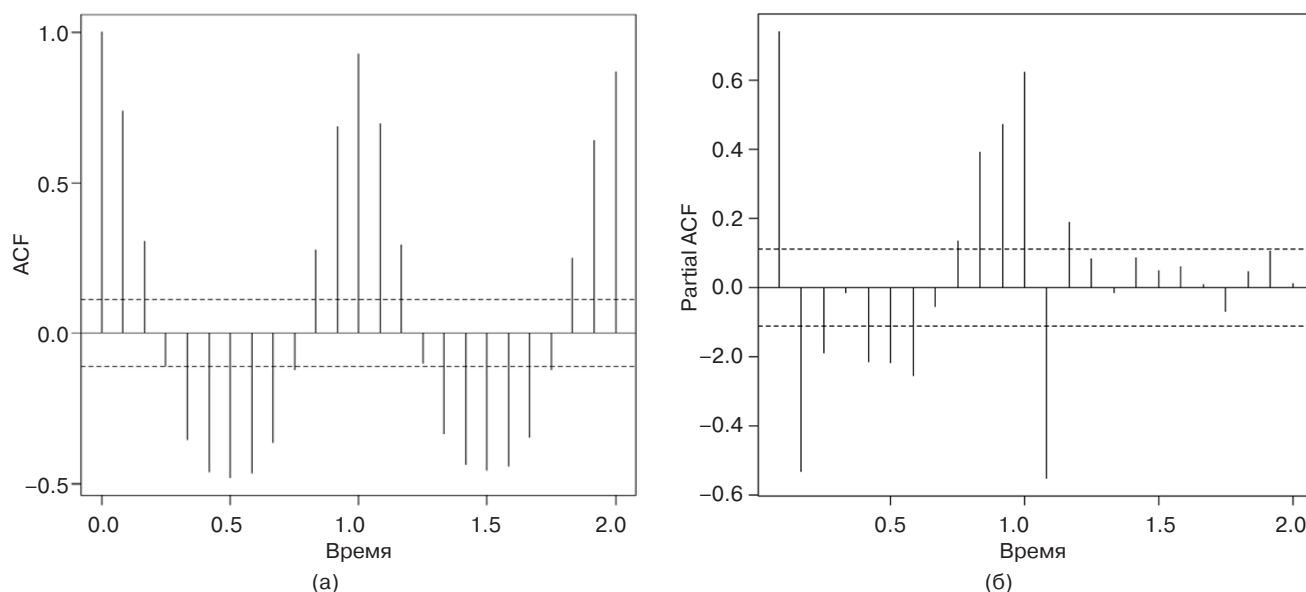


Рис. 6. Графики функций ACF (а) и PACF (б) для временного ряда реального объема сельскохозяйственного производства по данным макроэкономической статистики РФ (безразмерный)

Таблица 3. Модели индекса реального объема сельскохозяйственного производства по данным макроэкономической статистики РФ и их прогнозы на тестовый период

Модель временного ряда	MAE	RMSE
NBB	15.01	22.47
MBB	16.63	25.80
Стационарный беггинг	17.11	25.59
ARIMA	13.24	18.51
ETS	17.22	25,40
Модель LSTM	8.78	15.41
Модель GRU	10.11	16.34
RNN	10.51	16.17

В этом эксперименте среди моделей на основе беггинга лучший результат показал подход NBB (на основе непересекающихся блоков), имея приблизительно равные характеристики по качеству прогноза на тестовый период со стандартными моделями ARIMA/ETS. При этом нейросетевые модели LSTM, GRU и RNN превосходят по прогнозу стандартные модели и модели на основе беггинга (первая – существенно, последние две – незначительно).

Отдельно рассмотрим ряд курса биржевых акций – акций Сбербанка РФ¹³. Этот ряд обладает гетероскедастичностью. В связи с тем, что курс акций несезонный, для каждой нейросетевой системы возможны остаются только два подхода: сделать прогноз сразу на весь тестовый период (интегральный)

или делать пошаговые прогнозы, объявляя каждый новый шаг частью обучающей выборки для перехода к следующему моменту времени. Графики функций ACF и PACF представлены на рис. 7.

Результаты прогнозирования представлены в табл. 4.

Таблица 4. Модели временного ряда курса акций Сбербанка РФ

Модель временного ряда	MAE	RMSE
NBB	23.78	25.53
MBB	24.60	26.39
Стационарный беггинг	20.94	22,61
ARIMA	11.23	42.11
ETS	4.95	20.68
Сеть RNN	80.53	86.39
Модель LSTM	76.95	81.40
Модель GRU	24.66	85.05

Лучшие результаты показывают «классические» методы моделирования рядов – модели ETS и ARIMA. Стационарный беггинг показывает чуть худшие результаты, но существенно превосходит все нейросетевые модели. Следует обратить внимание на то, что стандартные модели ARIMA/ETS лучше описывают временной ряд статистически в случае отсутствия сезонности. Основная идея беггинга – определить свойства шумовой составляющей ряда. Очевидно, это имеет смысл делать для рядов, обладающих сезонными или циклическими закономерностями. Моделирование шума для несезонных рядов не приводит к улучшению прогнозирования (стандартные модели дали лучший прогноз, чем модели на основе применения беггинга).

¹³ Курс акций ПАО Сбербанк (SBER). <https://www.moex.com/ru/issue.aspx?board=TQBR&code=SBER>. Дата обращения 01.09.2023. [Sberbank (SBER) stock price (in Russ.). <https://www.moex.com/ru/issue.aspx?board=TQBR&code=SBER>. Accessed September 01, 2023.].

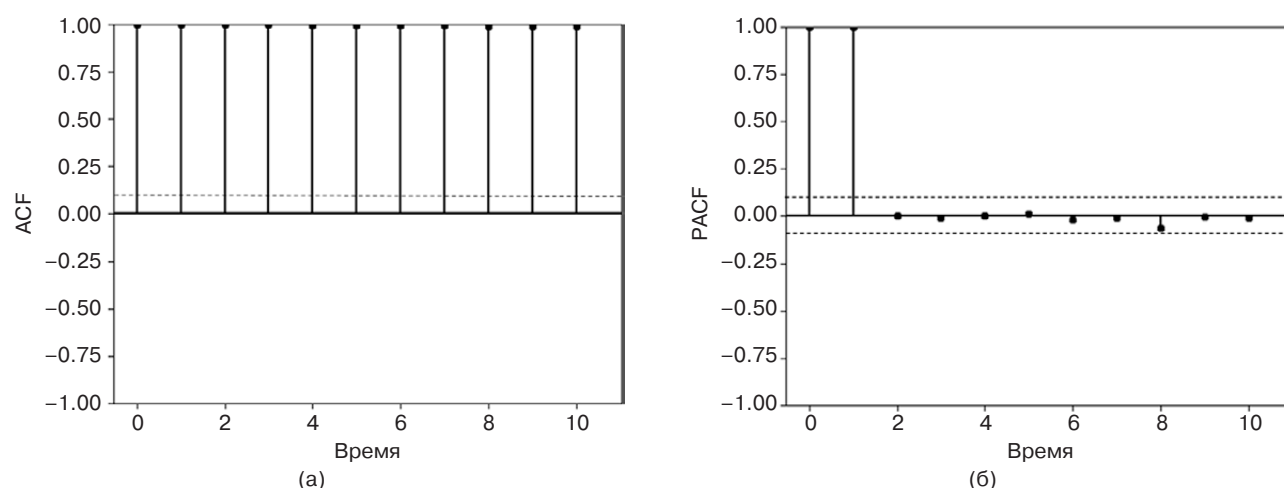


Рис. 7. Графики функции ACF (а) и PACF (б) для временного ряда курса акций Сбербанка РФ (безразмерный)

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе представлен анализ различных подходов к беггингу временных рядов и примеры их применения к несезонным и сезонным временным рядам. В вычислительных экспериментах результаты моделей, применяющих беггинг, сравниваются с прогнозами стандартных моделей (ARIMA и ETS) и моделей на основе нейронных сетей (RNN, LSTM, GRU).

При обработке несезонного временного ряда моделирование шумовой составляющей не привело к улучшению моделирования всего ряда и к улучшению его прогноза. В этом эксперименте наилучшие результаты среди всех трех групп моделей дали стандартные модели ARIMA/ETS. Обратим внимание, что часто применяющиеся при моделировании процессов различной природы нейросетевые модели дали прогноз, худший по качеству по сравнению с ARIMA/ETS (табл. 4).

При моделировании сезонного временного ряда лучшие результаты показали нейросетевые модели, которые сейчас активно применяются при моделировании временных рядов, и метод LOESS. Модели

на основе беггинга превосходили стандартные модели ARIMA и ETS. Можно констатировать, что при беггинге удалось лучше смоделировать остаток ряда (который получается при удалении тренда и сезонной составляющей ряда). Таким образом, работу над различными схемами бутстрепа следует продолжать, повышая их точность. Кроме этого, представляется возможным повышать точность моделирования и прогнозирования, работая отдельно над трендом, сезонностью и остатком. При этом не удастся определить, какой именно вид бутстрепа будет лучшим образом моделировать остаток заданного ряда. Каждый из видов оказывается лучшим для своего набора сезонных временных рядов. В представленной работе различные подходы к бутстрепу реализованы в самом простом виде. Из результатов экспериментов следует, что работу следует продолжать, редактируя различные возможности по построению бутстрепов, а также комбинируя различные подходы к моделированию тренда, шума и остатка.

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 / REFERENCES

- Hyndman R.J., Athanasopoulos G. *Forecasting: Principles and Practice*. 2nd ed. Publisher OTexts; 2018. 382 p. ISBN 978-0-9875-0711-2
- Özen K., Yildirim D. Application of bagging in day-ahead electricity price forecasting and factor augmentation. *Energy Econ.* 2021;103(2):105573. <http://doi.org/10.1016/j.eneco.2021.105573>
- Meira E., Oliveira F.L.C., de Menezes L.M. Forecasting natural gas consumption using Bagging and modified regularization techniques. *Energy Econ.* 2022;106(3):105760. <http://doi.org/10.1016/j.eneco.2021.105760>
- Kim D., Baek J-G. Bagging ensemble-based novel data generation method for univariate time series forecasting. *Expert Syst. Appl.* 2022;203(1):117366. <http://doi.org/10.1016/j.eswa.2022.117366>
- Liu X., Liu A., Chen J.L., Li G. Impact of decomposition on time series bagging forecasting performance. *Tourism Manag.* 2023;97(2):104725. <https://doi.org/10.1016/j.tourman.2023.104725>
- Beletskaya N., Petrusevich D. Linear Combinations of Time Series Models with Minimal Forecast Variance. *J. Commun. Technol. Electron.* 2023;67(1):144–158. <http://doi.org/10.1134/S1064226922130022>

7. Musatov D., Petrusevich D. Modeling of forecasts variance reduction at multiple time series prediction averaging with ARMA(1, q) functions. In: *Proceedings of MIP Computing-V 2022: V International Scientific Workshop on Modeling, Information Processing and Computing*. 2022;3091:1–11. <https://doi.org/10.47813/dnit-mip5/2022-3091-1-11>
8. Голов В.А., Петрусеви́ч Д.А. О выборе метода распознавания астрономических объектов на основе анализа исходных данных, полученных по программе Sloan Digital Sky Survey DR14. *Russian Technological Journal*. 2021;9(3): 66–77. <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2021-9-3-66-77>
[Golov V.A., Petrusevich D.A. Data analysis methods in astronomic objects classification (Sloan Digital Sky Survey DR14). *Russ. Technol. J.* 2021;9(3):66–77 (in Russ.). <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2021-9-3-66-77>]
9. Carlstein E. The use of subseries methods for estimating the variance of a general statistic from a stationary time series. *Ann. Statist.* 1986;14(3):1171–1179. <https://doi.org/10.1214/aos/1176350057>
10. Carlstein E., Do K.-A., Hall P., Hesterberg T., Künsch H.R. *Matched-Block Bootstrap for Dependent Data*. Research Report 74. Seminar für Statistik. ETH Zentrum. Zürich, Switzerland; 1995. 25 p.
11. Künsch H.R. The jackknife and the bootstrap for general stationary observations. *Ann. Statist.* 1989;17(3):1217–1261. <https://doi.org/10.1214/aos/1176347265>
12. Götze F., Künsch H.R. Second-order correctness of the blockwise bootstrap for stationary observations. *Ann. Statist.* 1996;24(5):1914–1933. <http://doi.org/10.1214/aos/1069362303>
13. Bühlman P., Künsch H.P. Block length selection in the bootstrap for time series. *Comput. Stat. Data Anal.* 1999;31(3): 295–310. [https://doi.org/10.1016/S0167-9473\(99\)00014-6](https://doi.org/10.1016/S0167-9473(99)00014-6)
14. Politis D.N., Romano J.P. The stationary bootstrap. *J. Am. Stat. Assoc.* 1994;89(428):1303–1313. <https://doi.org/10.1080/01621459.1994.10476870>
15. Politis D.N., White H. Automatic Block-Length Selection for the Dependent Bootstrap. *Econometric Rev.* 2004;23(1):53–70. <https://doi.org/10.1081/ETC-120028836>
16. Lahiri S.N. Theoretical comparison of block bootstrap methods. *Ann. Statist.* 1999;27(1):386–404. <https://doi.org/10.1214/aos/1018031117>
17. Bergmeir C., Hyndman R. J., Benitez J.M. Bagging exponential smoothing methods using STL decomposition and Box–Cox transformation. *Int. J. Forecast.* 2016;32(2):303–312. <https://doi.org/10.1016/j.ijforecast.2015.07.002>
18. Petropoulos F., Hyndman R.J., Bergmeir C. Exploring the sources of uncertainty: Why does bagging for time series forecasting work? *Eur. J. Oper. Res.* 2018;268(2):545–554. <http://doi.org/10.1016/j.ejor.2018.01.045>
19. Haykin S. *Neural Networks and Learning Machines*. Pearson Education; 2011. 936 p. ISBN 978-0-1330-0255-3
20. Box G., Jenkins G. *Time Series Analysis: Forecast and Management*. John Wiley & Sons; 2015. 712 p. ISBN 978-1-1185-6749-18
21. Rasjid Z.E., Setiawan R., Effendi A. A Comparison: Prediction of Death and Infected COVID-19 Cases in Indonesia Using Time Series Smoothing and LSTM Neural Network. *Procedia Comput. Sci.* 2021;179(5):982–988. <http://doi.org/10.1016/j.procs.2021.01.102>
22. Liu X., Lin Z., Feng Z. Short-term offshore wind speed forecast by seasonal ARIMA – A comparison against GRU and LSTM. *Energy*. 2021;227:120492. <http://doi.org/10.1016/j.energy.2021.120492>
23. Shahid F., Zameer A., Muneeb M. Predictions for COVID-19 with deep learning models of LSTM, GRU and Bi-LSTM. *Chaos, Solitons & Fractals*. 2020;140:110212. <https://doi.org/10.1016/j.chaos.2020.110212>
24. Amalou I., Mouhni N., Abdali A. Multivariate time series prediction by RNN architectures for energy consumption forecasting. *Energy Rep.* 2022;8:1084–1091. <https://doi.org/10.1016/j.egy.2022.07.139>

Об авторах

Грамович Ян Вадимович, студент, ФГБОУ ВО «МИРЭА – Российский технологический университет» (119454, Россия, Москва, пр-т Вернадского, д. 78). <https://orcid.org/0009-0000-2908-7611>

Мусатов Данила Юрьевич, студент, ФГБОУ ВО «МИРЭА – Российский технологический университет» (119454, Россия, Москва, пр-т Вернадского, д. 78). Scopus Author ID 57469172700, <https://orcid.org/0000-0003-0673-5393>

Петрусеви́ч Денис Андреевич, к.ф.-м.н., доцент, кафедра высшей математики Института искусственного интеллекта ФГБОУ ВО «МИРЭА – Российский технологический университет» (119454, Россия, Москва, пр-т Вернадского, д. 78). E-mail: petrusevich@mirea.ru, petrdenis@mail.ru. Scopus Author ID 55900513600, ResearcherID AAA-6661-2020, SPIN-код РИНЦ 7999-6345, <https://orcid.org/0000-0001-5325-6198>

About the authors

Ian V. Gramovich, Student, Institute of Artificial Intelligence, MIREA – Russian Technological University (78, Vernadskogo pr., Moscow, 119454 Russia). <https://orcid.org/0009-0000-2908-7611>

Danila Yu. Musatov, Student, Institute of Artificial Intelligence, MIREA – Russian Technological University (78, Vernadskogo pr., Moscow, 119454 Russia). Scopus Author ID 57469172700, <https://orcid.org/0000-0003-0673-5393>

Denis A. Petrusevich, Cand. Sci. (Phys.-Math.), Associate Professor, Higher Mathematics Department, Institute of Artificial Intelligence, MIREA – Russian Technological University (78, Vernadskogo pr., Moscow, 119454 Russia). E-mail: petrusevich@mirea.ru, petrdenis@mail.ru. Scopus Author ID 55900513600, ResearcherID AAA-6661-2020, RSCI SPIN-code 7999-6345, <https://orcid.org/0000-0001-5325-6198>

Математическое моделирование
Mathematical modeling

УДК 519.857
<https://doi.org/10.32362/2500-316X-2024-12-1-111-122>



НАУЧНАЯ СТАТЬЯ

Использование сплайнов сложной структуры в проектировании дорожных трасс

В.И. Струченков[@],
Д.А. Карпов

МИРЭА – Российский технологический университет, Москва, 119454 Россия
[@] Автор для переписки, e-mail: str1942@mail.ru

Резюме

Цели. Цель работы состоит в развитии теории сплайн-аппроксимации последовательности точек на плоскости на случай использования составных сплайнов сложной структуры. В отличие от простого, например, полиномиального сплайна, составной сплайн содержит повторяющиеся связи нескольких элементов. Такая задача возникает в проектировании трасс железных и автомобильных дорог. План (проекция на горизонтальную плоскость) такой трассы – это кривая, состоящая из повторяющейся связи элементов «прямая + + клотоида + окружность + клотоида ...», что обеспечивает непрерывность не только кривой и касательной, но и кривизны. Число элементов сплайна неизвестно и должно определяться в процессе решения проектной задачи. Алгоритм решения задачи применительно к сплайну, состоящему из дуг окружностей, сопрягаемых прямыми, реализован и опубликован ранее. Аппроксимирующий сплайн в общем случае – многозначная функция. На координаты точек ее графика могут накладываться ограничения. Еще одним существенным фактором, усложняющим задачу, является наличие клотоид, которые не выражаются аналитически (формулой). Алгоритм определения числа элементов сплайна с клотоидами и построения начального приближения опубликован ранее. В настоящей статье рассматривается следующий этап решения задачи – оптимизация с применением нелинейного программирования сплайна, полученного на первом этапе по методу динамического программирования.

Методы. Для оптимизации параметров сплайна используется новая математическая модель в виде модифицированной функции Лагранжа и специальный алгоритм нелинейного программирования. При этом удается вычислять аналитически производные целевой функции по параметрам сплайна при отсутствии ее аналитического выражения через эти параметры.

Результаты. Разработаны математическая модель и алгоритм оптимизации параметров составного сплайна, состоящего из дуг окружностей, сопрягаемых клотоидами и прямыми.

Выводы. Предложенная ранее двухэтапная схема проектирования плана трасс линейных сооружений пригодна и при использовании составных сплайнов с клотоидами.

Ключевые слова: план трассы, сплайн, нелинейное программирование, клотоида, целевая функция, ограничения

• Поступила: 18.05.2023 • Доработана: 29.07.2023 • Принята к опубликованию: 08.12.2023

Для цитирования: Струченков В.И., Карпов Д.А. Использование сплайнов сложной структуры в проектировании дорожных трасс. *Russ. Technol. J.* 2024;12(1):111–122. <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2024-12-1-111-122>

Прозрачность финансовой деятельности: Авторы не имеют финансовой заинтересованности в представленных материалах или методах.

Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

RESEARCH ARTICLE

The use of complex structure splines in roadway design

Valery I. Struchenkov[@],
Dmitry A. Karpov

MIREA – Russian Technological University, Moscow, 119454 Russia
[@] Corresponding author, e-mail: str1942@mail.ru

Abstract

Objectives. The aim of the work is to develop the theory of spline-approximation of a sequence of points on a plane for using compound splines with a complex structure. In contrast to a simple spline (e.g., polynomial), a compound spline contains repeating bundles of several elements. Such problems typically arise in the design of traces for railroads and highways. The plan (projection on the horizontal plane) of such a trace is a curve consisting of a repeating bundle of elements “line + clothoid + circle + clothoid ...,” which ensures continuity not only of curve and tangent but also of curvature. The number of spline elements, which is unknown, should be determined in the process of solving the design problem. An algorithm for solving the problem with respect to the spline, which consists of arcs conjugated by straight lines, was implemented and published in an earlier work. The approximating spline in the general case is a multivalued function, whose ordinates may be limited. Another significant factor that complicates the problem is the presence of clothoids that are not expressed analytically (in a formula). The algorithm for determining the number of elements of a spline with clothoids and constructing an initial approximation was also published earlier. The present work considers the next stage of solving the spline approximation problem: optimization using a nonlinear programming spline obtained at the first stage by means of the dynamic programming method.

Methods. A new mathematical model in the form of a modified Lagrange function is used together with a special nonlinear programming algorithm to optimize spline parameters. In this case, it is possible to calculate the derivatives of the objective function by the spline parameters in the absence of its analytical expression through these parameters.

Results. A mathematical model and algorithm for optimization of compound spline parameters comprising arcs of circles conjugated by clothoids and lines have been developed.

Conclusions. The previously proposed two-step scheme for designing paths of linear structures is also suitable for the utilization of compound splines with clothoids.

Keywords: trace plan, spline, nonlinear programming, clothoid, objective function, constraints

• Submitted: 18.05.2023 • Revised: 29.07.2023 • Accepted: 08.12.2023

For citation: Struchenkov V.I., Karpov D.A. The use of complex structure splines in roadway design. *Russ. Technol. J.* 2024;12(1):111–122. <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2024-12-1-111-122>

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

Метод аппроксимации заданной последовательности точек на плоскости сплайном специального вида предполагает двухэтапную схему решения задачи [1]. Первый этап состоит в поиске числа элементов сплайна и приближенных значений его параметров по методу динамического программирования. На втором этапе с использованием полученного сплайна, как начального приближения, выполняется оптимизация его параметров с помощью нелинейного программирования. Первый этап рассматривался в [1]. В настоящей статье, которая является завершением серии статей [1–3], посвященных методам сплайн-аппроксимации, рассматривается второй этап применительно к использованию сплайна с клотоидами, сопрягающими прямые с окружностями. Решение этой задачи применительно к сплайну, состоящему из дуг окружностей, сопрягаемых прямыми, рассматривалось в [3]. Изложенные в [3] результаты будут использованы в данной статье, которая фактически является развитием модели и алгоритма [3] на более сложный случай сплайна с клотоидами.

Сплайн состоит из повторяющейся связки «отрезок прямой + дуга клотоиды + дуга окружности + дуга клотоиды...». В дальнейшем изложении слово «дуга» для краткости будет опущено, если при этом не возникает двусмысленности. На данном этапе известны начальная точка и направление касательной в ней, длины всех кривых и сопрягающих их прямых, что позволяет применить методы непрерывной оптимизации, в частности, методы нелинейного программирования градиентного типа, несмотря на то что искомым сплайн в общем случае является многозначной функцией.

Задача рассматривается применительно к проектированию плана трасс железных и автомобильных дорог, где в отличие от других линейных сооружений, например, трубопроводов, клотоиды обязательны

для обеспечения непрерывности кривизны и соответственно комфорта и безопасности движения^{1, 2}.

Необходимо отметить, что принятый подход существенно отличается от метода подбора элементов в интерактивном режиме, принятого в практике проектирования, и от различных полуавтоматических методов поиска границ кривых на основе графиков кривизны и угловых диаграмм, и от нового эвристического метода поиска границ кривых [4] с последующим применением генетических алгоритмов оптимизации [5–14].

Использование адекватных математических моделей и математически корректных алгоритмов представляется более перспективным.

1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ И ЕЕ ФОРМАЛИЗАЦИЯ

Постановка задачи и ее формализация мало чем отличаются от изложенного в [3] при решении задачи без клотоид. Однако наличие клотоид создает существенные трудности в реализации идей по вычислению градиента для применения нелинейного программирования.

Клотоида – это плоская кривая (рис. 1), кривизна которой σ линейно зависит от длины l . Следовательно, для куска клотоиды с произвольной начальной точкой А, кривизной в ней σ_A и конечной точкой В с кривизной σ_B имеем формулу:

$$\sigma_B = \sigma_A + kL, \quad (1)$$

где L – длина куска клотоиды, а k – ее параметр.

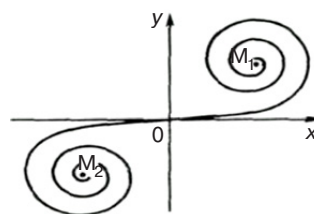


Рис. 1. Клотоида

¹ СП 34.13330.2012 *Автомобильные дороги*. Актуализированная редакция СНиП 2.05.02-85* (с Изменениями № 1, 2). Свод правил. 30 июня 2012 г. <https://docs.cntd.ru/document/1200095524>. Дата обращения 20.12.2023. [SP 34.13330.2012. *Automobile roads*. Updated edition of SNiP 2.05.02-85* (with Amendments No. 1, 2). Code of Regulations. June 30, 2012 (in Russ.). <https://docs.cntd.ru/document/1200095524>. Accessed December, 20, 2023.]

² СП 119.13330.2017 *Железные дороги колеи 1520 мм*. Актуализированная редакция СНиП 32-01-95 (с Изменением № 1). <https://docs.cntd.ru/document/550965737>. Дата обращения 20.12.2023. [SP 119.13330.2017. *Railway with 1520 mm track*. Updated edition of SNiP 32-01-95 (with Amendment No. 1). <https://docs.cntd.ru/document/550965737>. Accessed December, 20, 2023.]

Эта линейная зависимость является основой для всех последующих действий при вычислении производных с целью применить математическое программирование.

Задача состоит в следующем: найти сплайн заданного вида, который удовлетворяет всем ограничениям и наилучшим образом аппроксимирует заданную последовательность точек на плоскости (рис. 2).

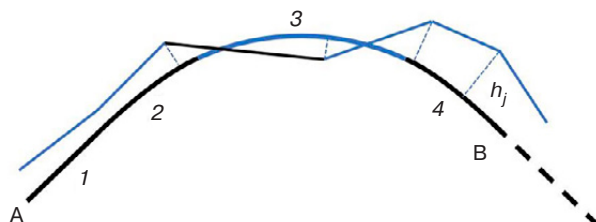


Рис. 2. Одна связка сплайна:
1 – прямая, 2 и 4 – клотоиды, 3 – окружность

Начальная точка А и направление касательной к искомому сплайну в этой точке заданы и не меняются в процессе оптимизации.

Качество аппроксимации оценивается суммой квадратов отклонений h_j (рис. 2) заданных точек от сплайна. Другими словами, h_j – это смещение заданной точки в ее проектное положение; h_j вычисляются по нормали к исходной ломаной [3], т.е. по направлению к центру окружности, соединяющей три смежных точки. Если три точки лежат на одной прямой, то h_j вычисляются по нормали к этой прямой.

Смещения исходных точек в проектное положение считаются положительными, если они осуществляются в направлении внешней нормали.

Итак, требуется найти

$$\min F(\mathbf{h}) = 1/2 \sum_{j=1}^n h_j^2. \quad (2)$$

Здесь $\mathbf{h}(h_1, h_2, \dots, h_n)$ – вектор неизвестных, n – их количество. Вместо простой суммы квадратов может быть задана взвешенная.

Система ограничений на основные переменные содержит простые неравенства, т.к. каждая переменная ограничена отдельно. Эта система практически та же, что и в [3]. Добавляется только ограничение на длину клотоиды, и вместо переменного радиуса рассматривается переменная кривизна. Ограничения на отдельные смещения h_m – те же, что и в [3].

Через переменные h_j не удастся выразить условия наличия и положение прямых, клотоид и окружностей. Эти переменные считаем промежуточными, а основными переменными считаем длины прямых, клотоид и окружностей, а также кривизны окружностей.

Формально это та же задача математического программирования, что и в [3]. Однако наличие клотоид существенно осложняет задачу и требует отдельного рассмотрения.

2. ОСОБЕННОСТИ ЗАДАЧИ

Сплайн полностью определяется основными переменными с учетом начальной точки и направления касательной в ней. Однако мы не имеем аналитических выражений зависимостей (формул) промежуточных переменных от основных. Ограничения на основные переменные не выражаются через промежуточные переменные. Нет аналитической зависимости целевой функции (2) от основных переменных.

Клотоиду вообще не удастся представить в декартовой системе координат функцией $y(x)$.

Если начало системы координат совпадает с точкой нулевой кривизны клотоиды, а ось OX направлена по касательной в этой точке (рис. 1), то в этом случае используется параметрическое представление координат x и y как функций длины l , отсчитываемой от точки нулевой кривизны в виде степенных рядов:

$$\begin{aligned} x(l) &\approx l \left(1 - \frac{l^4 k^2}{40} + \frac{l^8 k^4}{3456} - \dots \right), \\ y(l) &\approx \frac{l^3 k}{6} \left(1 - \frac{l^4 k^2}{56} + \frac{l^8 k^4}{7040} - \dots \right). \end{aligned} \quad (3)$$

Для клотоиды в произвольной системе координат получены формулы разложения в ряды с учетом координат начальной точки, угла касательной в ней с осью OX и кривизны [15].

В силу отмеченных особенностей задачи идея решить ее как задачу нелинейного программирования градиентными методами [16–18] кажется неосуществимой. Но задача сплайн-аппроксимации окружностями, сопрягаемыми прямыми, была решена именно так [3], несмотря на отсутствие аналитических выражений дифференцируемых функций. Удалось получить формулы производных промежуточных переменных h_j по основным переменным и далее легко вычислить производные целевой функции по основным переменным [3].

3. ИНТЕГРАЛЬНОЕ ПРЕДСТАВЛЕНИЕ КЛОТОИДЫ И ЕГО ПРИМЕНЕНИЕ

Поскольку для любой гладкой кривой $\sigma = d\varphi/dl$, где σ – кривизна, φ и l – текущие значения угла касательной с осью OX и длины соответственно, то из (1) получаем:

$$\varphi_B = \varphi_A + \sigma_A L + kL^2 / 2 = \varphi_A + L(\sigma_A + \sigma_B) / 2. \quad (4)$$

Между приращением длины дуги любой гладкой кривой и приращением координат существуют соотношения $dx = \cos\varphi dl$ и $dy = \sin\varphi dl$, из которых с использованием (4), обозначая переменную интегрирования через t , получаем представление клотоиды в параметрическом виде:

$$\begin{aligned} x(l) &= x_A + \int_0^l \cos(\varphi_A + \sigma_A t + kt^2/2) dt, \\ y(l) &= y_A + \int_0^l \sin(\varphi_A + \sigma_A t + kt^2/2) dt. \end{aligned} \quad (5)$$

Здесь x_A, y_A – координаты начальной точки, а l – длина куса клотоиды от начальной точки А до текущей с координатами $x(l), y(l)$.

Далее будем основываться на параметрическом представлении клотоиды (5).

Рассмотрим какие трансформации происходят со сплайном при изменении одной и только одной основной переменной. Понимание этих трансформаций поможет получить формулы для вычисления частных производных промежуточных переменных (h_j) по длинам элементов и кривизнам, т.е. по основным переменным.

При изменении длины прямой на ΔL происходит сдвиг правой части сплайна по направлению этой прямой. При изменении длины дуги окружности – сдвиг в направлении касательной в конечной точке дуги плюс поворот с центром в этой точке на $\Delta\varphi = \sigma\Delta L$. При изменении длины клотоиды происходит следующее:

1. Параметр клотоиды изменяется так, чтобы не изменялась кривизна в конечной точке при изменении длины, т.к. мы вычисляем частные производные.
2. Изменяются координаты правого конца (точка В) клотоиды и угол касательной в ней с осью OX . В соответствии с (5)

$$\begin{aligned} x_B &= x_A + \int_0^L \cos(\varphi_A + \sigma_A t + kt^2/2) dt, \\ y_B &= y_A + \int_0^L \sin(\varphi_A + \sigma_A t + kt^2/2) dt, \end{aligned} \quad (6)$$

$$\frac{\partial x_B}{\partial L} = \cos\varphi_B + \frac{\partial x_B}{\partial k} \cdot \frac{\partial k}{\partial L} = \cos\varphi_B - \frac{\partial x_B}{\partial k} \cdot \frac{(\sigma_B - \sigma_A)}{L^2}, \quad (7)$$

$$\frac{\partial y_B}{\partial L} = \sin\varphi_B + \frac{\partial y_B}{\partial k} \cdot \frac{\partial k}{\partial L} = \sin\varphi_B - \frac{\partial y_B}{\partial k} \cdot \frac{(\sigma_B - \sigma_A)}{L^2}. \quad (8)$$

Здесь использовано полученное из (1) соотношение: $\partial k / \partial L = -(\sigma_B - \sigma_A) / L^2$.

$$\begin{aligned} \frac{\partial \varphi_B}{\partial L} &= \sigma_A + kL + \frac{\partial k}{\partial L} \cdot \frac{L^2}{2} = \\ &= \sigma_A + kL - \frac{(\sigma_B - \sigma_A)}{2} = \frac{(\sigma_A + \sigma_B)}{2}. \end{aligned} \quad (9)$$

Итак, справа от клотоиды происходит сдвиг и поворот с центром в точке В, а внутри клотоиды нужно учесть только влияние изменения параметра k .

При изменении кривизны окружности изменяются параметры смежных клотоид слева и справа, изменяются координаты конечной точки дуги окружности и угол касательной в ней с осью OX . Все это приводит к сдвигам и поворотам части сплайна, следующей за конечной точкой правой клотоиды. Кроме того, изменяются и координаты внутренних точек дуги окружности, левой и правой клотоид.

Переходим к выводу формул, которые позволят учесть изменение параметра клотоиды.

Нам понадобятся 4 интеграла:

$$I_1 = \int_0^L \sin\left(\varphi_A + \sigma_A t + k \frac{t^2}{2}\right) t dt,$$

$$I_2 = \int_0^L \cos\left(\varphi_A + \sigma_A t + k \frac{t^2}{2}\right) t dt,$$

$$I_3 = \int_0^L \sin\left(\varphi_A + \sigma_A t + k \frac{t^2}{2}\right) t^2 dt,$$

$$I_4 = \int_0^L \cos\left(\varphi_A + \sigma_A t + k \frac{t^2}{2}\right) t^2 dt,$$

$$\begin{aligned} I_1 &= \frac{1}{k} \int_0^L \sin\left(\varphi_A + \sigma_A t + k \frac{t^2}{2}\right) (kt + \sigma_A - \sigma_A) dt = \\ &= \frac{1}{k} \int_0^L \sin\left(\varphi_A + \sigma_A t + k \frac{t^2}{2}\right) d\left(\varphi_A + \sigma_A t + k \frac{t^2}{2}\right) - \\ &\quad - \frac{\sigma_A}{k} \int_0^L \sin\left(\varphi_A + \sigma_A t + k \frac{t^2}{2}\right) dt = \\ &= -\frac{1}{k} (\cos\varphi_B - \cos\varphi_A) - \frac{\sigma_A}{k} (y_B - y_A), \end{aligned} \quad (10)$$

$$\begin{aligned} I_2 &= \frac{1}{k} \int_0^L \cos\left(\varphi_A + \sigma_A t + k \frac{t^2}{2}\right) (kt + \sigma_A - \sigma_A) dt = \\ &= \frac{1}{k} \int_0^L \cos\left(\varphi_A + \sigma_A t + k \frac{t^2}{2}\right) d\left(\varphi_A + \sigma_A t + k \frac{t^2}{2}\right) - \\ &\quad - \frac{\sigma_A}{k} \int_0^L \cos\left(\varphi_A + \sigma_A t + k \frac{t^2}{2}\right) dt = \\ &= \frac{1}{k} (\sin\varphi_B - \sin\varphi_A) - \frac{\sigma_A}{k} (x_B - x_A), \end{aligned} \quad (11)$$

$$I_3 = \frac{1}{k} \int_0^L \sin \left(\varphi_A + \sigma_A t + k \frac{t^2}{2} \right) t (kt + \sigma_A - \sigma_A) dt =$$

$$= -\frac{1}{k} \int_0^L t d \cos \left(\varphi_A + \sigma_A t + k \frac{t^2}{2} \right) - \frac{\sigma_A}{k} I_1 =$$

$$= -\frac{1}{k} (L \cos \varphi_B - (x_B - x_A)) +$$

$$+ \frac{\sigma_A}{k^2} ((\cos \varphi_B - \cos \varphi_A) + \sigma_A (y_B - y_A)),$$

$$I_4 = \frac{1}{k} \int_0^L \cos \left(\varphi_A + \sigma_A t + k \frac{t^2}{2} \right) t (kt + \sigma_A - \sigma_A) dt =$$

$$= \frac{1}{k} \int_0^L t d \sin \left(\varphi_A + \sigma_A t + k \frac{t^2}{2} \right) - \frac{\sigma_A}{k} I_2 =$$

$$= \frac{1}{k} (L \sin \varphi_B - (y_B - y_A)) -$$

$$- \frac{\sigma_A}{k^2} ((\sin \varphi_B - \sin \varphi_A) - \sigma_A (x_B - x_A)).$$

Из (5) следует:

$$\frac{\partial x_B}{\partial k} = -\frac{1}{2} I_3 = \frac{1}{2k} (L \cos \varphi_B - (x_B - x_A)) -$$

$$- \frac{\sigma_A}{2k^2} ((\cos \varphi_B - \cos \varphi_A) + \sigma_A (y_B - y_A)),$$

$$\frac{\partial y_B}{\partial k} = \frac{1}{2} I_4 = \frac{1}{2k} (L \sin \varphi_B - (y_B - y_A)) -$$

$$- \frac{\sigma_A}{2k^2} ((\sin \varphi_B - \sin \varphi_A) + \sigma_A (x_B - x_A)).$$

Для левой клотоиды кривизна в начальной точке и длина не изменяются при изменении кривизны окружности. Обозначая, как и ранее, кривизну окружности через σ , с учетом (1) и (5) и фиксации σ_A получаем:

$$\frac{\partial x_B}{\partial \sigma} = \frac{\partial x_B}{\partial k} \cdot \frac{1}{L},$$

$$\frac{\partial y_B}{\partial \sigma} = \frac{\partial y_B}{\partial k} \cdot \frac{1}{L}.$$

Рассмотрим влияние изменения кривизны окружности σ на правую клотоиду. Для ее начальной и конечной точек и длины сохраним обозначения А, В и L.

$$x_B = \int_0^L \cos \left(\varphi_A + \sigma t + \frac{\sigma_B - \sigma}{L} \cdot \frac{t^2}{2} \right) dt,$$

$$\frac{\partial x_B}{\partial \sigma} = - \int_0^L \sin \left(\varphi_A + \sigma t + \frac{\sigma_B - \sigma}{L} \cdot \frac{t^2}{2} \right) \times$$

$$\times \left(t - \frac{t^2}{2L} \right) dt = -I_1 + \frac{1}{2L} I_3,$$

$$y_B = \int_0^L \sin \left(\varphi_A + \sigma t + \frac{\sigma_B - \sigma}{L} \cdot \frac{t^2}{2} \right) dt,$$

$$\frac{\partial y_B}{\partial \sigma} = \int_0^L \cos \left(\varphi_A + \sigma t + \frac{\sigma_B - \sigma}{L} \cdot \frac{t^2}{2} \right) \times$$

$$\times \left(t - \frac{t^2}{2L} \right) dt = I_2 - \frac{1}{2L} I_4.$$

При подстановке в (18), (19) вместо I_1, I_2, I_3, I_4 их значений из (10)–(13) для правой клотоиды следует учесть, что $\sigma_A = \sigma$ и $k = (\sigma_B - \sigma)/L$.

Формулы (18), (19) можно использовать при вычислении производных координат любой внутренней точки С правой клотоиды по кривизне окружности, подставляя в (10)–(13) x_C, y_C вместо x_B, y_B , φ_C вместо φ_B и вместо L – длину клотоиды от начальной точки А до этой точки С. Однако в формулах (18) и (19) L – длина всей правой клотоиды от точки А до точки В.

Далее из (1) и (2) следует:

$$\frac{\partial \varphi_B}{\partial \sigma} = \frac{L}{2}.$$

Здесь σ – кривизна окружности, φ_B – угол с осью OX касательной в конечной точке клотоиды, а L – ее длина.

Формула (20) применима как к левой, так и к правой клотоиде.

Теперь у нас есть все для перехода к вычислению частных производных смещений по нормальям (промежуточных переменных) по основным переменным.

4. ВЫЧИСЛЕНИЕ ПРОИЗВОДНЫХ СМЕЩЕНИЙ ПО НОРМАЛЯМ

Итак, установлено, что и при наличии клотоид при изменении одной основной переменной все трансформации сплайна сводятся к сдвигам и поворотам. Рассмотрим последовательно, как вычислить производные смещений по нормальям по основным переменным, не имея соответствующих аналитических зависимостей.

4.1. Производные по длине прямой

При изменении длины прямой на δl происходит сдвиг последующей части сплайна в направлении

изменяемой прямой. Это направление определяется углом α прямой с осью OX (рис. 3). Для смещения по j -й нормали справедлива формула

$$\frac{\partial h_j}{\partial l} = \frac{\sin(\alpha - \beta)}{\sin(\gamma_j - \beta)}, \quad (21)$$

где β – угол с осью OX касательной (прямая AB на рис. 3) к элементу сплайна, (в частном случае это прямая) в точке пересечения с j -й нормалью), γ_j – угол нормали (C_0C_1 на рис. 3) с осью OX . На рис. 3 точка C – исходное положение точки пересечения нормали и сплайна, ему соответствует значение промежуточной переменной h_j . При сдвиге в направлении, определяемом углом α на δl , AB переходит в A_1B_1 , точка C – в C_2 , а точкой пересечения нормали со сплайном станет C_1 . Смещение h_j получает приращение $\delta h_j = CC_1$.

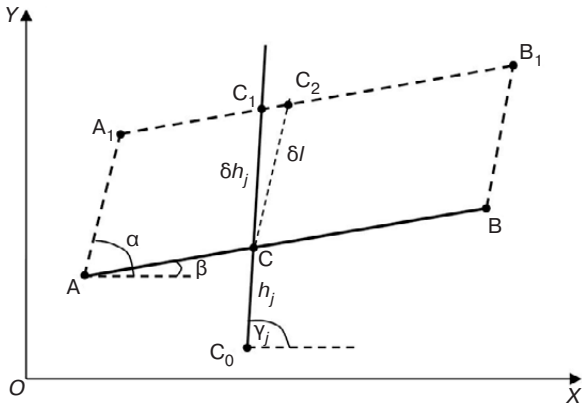


Рис. 3. К вычислению частных производных при сдвиге

Формула (21) следует из теоремы синусов, если ее применить к треугольнику C_1CC_2 . Она справедлива для всех нормалей, пересекающих сплайн правее конца варьируемой прямой.

4.2. Производные по длине дуги окружности

При изменении длины дуги окружности на δL происходит сдвиг всей последующей части сплайна (начиная с конечной точки дуги B) на δL в направлении касательной к окружности в точке B . Это направление определяется углом α касательной с осью OX . Дополнительно правая часть сплайна поворачивается на угол $\delta\alpha = \sigma\delta L$ вокруг точки B , где σ – кривизна окружности. Сдвиг учитывается также, как и при изменении длины прямой. В [3] приведена и обоснована формула (13) вычисления производной по длине окружности смещения по j -й нормали, которая в принятых нами обозначениях примет вид:

$$\frac{\partial h_j}{\partial L} = \frac{\sin(\alpha - \beta) + [(x_C - x_B)\cos\beta + (y_C - y_B)\sin\beta]\sigma}{\sin(\gamma_j - \beta)}. \quad (22)$$

Здесь L – длина дуги окружности, α – угол касательной к ней в конечной точке B , x_C, y_C – координаты точки пересечения сплайна с j -й нормалью, β – угол касательной к сплайну в этой точке C с осью OX , γ_j – угол нормали с осью OX . В этой формуле учтен и сдвиг, и поворот. Она справедлива для любой нормали, пересекающей сплайн правее конечной точки дуги окружности.

4.3. Производные по длине дуги клотоиды

При изменении длины клотоиды происходит сдвиг последующей части сплайна и ее поворот с центром в конечной точке дуги клотоиды B .

Соответственно приращения смещений по j -й нормали правее клотоиды представим в виде:

$$\partial h_j = \partial h_j^s + \partial h_j^r, \quad (23)$$

где ∂h_j^s – приращение смещения по j -й нормали при сдвиге; ∂h_j^r – приращение смещения по j -й нормали при повороте.

Изменение координат конечной точки B происходит из-за сдвига по касательной на δL и изменения параметра k клотоиды, которое дополнительно приводит к изменению координат точек пересечения нормалей с клотоидой.

Для вычисления ∂h_j^s используем формулы (7) и (8), которые дают приращения координат ∂x_B и ∂y_B конечной точки дуги клотоиды, вызванные приращением δL . Такие же приращения получают при сдвиге координаты всех последующих точек. Характерно, что первые слагаемые в этих формулах соответствуют сдвигу по касательной в точке B на δL , а вторые – сдвигу из-за изменения параметра клотоиды при сохранении кривизны в ее начальной и конечной точках. Если обозначить приращение h_j^s , вызванное сдвигом по оси OX на ∂x_B через ∂h_{jx} , а по оси OY на ∂y_B через ∂h_{jy} , то $\partial h_j^s = \partial h_{jx} + \partial h_{jy}$.

Для вычисления ∂h_{jx} в формуле (21) ∂l заменим на ∂x_B и α на 0. Получим $\frac{\partial h_{jx}}{\partial x_B} = -\frac{\sin\beta}{\sin(\gamma_j - \beta)}$. Аналогично для ∂h_{jy} при $\alpha = \pi/2$: $\frac{\partial h_{jy}}{\partial y_B} = \frac{\cos\beta}{\sin(\gamma_j - \beta)}$.

Отсюда следует:

$$\partial h_j^s = -\frac{\sin\beta}{\sin(\gamma_j - \beta)}\partial x_B + \frac{\cos\beta}{\sin(\gamma_j - \beta)}\partial y_B. \quad (24)$$

Далее:

$$\frac{\partial h_j^s}{\partial L} = -\frac{\sin \beta}{\sin(\gamma_j - \beta)} \cdot \frac{\partial x_B}{\partial L} + \frac{\cos \beta}{\sin(\gamma_j - \beta)} \cdot \frac{\partial y_B}{\partial L}. \quad (25)$$

Производные $\frac{\partial x_B}{\partial L}$ и $\frac{\partial y_B}{\partial L}$ вычисляются по формулам (7) и (8), в которые вместо $\frac{\partial x_B}{\partial k}$ и $\frac{\partial y_B}{\partial k}$ надо подставить их выражения из (14) и (15) соответственно.

Для пересечений с нормальными внутри клотоиды в (22) вместо (6) и (7) надо использовать выражения $\frac{\partial x_C}{\partial L} = -\frac{\partial x_C}{\partial k} \cdot \frac{(\sigma_B - \sigma_A)}{L^2}$ и $\frac{\partial y_C}{\partial L} = -\frac{\partial y_C}{\partial k} \cdot \frac{(\sigma_B - \sigma_A)}{L^2}$, а производные $\frac{\partial x_C}{\partial k}$ и $\frac{\partial y_C}{\partial k}$ вычислять по формулам (13) и (14), подставляя x_C, y_C вместо x_B, y_B ; φ_C вместо φ_B и вместо L – длину клотоиды от начальной точки А до конечной точки В.

Для вычисления ∂h_j^r нужно учесть поворот последующей части сплайна вокруг конечной точки клотоиды В на угол $\partial \varphi_B$. В [3] получена формула для вычисления производных смещений по j -й нормали по углу поворота, которая в наших обозначениях примет вид:

$$\frac{\partial h_j^r}{\partial \varphi_B} = \frac{(x_C - x_B) \cos \beta + (y_C - y_B) \sin \beta}{\sin(\gamma_j - \beta)}.$$

Учитывая, что по формуле (9) $\partial \varphi_B / \partial L = (\sigma_A + \sigma_B) / 2$, получаем:

$$\frac{\partial h_j^r}{\partial L} = \frac{(x_C - x_B) \cos \beta + (y_C - y_B) \sin \beta}{\sin(\gamma_j - \beta)} (\sigma_A + \sigma_B) / 2. \quad (26)$$

Здесь x_C, y_C – координаты точки пересечения сплайна с j -й нормалью, β – угол касательной к сплайну в этой точке С с осью OX , γ_j – угол нормали с осью OX , σ_A и σ_B – кривизна в начальной и конечной точках клотоиды. В соответствии с (23) сумма правых частей (25) и (26) дает производную $\frac{\partial h_j}{\partial L}$ для последующей части сплайна.

4.4. Производные по кривизне

Как уже отмечалось, при изменении кривизны σ одной окружности и сохранении значений всех остальных основных переменных происходит наиболее сложная трансформация сплайна: меняется параметр левой клотоиды, что дает сдвиги внутри нее, сдвиг и поворот правой части сплайна вплоть

до его конца, внутри дуги окружности происходят смещения по пересекающим ее нормальям, дополнительно происходит сдвиг и поворот части сплайна за конечной точкой дуги окружности и, наконец, меняется параметр правой клотоиды, что дает сдвиг и поворот части сплайна за конечной точкой этой клотоиды и сдвиги внутри нее.

Будем вычислять производные смещений по нормальям по кривизне последовательно по участкам.

В пределах левой клотоиды и до конца сплайна

Для точки С пересечения j -й нормали с клотоидой обозначим ее координаты через x_C, y_C ; длину от начала дуги клотоиды (точка А) до точки С через L_C ; угол касательной в точке С через φ_C ; параметр левой клотоиды через k_1 . Воспользуемся формулами (14) и (15):

$$\begin{aligned} \frac{\partial x_C}{\partial k_1} &= \frac{1}{2k_1} (L_C \cos \varphi_C - (x_C - x_A)) - \\ &- \frac{\sigma_A}{2k_1^2} ((\cos \varphi_C - \cos \varphi_A) + \sigma_A (y_C - y_A)), \end{aligned} \quad (27)$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial y_C}{\partial k_1} &= \frac{1}{2k_1} (L_C \sin \varphi_C - (y_C - y_A)) - \\ &- \frac{\sigma_A}{2k_1^2} ((\sin \varphi_B - \sin \varphi_A) + \sigma_A (x_C - x_A)). \end{aligned} \quad (28)$$

В соответствии с (16), (17) $\frac{\partial x_C}{\partial \sigma} = \frac{\partial x_C}{\partial k_1} \cdot \frac{1}{L}$ и

$$\frac{\partial y_C}{\partial \sigma} = \frac{\partial y_C}{\partial k_1} \cdot \frac{1}{L}, \text{ где } L - \text{длина дуги клотоиды АВ.}$$

Приращение координат в соответствии с (24) дает приращение смещения по нормали на $\partial h_j^s = -\frac{\sin \beta}{\sin(\gamma_j - \beta)} \frac{\partial x_C}{\partial k_1} + \frac{\cos \beta}{\sin(\gamma_j - \beta)} \frac{\partial y_C}{\partial k_1}$. Для соответствующей производной по кривизне окружности смещения по j -й нормали в пределах левой клотоиды получаем:

$$\frac{\partial h_j^s}{\partial \sigma} = \left(-\frac{\sin \beta}{\sin(\gamma_j - \beta)} \cdot \frac{\partial x_C}{\partial k_1} + \frac{\cos \beta}{\sin(\gamma_j - \beta)} \cdot \frac{\partial y_C}{\partial k_1} \right) / L. \quad (29)$$

Здесь, как и ранее, β – угол с осью OX касательной к сплайну в точке С пересечения с нормалью, а γ_j – угол нормали с осью OX . В (29) нужно подставить $\frac{\partial x_C}{\partial k_1}$ и $\frac{\partial y_C}{\partial k_1}$ из (27) и (28).

Для нормалей, пересекающих сплайн правее левой клотоиды, нужно применить формулы (27) и (28)

к конечной точке В и подставить результат в формулу (29), в которой углы β и γ_j относятся к соответствующей нормали. Для этих же нормалей производ-

дная $\frac{\partial h_j^r}{\partial \sigma}$ из-за поворота касательной в точке В клотоиды вычисляется с использованием (26) и $\frac{\partial \varphi_B}{\partial \sigma} = \frac{L}{2}$, что следует из (4). В итоге для произвольной точки С пересечения нормали со сплайном правее левой клотоиды получаем:

$$\frac{\partial h_j^r}{\partial \sigma} = \frac{(x_C - x_B) \cos \beta + (y_C - y_B) \sin \beta}{\sin(\gamma_j - \beta)} \cdot \frac{L}{2}. \quad (30)$$

Суммарно (29) и (30) дают

$$\frac{\partial h_j}{\partial \sigma} = \frac{\partial h_j^s}{\partial \sigma} + \frac{\partial h_j^r}{\partial \sigma}. \quad (31)$$

В пределах окружности и до конца сплайна

Дополнительно происходят изменения координат точек пересечения с нормалью в пределах дуги окружности из-за изменения ее кривизны.

Полученная в [1] формула (17) для расчета частных производных по радиусу R смещений h_j по нормальям в пределах окружности, имеет вид $\frac{\partial h_j}{\partial R} = \frac{\cos(\beta - \alpha) - 1}{\sin(\gamma - \beta)}$. В ней углы с осью OX : α и β – углы касательных к дуге окружности в ее начальной и конечной точках, γ_j – угол j -й нормали. В наших обозначениях для производной по кривизне смещений по нормальям внутри окружности получаем:

$$\frac{\partial h_j^{sl}}{\partial \sigma} = \frac{1 - \cos(\beta - \varphi_B)}{\sin(\gamma_j - \beta) \sigma^2}. \quad (32)$$

В итоге для производных смещений по нормальям, пересекающим дугу окружности, получаем:

$$\frac{\partial h_j}{\partial \sigma} = \frac{\partial h_j^s}{\partial \sigma} + \frac{\partial h_j^r}{\partial \sigma} + \frac{\partial h_j^{sl}}{\partial \sigma}. \quad (33)$$

Дополнительно возникает сдвиг всей последующей части сплайна от конца дуги окружности (точка В) и ее поворот с центром в этой точке из-за изменения кривизны σ .

В соответствии с формулами (14), (15) из [1], переходя от радиуса к кривизне, получим:

$$\frac{\partial x_B}{\partial \sigma} = -\frac{\sin \beta - \sin \alpha - (\beta - \alpha) \cos \beta}{\sigma^2}, \quad (34)$$

$$\frac{\partial y_B}{\partial \sigma} = -\frac{\cos \alpha - \cos \beta - (\beta - \alpha) \sin \beta}{\sigma^2}. \quad (35)$$

Здесь α и β – углы с осью OX касательных к дуге окружности в ее начальной и конечной точках соответственно.

Используя формулу (24), которая позволяет от смещений по координатам x и y перейти к смещению по нормали, для производных смещений h_j^{s2} по нормальям, возникших из-за сдвига в конечной точке окружности, получим:

$$\frac{\partial h_j^{s2}}{\partial \sigma} = -\frac{\sin \beta_1}{\sin(\gamma_j - \beta_1)} \cdot \frac{\partial x_B}{\partial \sigma} + \frac{\cos \beta_1}{\sin(\gamma_j - \beta_1)} \cdot \frac{\partial y_B}{\partial \sigma}. \quad (36)$$

Здесь β_1 – угол с осью OX касательной к сплайну в точке его пересечения j -й нормалью, γ_j – угол этой нормали с осью OX .

После подстановки $\frac{\partial x_B}{\partial \sigma}$ и $\frac{\partial y_B}{\partial \sigma}$ из (34) и (35) в (36) и упрощений получим:

$$\begin{aligned} \frac{\partial h_j^{s2}}{\partial \sigma} = \\ = -\frac{\cos(\beta_1 - \alpha) - \cos(\beta_1 - \beta) + (\beta - \alpha) \sin(\beta_1 - \beta)}{\sin(\gamma_j - \beta_1) \sigma^2}. \end{aligned} \quad (37)$$

Последствия поворота касательной в конечной точке окружности при изменении ее кривизны будем учитывать точно также, как это сделано выше при повороте касательной в конце левой клотоиды. В соответствии с (26)

$$\frac{\partial h_j^{r2}}{\partial \varphi_B} = \frac{(x_C - x_B) \cos \beta + (y_C - y_B) \sin \beta}{\sin(\gamma_j - \beta)}.$$

Здесь x_C, y_C – координаты точки пересечения сплайна с j -й нормалью, β – угол касательной к сплайну в этой точке С с осью OX , γ_j – угол нормали с осью OX , φ_B – угол касательной к дуге окружности в ее конечной точке. Учитывая, что для окружности $\frac{\partial \varphi_B}{\partial \sigma} = L$, где L – длина дуги окружности, получаем:

$$\frac{\partial h_j^{r2}}{\partial \sigma} = \frac{(x_C - x_B) \cos \beta + (y_C - y_B) \sin \beta}{\sin(\gamma_j - \beta)} L. \quad (38)$$

Формулы (37) и (38) верны для всех точек пересечения нормалей со сплайном не только в пределах правой клотоиды, но и до конца сплайна. Влияние изменения кривизны окружности на правую клотоиду учитывается аналогично.

5. ВЫЧИСЛЕНИЕ ГРАДИЕНТА ЦЕЛЕВОЙ ФУНКЦИИ

Начальное приближение для алгоритма оптимизации – это сплайн, полученный по отдельной программе, реализующей метод динамического программирования [1]. По этому сплайну определяются смещения заданных точек съемки по нормальным в проектное положение (рис. 2). Это текущие значения промежуточных переменных h_j . Для их определения последовательно рассматриваются элементы сплайна, начиная с начальной прямой. Для каждого элемента (прямая, клотоида, окружность) запоминается номер первой нормали, пересекающей его.

Для определения точек пересечения нормалей с окружностью используется формула (9) из [1]. Для поиска пересечений с клотоидой используется итерационный алгоритм [19]. Далее для каждой основной переменной x_i (длины элементов и кривизны окружностей) последовательно определяется номер первой нормали j_i , на смещение по которой влияет изменение соответствующей основной переменной. Для длин прямых и окружностей это номер первой нормали, пересекающей следующий элемент. Для длины клотоиды – это номер первой нормали ее пересекающей, для кривизны окружности – это номер первой нормали, пересекающей левую клотоиду. Номер конечной нормали для всех элементов – это номер последней нормали n .

Производные исходной целевой функции (2) по основным переменным вычисляются по формуле:

$$\frac{\partial F(\mathbf{h}(\mathbf{x}))}{\partial x_i} = \sum_{j=j_i}^n h_j \frac{\partial h_j}{\partial x_j}. \quad (39)$$

Здесь $\mathbf{x}$ и $\mathbf{h}$ – векторы основных и промежуточных переменных соответственно.

Для оптимизации параметров сплайна используется та же модифицированная функция Лагранжа [20–22] и тот же алгоритм [23, 24], что и для сплайна, состоящего из отрезков прямых и дуг окружностей [3]. Для этого при вычислении градиента в правой части (39) добавляется производная от штрафной функции [3].

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Основной результат выполненных исследований – это математические модели и алгоритмы аппроксимации функций, заданных дискретной последовательностью точек, составными сплайнами сложной структуры, включая сплайны с клотоидами. Удачный выбор переменных позволил решить задачу и при аппроксимации многозначных функций. Такие задачи возникают при проектировании трасс железных и автомобильных дорог.

Уникальный прием получения формул для вычисления частных производных при отсутствии аналитических выражений дифференцируемых функций может найти применение и при решении других задач.

Расчеты по экспериментальным программам показали, что наличие клотоид существенно увеличивает время вычислений, но оно не становится критическим при использовании общедоступных современных персональных компьютеров.

Практическое применение разработанных алгоритмов и программ пока представляется невозможным из-за отсутствия потребителей, заинтересованных в повышении качества проектных решений и снижении затрат в строительстве и реконструкции дорог.

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. Карпов Д.А., Струченков В.И. Двухэтапная сплайн-аппроксимация в компьютерном проектировании трасс линейных сооружений. *Russ. Technol. J.* 2021;9(5):45–56. <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2021-9-5-45-56>
2. Карпов Д.А., Струченков В.И. Сплайн-аппроксимация многозначных функций в проектировании трасс линейных сооружений. *Russ. Technol. J.* 2022;10(4):65–74. <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2022-10-4-65-74>
3. Карпов Д.А., Струченков В.И. Оптимизация параметров сплайна при аппроксимации многозначных функций. *Russ. Technol. J.* 2023;11(2):72–83. <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2023-11-2-72-83>
4. Li W., Pu H., Schonfeld P., et al. A Method for Automatically Recreating the Horizontal Alignment Geometry of Existing Railways. *Comput. Aided Civ. Infrastruct. Eng.* 2019;34(1):71–94. <https://doi.org/10.1111/mice.12392>
5. Jha M.K., McCall C., Schonfeld P. Using GIS, genetic algorithms, and visualization in highway development. *Comput. Aided Civ. Infrastruct. Eng.* 2001;16(6):399–414. <https://doi.org/10.1111/0885-9507.00242>
6. Jha M.K., Schonfeld P. A highway alignment optimization model using geographic information systems. *Transp. Res. Part A. Policy Pract.* 2004;8(6):455–481. <https://doi.org/10.1016/j.tra.2004.04.001>
7. Jong J.C., Jha M.K., Schonfeld P. Preliminary highway design with genetic algorithms and geographic information systems. *Comput. Aided Civ. Infrastruct. Eng.* 2000;15(4):261–271. <https://doi.org/10.1111/0885-9507.00190>

8. Kang M.W., Schonfeld P., Yang N. Prescreening and repairing in a genetic algorithm for highway alignment optimization. *Comput. Aided Civ. Infrastruct. Eng.* 2009;24(2):109–119. <https://doi.org/10.1111/j.1467-8667.2008.00574.x>
9. Pushak Y., Hare W., Lucet Y. Multiple-path selection for new highway alignments using discrete algorithms. *Eur. J. Oper. Res.* 2016;248(2):415–427. <https://doi.org/10.1016/j.ejor.2015.07.039>
10. Sarma K.C., Adeli H. Bilevel parallel genetic algorithms for optimization of large steel structures. *Comput. Aided Civ. Infrastruct. Eng.* 2001;16(5):295–304. <https://doi.org/10.1111/0885-9507.00234>
11. Shafahi Y., Bagherian M. A customized particle swarm method to solve highway alignment optimization problem. *Comput. Aided Civ. Infrastruct. Eng.* 2013;28(1):52–67. <https://doi.org/10.1111/j.1467-8667.2012.00769.x>
12. Bosurgi G., D'Andrea A. A polynomial parametric curve (PPC-curve) for the design of horizontal geometry of highways. *Comput. Aided Civ. Infrastruct. Eng.* 2012;27(4):303–312. <https://doi.org/10.1111/j.1467-8667.2011.00750.x>
13. Cerf R. The quasispecies regime for the simple genetic algorithm with roulette wheel Selection. Cornell University. *Adv. Appl. Probability.* 2017;49(3):903–926. <https://doi.org/10.1017/apr.2017.26>
14. Oudshoorn M., Koppenberg T., Yorke-Smith N. Optimization of annual planned rail maintenance. *Comput. Aided Civ. Infrastruct. Eng.* 2021;37(6):669–687. <https://doi.org/10.1111/mice.12764>
15. Струченков В.И. Новый алгоритм поэлементного расчета трасс в САПР линейных сооружений. *Информационные технологии.* 2015;21(4):271–276.
16. Бородакий Ю.В., Загребав А.М., Крицына Н.А., Кулябичев Ю.П., Шумилов Ю.Ю. *Нелинейное программирование в современных задачах оптимизации.* М.: НИЯУ МИФИ; 2011. 244 с. ISBN 987-5-7262-1451-1
17. Поляков В.М., Агаларов З.С. *Методы оптимизации.* М.: Дашков и К; 2022. 86 с. ISBN 978-5-3940-5003-9
18. Гасников А.В. *Современные численные методы оптимизации. Метод универсального градиентного спуска.* М.: МЦНМО; 2021. 272 с. ISBN 978-5-4439-1614-9
19. Струченков В.И. *Методы оптимизации трасс в САПР линейных сооружений.* М.: СОЛОН-Пресс; 2020. 272 с. ISBN 978-5-9135-9139-5
20. Кохендерфер М. Д., Уилер Т.А. *Алгоритмы оптимизации.* М.: Вильямс; 2020. 528 с.
21. Audet C., Hare W. *Derivative-Free and Blackbox Optimization.* Springer Series in Operations Research and Financial Engineering. Springer; 2017. 302 p. <https://doi.org/10.1007/978-3-319-68913-5>
22. Черноручский И.Г. *Методы оптимизации. Компьютерные технологии.* СПб.: БХВ-Петербург; 2011. 329 с.
23. Гилл Ф., Мюррей У., Райт М. *Практическая оптимизация:* пер. с англ. М.: Мир; 1985. 509 с.
24. Ларичев О.И., Горвиц Г.Г. *Методы поиска локальных экстремумов овражных функций.* М.: Наука; 1990. 96 с.

REFERENCES

1. Karpov D.A., Struchenkov V.I. Two-stage spline-approximation in linear structure routing. *Russ. Technol. J.* 2021;9(5):45–56 (in Russ.). <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2021-9-5-45-56>
2. Karpov D.A., Struchenkov V.I. Spline approximation of multivalued function in leaner structures routing. *Russ. Technol. J.* 2022;10(4):65–74 (in Russ.). <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2022-10-4-65-74>
3. Karpov D.A., Struchenkov V.I. Optimization of spline parameters in approximation of multi-valued function *Russ. Technol. J.* 2023;11(2):72–83 (in Russ.). <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2023-11-2-72-83>
4. Li W., Pu H., Schonfeld P., et al. A Method for Automatically Recreating the Horizontal Alignment Geometry of Existing Railways. *Comput. Aided Civ. Infrastruct. Eng.* 2019;34(1):71–94. <https://doi.org/10.1111/mice.12392>
5. Jha M.K., McCall C., Schonfeld P. Using GIS, genetic algorithms, and visualization in highway development. *Comput. Aided Civ. Infrastruct. Eng.* 2001;16(6):399–414. <https://doi.org/10.1111/0885-9507.00242>
6. Jha M.K., Schonfeld P. A highway alignment optimization model using geographic information systems. *Transp. Res. Part A. Policy Pract.* 2004;8(6):455–481. <https://doi.org/10.1016/j.tra.2004.04.001>
7. Jong J.C., Jha M.K., Schonfeld P. Preliminary highway design with genetic algorithms and geographic information systems. *Comput. Aided Civ. Infrastruct. Eng.* 2000;15(4):261–271. <https://doi.org/10.1111/0885-9507.00190>
8. Kang M.W., Schonfeld P., Yang N. Prescreening and repairing in a genetic algorithm for highway alignment optimization. *Comput. Aided Civ. Infrastruct. Eng.* 2009;24(2):109–119. <https://doi.org/10.1111/j.1467-8667.2008.00574.x>
9. Pushak Y., Hare W., Lucet Y. Multiple-path selection for new highway alignments using discrete algorithms. *Eur. J. Oper. Res.* 2016;248(2):415–427. <https://doi.org/10.1016/j.ejor.2015.07.039>
10. Sarma K.C., Adeli H. Bilevel parallel genetic algorithms for optimization of large steel structures. *Comput. Aided Civ. Infrastruct. Eng.* 2001;16(5):295–304. <https://doi.org/10.1111/0885-9507.00234>
11. Shafahi Y., Bagherian M. A customized particle swarm method to solve highway alignment optimization problem. *Comput. Aided Civ. Infrastruct. Eng.* 2013;28(1):52–67. <https://doi.org/10.1111/j.1467-8667.2012.00769.x>
12. Bosurgi G., D'Andrea A. A polynomial parametric curve (PPC-curve) for the design of horizontal geometry of highways. *Comput. Aided Civ. Infrastruct. Eng.* 2012;27(4):303–312. <https://doi.org/10.1111/j.1467-8667.2011.00750.x>
13. Cerf R. The quasispecies regime for the simple genetic algorithm with roulette wheel Selection. Cornell University. *Adv. Appl. Probability.* 2017;49(3):903–926. <https://doi.org/10.1017/apr.2017.26>
14. Oudshoorn M., Koppenberg T., Yorke-Smith N. Optimization of annual planned rail maintenance. *Comput. Aided Civ. Infrastruct. Eng.* 2021;37(6):669–687. <https://doi.org/10.1111/mice.12764>

15. Struchenkov V.I. New algorithm for perelement calculation of line structures routes. *Informacionnye tekhnologii = Information Technologies*. 2015;21(4):271–276 (in Russ.).
16. Borodakii Yu.V., Zagrebaev A.M., Kritsyna N.A., Kulyabichev Yu.P., Shumilov Yu.Yu. *Nelineinoe programmirovaniye v sovremennykh zadachakh optimizatsii (Nonlinear Programming in Modern Optimization Problem)*. Moscow: NIYAU MEPhI; 2008. 244 p. (in Russ.).
17. Polyakov V.M., Agalarov Z.S. *Metody optimizatsii (Optimization Methods)*. Moscow: Dashkov i K; 2022. 86 p. (in Russ.). ISBN 978-5-3940-5003-9
18. Gasnikov A.V. *Sovremennye chislennyye metody optimizatsii. Metod universal'nogo gradientnogo spuska (Modern Numerical Optimization Methods. Universal Gradient Method Descent)*. Moscow: MTsNMO; 2021. 272 p. (in Russ.). ISBN 978-5-4439-1614-9
19. Struchenkov V.I. *Metody optimizatsii trass v SAPR lineinykh sooruzhenii (Methods for Route Optimization in CAD of Linear Structures)*. Moscow: SOLON-Press; 2020. 272 p. (in Russ.). ISBN 978-5-9135-9139-5
20. Kochenderfer M.D., Wheeler T.A. *Algoritmy optimizatsii (Algorithms for Optimization)*. Moscow: Vil'yams; 2020. 528 p. (in Russ.).
[Kochenderfer M.D., Wheeler T.A. *Algorithms for Optimization*. London: The MIT Press; 2019. 520 p.]
21. Audet C., Hare W. *Derivative-Free and Blackbox Optimization*. Springer Series in Operations Research and Financial Engineering. Springer; 2017. 302 p. <https://doi.org/10.1007/978-3-319-68913-5>
22. Chernorutskii I.G. *Metody optimizatsii. Komp'yuternyye tekhnologii (Methods of Optimization. Computer Technologies)*. St. Petersburg: BHV-Petersburg; 2011. 329 p. (in Russ.).
23. Gill Ph.E., Murray W., Wright M.H. *Prakticheskaya optimizatsiya (Practical Optimization)*: transl. from Engl. Moscow: Mir; 1985. 509 p. (in Russ.).
[Gill Ph.E., Murray W., Wright M.H. *Practical Optimization*. London: Academic Press; 1981. 402 p.]
24. Larichev O.I., Gorbits G.G. *Metody poiska lokal'nykh ekstremumov ovrazhnykh funktsii (Methods for Finding Local Extrema of Ravine Functions)*. Moscow: Nauka; 1990. 96 p. (in Russ.).

Об авторах

Струченков Валерий Иванович, д.т.н., профессор, кафедра геоинформационных систем Института радиоэлектроники и информатики ФГБОУ ВО «МИРЭА – Российский технологический университет» (119454, Россия, Москва, пр-т Вернадского, д. 78). E-mail: str1942@mail.ru. Scopus Author ID 36451166800, SPIN-код РИНЦ 4581-4698, <https://orcid.org/0000-0002-9801-7454>

Карпов Дмитрий Анатольевич, к.т.н., заведующий кафедрой геоинформационных систем Института радиоэлектроники и информатики ФГБОУ ВО «МИРЭА – Российский технологический университет» (119454, Россия, Москва, пр-т Вернадского, д. 78). E-mail: karpov@mirea.ru. Scopus Author ID 57211584863, SPIN-код РИНЦ 2619-7100, <https://orcid.org/0000-0003-3734-7182>

About the authors

Valery I. Struchenkov, Dr. Sci. (Eng.), Professor, Department of Geographic Information Systems, Institute of Radio Electronics and Informatics, MIREA – Russian Technological University (78, Vernadskogo pr., Moscow, 119454 Russia). E-mail: str1942@mail.ru. Scopus Author ID 36451166800, RSCI SPIN-code 4581-4698, <https://orcid.org/0000-0002-9801-7454>

Dmitry A. Karpov, Cand. Sci. (Eng.), Head of the Department of Geographic Information Systems, Institute of Radio Electronics and Informatics, MIREA – Russian Technological University (78, Vernadskogo pr., Moscow, 119454 Russia). E-mail: karpov@mirea.ru. Scopus Author ID 57211584863, RSCI SPIN-code 2619-7100, <https://orcid.org/0000-0003-3734-7182>

Управление качеством продукции. Стандартизация
Product quality management. Standardization

УДК 681.2.083:535.2:543.063
<https://doi.org/10.32362/2500-316X-2024-12-1-123-132>



НАУЧНАЯ СТАТЬЯ

Контроль качества средств измерений характеристик бактерицидного УФ-излучения

О.А. Минаева ^{1, @}, А.В. Рагуткин ¹, С.И. Аневский ¹, Р.В. Минаев ²,
Т.Ч. Минь ¹, И.А. Романова ¹

¹ МИРЭА – Российский технологический университет, Москва, 119454 Россия

² Электростекло, Москва, 119571 Россия

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

Резюме

Цели. Контроль качества средств измерений бактерицидной освещенности ультрафиолетового (УФ) излучения основан на исследовании основных метрологических характеристик, включающих угловую и спектральную чувствительность, диапазон линейности, абсолютную калибровку в единицах энергетической освещенности. Наибольшее влияние на предел допускаемой погрешности оказывают отклонения угловой чувствительности средств измерений от идеальной косинусной характеристики, приводящие к искажению результатов измерений и существенной разнице в показаниях приборов. Целью работы является повышение точности средств измерений при решении метрологических задач определения энергетической освещенности бактерицидного излучения.

Методы. Эффективным методом решения проблемы является введение коэффициентов коррекции угловой чувствительности радиометров, спектрометрических и дозиметров, значения которых рассчитываются по результатам измерений чувствительности на гониометре при испытаниях средств измерений. Большую роль играет использование компьютерных моделей и цифровых двойников средств измерений на основе результатов исследований метрологических характеристик радиометров с использованием программного обеспечения, включающего моделирование измерительной задачи.

Результаты. Исследование угловой зависимости чувствительности бактерицидных УФ-радиометров на гониометре и анализ результатов измерений, полученных другими авторами, позволяют по отклонению угловой чувствительности средств измерений энергетической освещенности бактерицидного излучения от стандартной косинусной зависимости определить значение коэффициентов коррекции угловой чувствительности.

Выводы. Отклонения угловой зависимости чувствительности УФ-радиометров бактерицидного излучения от косинусной характеристики приводят к существенному занижению результатов измерений энергетической освещенности от протяженных излучателей. Эффективным решением проблемы является использование коэффициентов цифровой угловой коррекции чувствительности средств измерений энергетической освещенности бактерицидного излучения, определяемых при испытаниях. При оценке качества радиометров, спектрометрических и дозиметров бактерицидного излучения неполный контроль основных метрологических характеристик средств измерений создает риски серьезных ошибок в результатах измерений энергетической бактерицидной освещенности.

Ключевые слова: коррекция угловой чувствительности, радиометры, спектрометрические, спектральная чувствительность, бактерицидные установки

• Поступила: 01.11.2023 • Доработана: 03.11.2023 • Принята к опубликованию: 11.12.2023

Для цитирования: Минаева О.А., Рагуткин А.В., Аневский С.И., Минаев Р.В., Минь Т.Ч., Романова И.А. Контроль качества средств измерений характеристик бактерицидного УФ-излучения. *Russ. Technol. J.* 2024;12(1):123–132. <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2024-12-1-123-132>

Прозрачность финансовой деятельности: Авторы не имеют финансовой заинтересованности в представленных материалах или методах.

Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

RESEARCH ARTICLE

Quality control of instruments for measuring the characteristics of bactericidal UV radiation

Olga A. Minaeva ^{1, @}, Alexander V. Ragutkin ¹, Sergei I. Anevsky ¹,
Roman V. Minaev ², Thanh T. Minh ¹, Inna A. Romanova ¹

¹ MIREA – Russian Technological University, Moscow, 119454 Russia

² Elektrosteklo, Moscow, 119571 Russia

@ Corresponding author, e-mail: minaeva_o@mirea.ru

Abstract

Objectives. Quality control of instruments for measuring bactericidal irradiance of ultraviolet (UV) radiation is based on studying the main metrological characteristics. These characteristics include: angular and spectral sensitivity; linearity range; and absolute calibration in irradiance units. Deviations of the angular sensitivity of measuring instruments from the ideal cosine characteristic can significantly impact error estimation. They can also lead to the distortion of measurement results and a significant difference in instrument readings. The aim of this work is to enhance accuracy in resolving metrological problems of determining irradiance of bactericidal radiation.

Methods. An effective method of resolving this problem is to introduce correction coefficients for the angular sensitivity of radiometers, spectroradiometers and dosimeters. The values are calculated based on the results of measurements on the goniometer when testing measuring instruments. An important role is played by computer models and digital twins of measuring instruments based on the results of studies of the metrological characteristics of radiometers by means of software. This includes modeling the measuring task.

Results. The study of angular dependence of bactericidal UV radiometer sensitivity complemented by an analysis of measurement results obtained by other authors allows determining the value of the angular sensitivity correction coefficients by the deviation of the angular sensitivity of the irradiance measuring instruments of bactericidal radiation from the standard cosine dependence.

Conclusions. Deviations of the angular dependence of bactericidal radiation UV radiometer sensitivity from the cosine characteristic lead to a significant underestimation of the irradiance measurements results from extended emitters. An effective solution is the use of digital angular sensitivity correction coefficients to measure the irradiance of bactericidal radiation determined during tests. When assessing the quality of radiometers, spectroradiometers and dosimeters for bactericidal radiation, incomplete control of the main metrological characteristics of the measuring instruments creates risks of serious errors in the measurement results of bactericidal irradiance.

Keywords: angular sensitivity correction, radiometers, spectroradiometers, spectral sensitivity, bactericidal installation

• Submitted: 01.11.2023 • Revised: 03.11.2023 • Accepted: 11.12.2023

For citation: Minaeva O.A., Ragutkin A.V., Anevsky S.I., Minaev R.V., Minh Th.T., Romanova I.A. Quality control of instruments for measuring the characteristics of bactericidal UV radiation. *Russ. Technol. J.* 2024;12(1):123–132. <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2024-12-1-123-132>

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

Использование бактерицидных облучательных установок в медицине, фотобиологии, фотохимии, фармакологии, особенно во время пандемии COVID-19, показало необходимость повышения требований к контролю качества ультрафиолетовых излучателей, а также средств измерений энергетической и эффективной бактерицидной освещенности¹.

В бактерицидных комплексах в качестве источников ультрафиолетового (УФ) излучения применяются трубчатые ртутные лампы низкого давления, более 60% потока излучения которых приходится на резонансную линию с длиной волны 253.7 нм, лежащую в диапазоне максимального бактерицидного действия УФ-излучения от 230 до 300 нм [1]. Преимущества использования ртутных ламп низкого давления связаны с положением максимума бактерицидного действия УФ-излучения при деструктивно-модифицированных повреждениях ДНК и РНК, соответствующих длине волны 265 нм. В настоящее время наряду с ртутными лампами низкого давления все большее применение находят бактерицидные УФ-облучатели на основе ксеноновых импульсных излучателей, светодиодов, ртутных ламп высокого давления [2].

ХАРАКТЕРИСТИКИ СРЕДСТВ ИЗМЕРЕНИЙ БАКТЕРИЦИДНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ

Для обеспечения качества бактерицидных облучательных установок необходимо проводить контроль основных радиометрических характеристик, включающих спектральную плотность потока излучения бактерицидного излучения, энергетическую освещенность, экспозиционную дозу, фотобиологическую опасность, а также скорость снижения потока бактерицидного излучения. Для контроля одной из основных характеристик УФ-излучателей – энергетической эффективной бактерицидной освещенности – в качестве средств измерений используются радиометры, спектрометрические и дозиметры² [3–5]. Проблемам формирования метрологических характеристик средств измерений бактерицидной эффективной освещенности посвящены разработанные на основании исследований национальных метрологических институтов нормативно-технические документы, в которых содержатся требования к обеспечению качества измерений^{3, 4, 5, 6}.

Комплексный подход к управлению качеством средств измерений характеристик бактерицидного УФ-излучения включает:

- оптимизацию методов контроля качества УФ-радиометров на протяжении периода

¹ Clark M., Zuber R., Ribnitzky M. *Far UV-C Germicidal Sources: Measurement Challenges and Solutions*. *UV Solutions*. 2022. <https://uvsolutionsmag.com/articles/2022/far-uv-c-germicidal-sources-measurement-challenges-and-solutions/>. Дата обращения 01.11.2023. / Accessed November 01, 2023.

² Miller C.C. *UVC Measurement Methods & UVC Documentary Standard Development*. National Institute of Standards and Technology. Washington, DC: U.S. Department of Energy; 2022. https://www.energy.gov/sites/default/files/2022-02/ssl-rd22_miller_guv.pdf. Дата обращения 01.11.2023. / Accessed November 01, 2023.

³ ГОСТ Р 8.760-2011 ГСИ. *Измерение энергетических и эффективных характеристик ультрафиолетового излучения бактерицидных облучателей. Методика измерений*. М.: Стандартинформ; 2019. <https://docs.cntd.ru/document/1200095426>. Дата обращения 01.11.2023. [GOST R 8.760-2011. *State system for ensuring the uniformity of measurements. Measurement of energy and the effective characteristics ultraviolet radiation germicidal irradiators. Procedure of measurements*. Moscow: Standartinform; 2019 (in Russ.). <https://docs.cntd.ru/document/1200095426>. Accessed November 01, 2023.]

⁴ РМГ 70-2003. ГСОЕИ. *Характеристики ультрафиолетового излучения бактерицидных облучателей. Методика выполнения измерений*. М.: ИПК Издательство стандартов; 2004. <https://docs.cntd.ru/document/1200037656>. Дата обращения 01.11.2023. [RMG 70-2003. GSOEI. *Characteristics of ultraviolet radiation of bactericidal irradiators. Methodology for performing measurements*. Moscow: IPK Izdatelstvo standartov; 2004 (in Russ.). <https://docs.cntd.ru/document/1200037656>. Accessed November 01, 2023.]

⁵ Р 50.2.018-2001. ГСОЕИ. *Средства измерений характеристик ультрафиолетового излучения бактерицидных облучателей. Методика поверки*. М.: Госстандарт; 2001. <https://docs.cntd.ru/document/1200029414>. Дата обращения 01.11.2023. [R 50.2.018-2001. GSOEI. *Measuring instruments of ultraviolet radiation characteristics of bactericidal irradiators. Methods of verification*. Moscow: Gosstandart; 2001 (in Russ.). <https://docs.cntd.ru/document/1200029414>. Accessed November 01, 2023.]

⁶ *Ultraviolet air disinfection*. Techn. Report CIE Central Bureau. Vienna. Austria: 2003.

эксплуатации средств измерений с использованием цифровых технологий при поверке и калибровке;

- управление рисками и возможностями при измерении бактерицидной освещенности за счет определения характеристик средств измерений в соответствии с практической измерительной задачей;
- разработку методов статистического контроля качества и потребительской оценки средств измерений бактерицидной освещенности;
- применение компьютерных моделей для оценки качества средств измерений при подтверждении соответствия существующим техническим регламентам и стандартам.

Несоблюдение требований стандартов и рекомендаций при практических измерениях приводит к различиям в показаниях приборов разных типов, потере точности и достоверности результатов измерений. Разработка стандартов и рекомендаций, распространяющихся на методы контроля качества средств измерений характеристик бактерицидного излучения, проводится техническими комитетами по стандартизации Федерального агентства по техническому регулированию и метрологии⁷. К основным метрологическим характеристикам, определяющим качество средств измерений бактерицидного излучения, относятся: угловая зависимость чувствительности радиометра, спектральная зависимость чувствительности, диапазон линейности, а также абсолютная калибровка в единицах энергетической освещенности, которые сличают с государственными первичными эталонами в соответствии с утвержденными государственными поверочными схемами.

При оценке качества радиометров, спектрорадиометров и дозиметров бактерицидного излучения неполный контроль основных метрологических характеристик средств измерений создает риски серьезных ошибок в результатах измерений энергетической бактерицидной освещенности. На точность средств измерений характеристик бактерицидного излучения существенное влияние оказывает отклонение относительной спектральной чувствительности радиометра от относительной бактерицидной эффективности УФ-излучения. В работах по оценке качества средств измерений характеристик бактерицидного излучения, выполняемых в национальных метрологических институтах, особое внимание уделяется одной из наиболее важных характеристик — угловой зависимости чувствительности, отклонение которой от идеальной косинусной характеристики вносит основной вклад в результирующую погрешность результатов измерений [6–8].

МЕТОД ИЗМЕРЕНИЙ УГЛОВОЙ ЗАВИСИМОСТИ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ РАДИОМЕТРОВ БАКТЕРИЦИДНОГО УФ-ИЗЛУЧЕНИЯ

Решение задачи коррекции угловой зависимости чувствительности средств измерений имеет особенно важное значение при контроле энергетической освещенности от нескольких источников излучения, а также при оценке бактерицидной эффективности протяженных УФ-излучателей и габаритных панелей. При отклонении падающего на приемную поверхность радиометра УФ-излучения от нормали сигнал радиометра уменьшается, т.к. площадь проекции фотоприемника в направлении падающего потока уменьшается в соответствии с косинусной зависимостью. Проблемы обеспечения точности и достоверности результатов практических измерений энергетической освещенности бактерицидного излучения связаны с тем, что коммерчески доступные радиометры имеют угловую зависимость чувствительности, которая существенно отличается от идеальной косинусной зависимости чувствительности. Для контроля угловой чувствительности радиометров, спектрорадиометров и дозиметров УФ-излучения используются гониометры различных типов [9].

Обеспечение требуемой угловой коррекции чувствительности приемников коротковолнового УФ-излучения в составе радиометров, спектрорадиометров и дозиметров является технически сложной задачей и требует разработки специальных устройств. На рис. 1 представлена угловая зависимость чувствительности различных типов бактерицидных УФ произвольно взятых радиометров № 1, № 2 и № 3, а также идеальная косинусная зависимость чувствительности $\cos \varphi$ [7, 10].

В соответствии с графиками снижение чувствительности радиометра № 2 достигает 50%, если угол падения излучения на приемную поверхность радиометра $\varphi = 30^\circ$, а при угле падения 45° снижение чувствительности достигает 75%. Чувствительность радиометра № 1 полностью отсутствует при углах падения, превышающих 75° , что ограничивает применение в системах очистки воды на малых расстояниях от излучателя. В области больших углов падения излучения, при резком снижении уровней сигналов радиометра, пропорциональных чувствительности, существенно возрастает влияние рассеянного излучения на результаты измерений относительной угловой чувствительности радиометра.

Общий вид гониометра для измерений зависимости чувствительности радиометров от угла падения УФ-излучения представлен на рис. 2.

⁷ <https://www.rst.gov.ru/portal/gost> (in Russ.). Дата обращения 01.11.2023. / Accessed November 01, 2023.

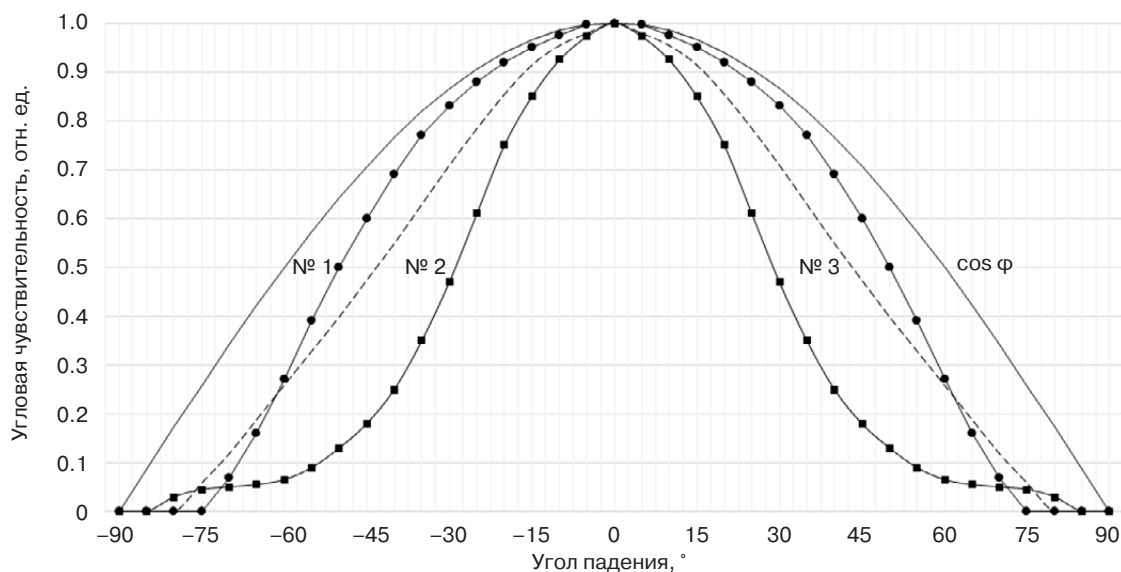


Рис. 1. Угловая зависимость чувствительности различных типов бактерицидных УФ-радиометров и идеальная косинусная зависимость чувствительности

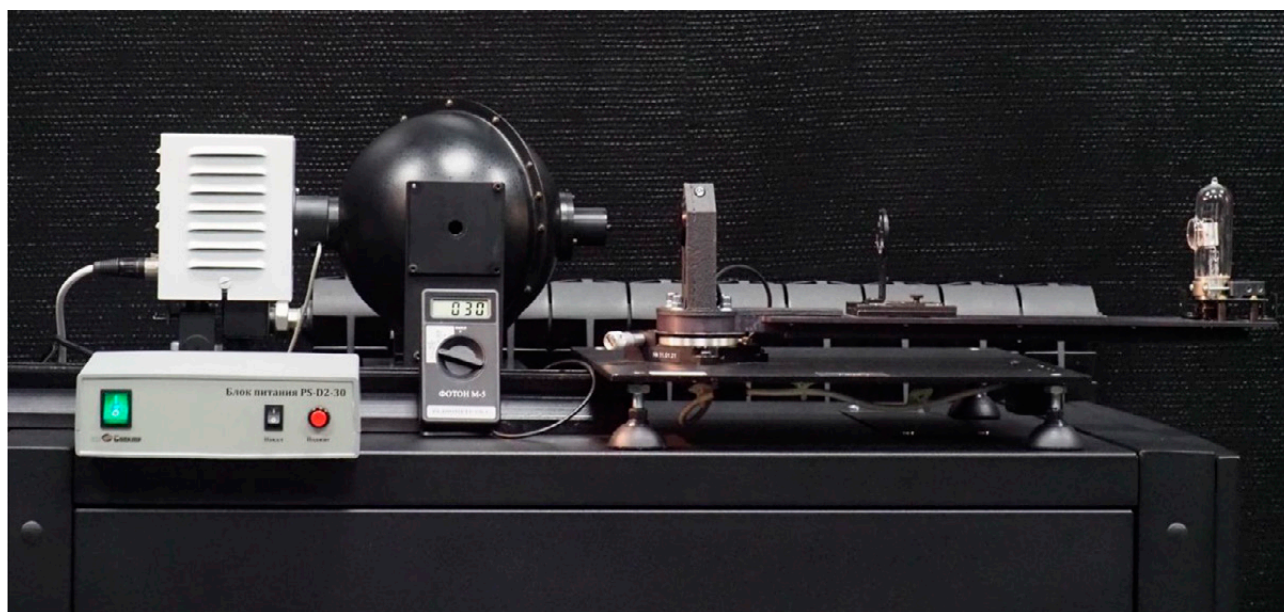


Рис. 2. Общий вид гониометра, предназначенного для измерений угловой чувствительности радиометров бактерицидного УФ-излучения

Отклонение $f(\varphi)$ угловой чувствительности УФ-радиометра $S(\varphi)$ от стандартной функции $\cos \varphi$, выраженное в процентах, определяется выражением:

$$f(\varphi) = 100\% [\cos \varphi - S(\varphi)] / \cos \varphi. \quad (1)$$

На рис. 3 показаны результаты измерений отклонений $f(\varphi)$ угловой чувствительности радиометров бактерицидного излучения № 1, № 2, № 3 от стандартной косинусной характеристики. Представленные на рис. 3 отклонения угловой

зависимости чувствительности от косинусной характеристики свидетельствуют о существенном занижении результатов измерений энергетической освещенности от протяженных излучателей при использовании коммерчески доступных УФ-радиометров бактерицидного излучения. Для исключения систематической погрешности необходимо использовать коэффициенты угловой коррекции чувствительности, позволяющие в значительной мере компенсировать искажение результатов измерений энергетической бактерицидной освещенности.

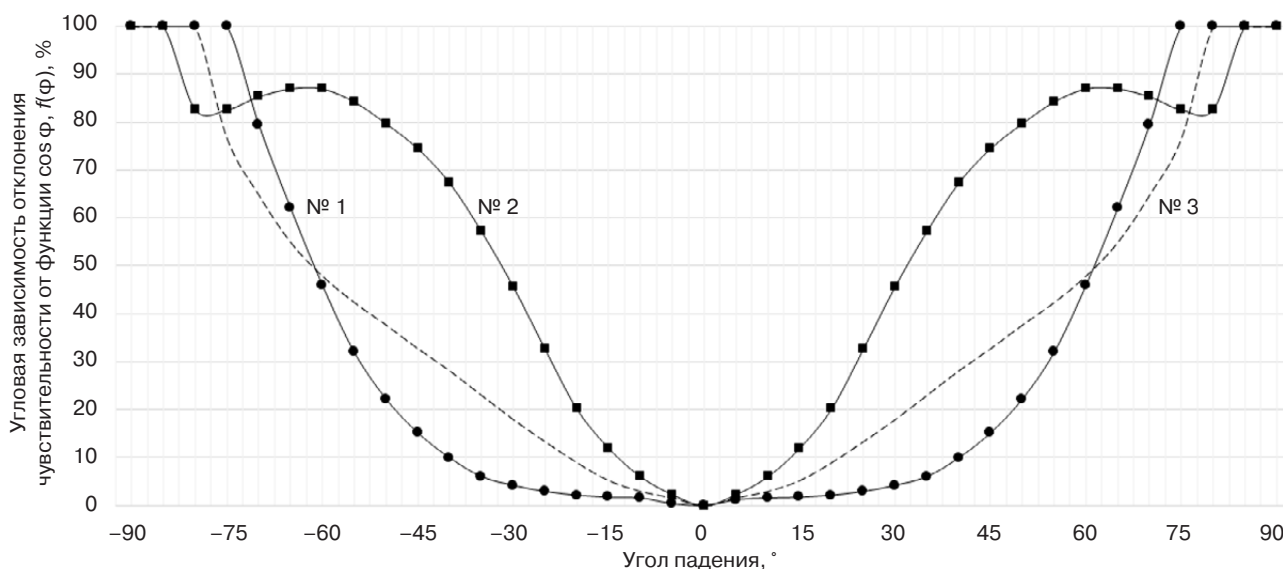


Рис. 3. Отклонение $f(\varphi)$ угловой чувствительности радиометров бактерицидного излучения от стандартной косинусной характеристики

ОПРЕДЕЛЕНИЯ КОЭФФИЦИЕНТОВ УГЛОВОЙ КОРРЕКЦИИ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ УФ-РАДИОМЕТРОВ

Сигнал радиометра определяется интегрированием спектральной плотности энергетической яркости (СПЭЯ) по площади излучателя в пределах рабочего телесного угла с учетом спектральной и угловой зависимости чувствительности радиометра. Уравнение, описывающее сигнал радиометра (спектрорадиометра, дозиметра) бактерицидного УФ-излучения, может быть представлено в виде:

$$i = N \int_{\Omega_0} \int_{\varphi} \int_{\lambda} L(\lambda, \delta, \Omega) S(\lambda, \varphi) d\delta d\lambda d\varphi d\Omega, \quad (2)$$

где λ – длина волны; δ – площадь излучающей области источника УФ-излучения; Ω – телесный угол; $L(\lambda, \delta, \Omega)$ – СПЭЯ излучения источника бактерицидного излучения; $S(\lambda, \varphi)$ – спектральная и угловая зависимость чувствительности радиометра (спектрорадиометра, дозиметра); N – размерный коэффициент; δ_0 – общая площадь излучающей области источника бактерицидного УФ-излучения; Ω_0 – полный телесный угол, определяемый угловыми размерами источника бактерицидного УФ-излучения.

Коэффициент угловой коррекции чувствительности $K(\varphi)$ радиометров, представленных на рис. 1, определяется по результатам измерений угловой зависимости чувствительности и предназначен для максимального исправления результатов измерений энергетической освещенности бактерицидного УФ-излучения, возникающих за счет технически несовершенной конструкции диффузных рассеивателей в составе средств измерений.

Коэффициент угловой коррекции чувствительности радиометра равен отношению сигнала идеального радиометра $i_{id}(\varphi)$, имеющего стандартную косинусную зависимость чувствительности, к сигналу реального радиометра $i_r(\varphi)$:

$$K(\varphi) = i_{id}(\varphi)/i_r(\varphi). \quad (3)$$

В большинстве случаев относительная СПЭЯ источников излучения и относительная спектральная чувствительность радиометров не зависят, соответственно, от направления излучения источника и угла падения излучения на фотоприемник. В этом случае коэффициент угловой коррекции чувствительности определяется угловой зависимостью чувствительности радиометра $S(\varphi)$ и угловой зависимостью СПЭЯ источника излучения $L(\delta, \Omega)$ в соответствии с выражением:

$$K(\varphi) = \frac{\int_{\varphi} \int_{\Omega_0} \int_{\delta_0} L(\delta, \Omega) \cos \varphi d\delta d\Omega d\varphi}{\int_{\varphi} \int_{\Omega_0} \int_{\delta_0} L(\delta, \Omega) S(\varphi) d\delta d\Omega d\varphi}. \quad (4)$$

При использовании радиометра для измерений энергетической освещенности, создаваемой трубчатым бактерицидным излучателем малого диаметра, коэффициент угловой коррекции чувствительности $K(\varphi)$ определяется в соответствии с выражением:

$$K(\varphi) = \frac{\int_{\varphi} \int_{\delta_0} L(\delta, \varphi) \cos \varphi d\delta d\varphi}{\int_{\varphi} \int_{\delta_0} L(\delta, \varphi) S(\varphi) d\delta d\varphi}. \quad (5)$$

Использование коэффициента угловой коррекции чувствительности с учетом геометрических условий измерений позволяет кардинально снизить систематическую погрешность коррекции угловой чувствительности радиометра (спектрорадиометра, дозиметра), тем самым скомпенсировать технические недостатки средств измерений, и исключить существенные отличия результатов измерений энергетической освещенности бактерицидного УФ-излучения различными средствами измерений.

В таблице представлены результаты расчета полученных в соответствии с выражением (5) для ртутных ламп низкого давления значений коэффициентов угловой коррекции чувствительности УФ-радиометров № 1, № 2 и № 3, в зависимости от максимального угла отклонения потока падающего излучения от нормали от 10° до 70° к приемной поверхности радиометра.

Таблица. Значения коэффициентов угловой коррекции чувствительности УФ-радиометров

УФ-радиометры	Максимальный угол отклонения, °						
	10	20	30	40	50	60	70
Радиометр № 1	1.01	1.03	1.04	1.05	1.08	1.16	1.26
Радиометр № 2	1.07	1.13	1.31	1.50	1.70	1.08	2.00
Радиометр № 3	1.03	1.06	1.13	1.18	1.23	1.31	1.39

Данные, представленные в таблице, показывают, что результаты измерений энергетической освещенности бактерицидного излучения ртутных трубчатых ламп радиометрами разных типов будут существенно отличаться между собой.

В соответствии с этими результатами для обеспечения требований нормативных документов⁸ к погрешности угловой коррекции чувствительности 4% необходимо использовать коэффициенты $K(\varphi)$ для радиометра № 1 при углах падения, превышающих 40°, для радиометра № 2 – при углах падения, превышающих 0°, для радиометра № 3 – при углах падения, превышающих 10°. Наименьшей погрешностью угловой коррекцией чувствительности из представленных в таблице характеризуется радиометр № 1. Для радиометра № 2 необходимо использовать коэффициенты угловой коррекции чувствительности при любых углах отклонения падающего излучения от нормали.

Трудно обеспечить точность измерений, когда излучатели расположены в центре помещения, а энергетическую освещенность бактерицидного

излучения необходимо измерить в углах помещения, или в случае, когда излучатели расположены по углам помещения, а энергетическая освещенность измеряется в центре [8]. Влияние качества угловой характеристики радиометра на результаты измерений меньше в том случае, если радиометр направлен на центр протяженного излучателя. В этом случае основной вклад в результаты измерений вносит УФ-излучение, падающее под углами, близкими к нормали относительно приемной поверхности радиометра. Излучение, падающее на приемную поверхность радиометра под большими углами к нормали, одновременно является боковым для периферийной излучающей области излучателя и его вклад относительно невелик.

Применение межлабораторных сличений средств измерений характеристик бактерицидного излучения, создаваемого трубчатыми ртутными лампами, позволяет выявить расхождения результатов измерений и существенно снизить расхождения за счет использования коэффициентов угловой коррекции чувствительности⁹.

При создании цифровых двойников средств измерений энергетической освещенности бактерицидного УФ-излучения использование коэффициентов угловой коррекции чувствительности в перечне основных метрологических характеристик радиометра позволяет обеспечить точность и достоверность результатов измерений без разработки сложных кварцевых диффузоров.

Оценка случайных и систематических погрешностей результатов измерений после введения коэффициентов угловой коррекции чувствительности радиометров проводится в соответствии с ГОСТ Р 8.736-2011¹⁰. В соответствии с требованиями национальных и международных стандартов установлен предел допускаемой погрешности радиометров бактерицидного излучения, который оценивается по результатам исследований составляющих погрешностей основных метрологических характеристик УФ-радиометров (спектрорадиометров,

⁹ Krames M. *The rise of UV-C LEDs*. LEDs & SSL Magazine. July 24, 2020. <https://www.ledsmagazine.com/leds-ssl-design/article/14178371/technology-roadmap-shows-uv-c-leds-are-on-the-rise>. Дата обращения 01.11.2023. / Accessed November 01, 2023.

¹⁰ ГОСТ Р 8.736-2011. *Государственная система обеспечения единства измерений. Измерения прямые многократные. Методы обработки результатов измерений. Основные положения*. М.: Стандартинформ; 2013. <https://docs.cntd.ru/document/1200089016>. Дата обращения 01.11.2023. [GOST R 8.736-2011. *State system for ensuring the uniformity of measurements. Multiple Direct measurements. Methods of measurement results processing. Main positions*. Moscow: Standartinform; 2013 (in Russ.). <https://docs.cntd.ru/document/1200089016>. Accessed November 01, 2023.

⁸ Miller C.C. *UVC Measurement Methods & UVC Documentary Standard Development*. National Institute of Standards and Technology. Washington, DC: U.S. Department of Energy; 2022. https://www.energy.gov/sites/default/files/2022-02/ssl-rd22_miller_guv.pdf. Дата обращения 01.11.2023. / Accessed November 01, 2023.

дозиметров), включая угловую и спектральную зависимость чувствительности, отклонение от линейности чувствительности в рабочем динамическом диапазоне, абсолютную калибровку в единицах энергетической освещенности. Предел допускаемой погрешности средств измерений энергетической бактерицидной освещенности составляет 10% с учетом систематической погрешности угловой коррекции чувствительности, составляющей не более 4%.

Для оценки случайной погрешности угловой чувствительности радиометра измерения на гониометре повторяются при повороте радиометра относительно оптической оси. Неисключенная систематическая погрешность угловой коррекции радиометра оценивается с учетом углового разрешения гониометра, нелинейности чувствительности, порога чувствительности приемника излучения, нестабильности энергетической яркости излучателя, а также уровня рассеянного излучения.

Для спектро радиометров проблема обеспечения угловой коррекции чувствительности связана с малым углом зрения из-за использования дифракционных решеток, что затрудняет применение спектро радиометров при контроле характеристик бактерицидных облучательных установок без интегрирующей сферы [11, 12].

Наиболее эффективным шагом для обеспечения качества за счет снижения систематической погрешности средств измерений характеристик бактерицидного УФ-излучения является введение коэффициентов угловой и спектральной коррекции чувствительности с учетом сложностей прикладных измерительных задач при использовании в перспективе цифровых моделей и цифровых двойников.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Анализ проблемы контроля качества бактерицидных излучателей указывает на необходимость обеспечения угловой коррекции чувствительности радиометров, спектро радиометров и дозиметров, что связано с существенной доработкой методов и средств измерений энергетической освещенности УФ-излучения для обеспечения требований существующих нормативных документов.

Эффективным решением этой проблемы является использование коэффициентов коррекции угловой чувствительности радиометров, определяемых при испытаниях средств измерений в целях утверждения типа.

Наиболее прогрессивным методом повышения точности при решении метрологических задач определения энергетической освещенности бактерицидного излучения в перспективе является применение компьютерных моделей и цифровых двойников средств измерений на основе результатов исследований основных метрологических характеристик радиометров, спектро радиометров и дозиметров с использованием программного обеспечения для моделирования условий измерений.

Опыт национальных метрологических институтов в России и за рубежом свидетельствует о необходимости увеличения точности и исключения грубых ошибок при измерении энергетической освещенности, создаваемой бактерицидными установками, на основе использования коэффициентов коррекции угловой и спектральной чувствительности УФ-радиометров.

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. Костюченко С.В., Ткачев А.А., Фроликова Т.Н. УФ-технологии для обеззараживания воды, воздуха и поверхностей: принципы и возможности. *Эпидемиология и Вакцинопрофилактика*. 2020;19(5):112–119. <https://doi.org/10.31631/2073-3046-2020-19-5-112-119>
2. Костюченко С.В., Волков С.В., Ткачев А.А., Стрелков А.К., Смирнов А.Д., Баранов В.Л. Современные тенденции и особенности применения УФ-обеззараживания в водоподготовке. *Водоснабжение и санитарная техника*. 2022;7:4–11. <https://doi.org/10.35776/VST.2022.07.01>
3. Blatchley E.R. III, Brenner D.J., Claus H., Cowan T.E., Linden K.G., Liu Y., Mao T., et al. Far UV-C radiation: An emerging tool for pandemic control. *Critical Reviews in Environmental Science and Technology*. 2023;53(6):733–753. <https://doi.org/10.1080/10643389.2022.2084315>
4. Endo T., Gemma A., Mitsuyoshi R., et al. Discussion on effect of material on UV reflection and its disinfection with focus on Japanese Stucco for interior wall. *Sci. Rep.* 2021;11(1):21840. <https://doi.org/10.1038/s41598-021-01315-1>
5. Neu D.T., Mead K.R., McClelland T.L., Lindsley W.G., Martin S.B., Heil G., See M., Feng H.A. Surface Dosimetry of Ultraviolet Germicidal Irradiation Using a Colorimetric Technique. *Ann. Work Expo. Health*. 2021;65(5):605–611. <https://doi.org/10.1093/annweh/wxaa147>
6. Zong Y., Brown S.W., Johnson B.C., Lykke K.R., Ohno Y. Simple spectral stray light correction method for array spectroradiometers. *Appl. Opt.* 2006;45(6):1111–1119. <https://doi.org/10.1364/AO.45.001111>
7. Larason T.C., Cromer C.L. Sources of Error in UV Radiation Measurements. *J. Res. Nat. Inst. Stand. Technol.* 2001;106(4):649–656. <https://doi.org/10.6028/jres.106.030>

8. Vijeta Kapri R.K., Saha S., Jaiswal V.K., Sharma P. Theoretical Simulation for Evaluating Error in Irradiance Measurement Using Optical Detectors Having Different Cosine Responses. *MAPAN – Journal of Metrology Society of India*. 2021;36(3): 473–480. <https://doi.org/10.1007/s12647-021-00486-6>
9. Marquez J.M.A., Bohórquez M.A.M., Garcia J.M., Nieto F.J.A. A New Automatic System for Angular Measurement and Calibration in Radiometric Instruments. *Sensors*. 2010;10(4):3703–3717. <https://doi.org/10.3390/s100403703>
10. Аневский С.И., Золотаревский Ю.М., Иванов В.С., Крутиков В.Н., Минаева О.А., Минаев Р.В. Спектрорадиометрия ультрафиолетового излучения. *Измерительная техника*. 2015;11:26–30.
11. Mekaoui S., Zibordi G. Cosine error for a class of hyperspectral irradiance sensors. *Metrologia*. 2013;50(187):187–199. <http://doi.org/10.1088/0026-1394/50/3/187>
12. Nevas S., Wübbeler G., Sperling A., Elster C., Teuber A. Simultaneous correction of bandpass and stray-light effects in array spectroradiometer data. *Metrologia*. 2012;49(2):S43–S47. <http://doi.org/10.1088/0026-1394/49/2/S43>

REFERENCES

1. Kostyuchenko S.V., Tkachev A.A., Frolikova T.N. UV technologies for disinfection of water, air and surfaces: principles and possibilities. *Epidemiologiya i Vaktsinoprofilaktika = Epidemiology and Vaccination Prevention*. 2020;19(5):112–119 (in Russ.). <https://doi.org/10.31631/2073-3046-2020-19-5-112-119>
2. Kostyuchenko S.V., Volkov S.V., Tkachev A.A., Strelkov A.K., Smirnov A.D., Baranov V.L. Modern trends and peculiarities of UV disinfection usage in water treatment. *Vodosnabzhenie i sanitarnaya tekhnika = Water Supply and Sanitary Equipment*. 2022;7:4–11 (in Russ.). <https://doi.org/10.35776/VST.2022.07.01>
3. Blatchley E.R. III, Brenner D.J., Claus H., Cowan T.E., Linden K.G., Liu Y., Mao T., et al. Far UV-C radiation: An emerging tool for pandemic control. *Critical Reviews in Environmental Science and Technology*. 2023;53(6):733–753. <https://doi.org/10.1080/10643389.2022.2084315>
4. Endo T., Gemma A., Mitsuyoshi R., et al. Discussion on effect of material on UV reflection and its disinfection with focus on Japanese Stucco for interior wall. *Sci. Rep.* 2021;11(1):21840. <https://doi.org/10.1038/s41598-021-01315-1>
5. Neu D.T., Mead K.R., McClelland T.L., Lindsley W.G., Martin S.B., Heil G., See M., Feng H.A. Surface Dosimetry of Ultraviolet Germicidal Irradiation Using a Colorimetric Technique. *Ann. Work Expo. Health*. 2021;65(5):605–611. <https://doi.org/10.1093/annweh/wxaa147>
6. Zong Y., Brown S.W., Johnson B.C., Lykke K.R., Ohno Y. Simple spectral stray light correction method for array spectroradiometers. *Appl. Opt.* 2006;45(6):1111–1119. <https://doi.org/10.1364/AO.45.001111>
7. Larason T.C., Cromer C.L. Sources of Error in UV Radiation Measurements. *J. Res. Nat. Inst. Stand. Technol.* 2001;106(4): 649–656. <https://doi.org/10.6028/jres.106.030>
8. Vijeta Kapri R.K., Saha S., Jaiswal V.K., Sharma P. Theoretical Simulation for Evaluating Error in Irradiance Measurement Using Optical Detectors Having Different Cosine Responses. *MAPAN – Journal of Metrology Society of India*. 2021;36(3): 473–480. <https://doi.org/10.1007/s12647-021-00486-6>
9. Marquez J.M.A., Bohórquez M.A.M., Garcia J.M., Nieto F.J.A. A New Automatic System for Angular Measurement and Calibration in Radiometric Instruments. *Sensors*. 2010;10(4):3703–3717. <https://doi.org/10.3390/s100403703>
10. Anevskii S.I., Zolotarevskii Yu.M., Ivanov V.S., Krutikov V.N., Minaeva O.A., Minaev R.V. Spectroradiometry of ultraviolet radiation. *Meas. Tech.* 2016;28(11):1216–1222. <http://doi.org/10.1007/s11018-016-0873-9> [Original Russian Text: Anevskii S.I., Zolotarevskii Yu.M., Ivanov V.S., Krutikov V.N., Minaeva O.A., Minaev R.V. Spectroradiometry of ultraviolet radiation. *Izmeritel'naya Tekhnika*. 2015;11:26–30 (in Russ.).]
11. Mekaoui S., Zibordi G. Cosine error for a class of hyperspectral irradiance sensors. *Metrologia*. 2013;50(187):187–199. <http://doi.org/10.1088/0026-1394/50/3/187>
12. Nevas S., Wübbeler G., Sperling A., Elster C., Teuber A. Simultaneous correction of bandpass and stray-light effects in array spectroradiometer data. *Metrologia*. 2012;49(2):S43–S47. <http://doi.org/10.1088/0026-1394/49/2/S43>

Об авторах

Минаева Ольга Александровна, д.т.н., заведующий кафедрой метрологии и стандартизации Института перспективных технологий и индустриального программирования ФГБОУ ВО «МИРЭА – Российский технологический университет» (119454, Россия, Москва, пр-т Вернадского, д. 78). E-mail: minaeva_o@mirea.ru. Scopus Author ID 6603019847, SPIN-код РИНЦ 5081-1976, <https://orcid.org/0000-0001-9465-3210>

Рагуткин Александр Викторович, к.т.н., советник ректора, ФГБОУ ВО «МИРЭА – Российский технологический университет» (119454, Россия, Москва, пр-т Вернадского, д. 78). E-mail: ragutkin@mirea.ru. Scopus Author ID 56871217700, ResearcherID AAE-4437-2022, SPIN-код РИНЦ 7531-7376, <https://orcid.org/0000-0001-8256-1941>

Аневский Сергей Иосифович, д.т.н., профессор, кафедра метрологии и стандартизации Института перспективных технологий и индустриального программирования ФГБОУ ВО «МИРЭА – Российский технологический университет» (119454, Россия, Москва, пр-т Вернадского, д. 78). E-mail: anevskij@mirea.ru. <https://orcid.org/0000-0001-9197-0034>

Минаев Роман Владимирович, к.т.н., начальник научно-исследовательского отдела ООО «Электростекло» (119571, Россия, Москва, ул. 26-ти Бакинских Комиссаров, д. 5). E-mail: minaev@elektrosteklo.ru. Scopus Author ID 22235214600, <https://orcid.org/0009-0009-6335-5531>

Минь Тхань Чунг, аспирант, кафедра метрологии и стандартизации Института перспективных технологий и промышленного программирования ФГБОУ ВО «МИРЭА – Российский технологический университет» (119454, Россия, Москва, пр-т Вернадского, д. 78). E-mail: trunghnt321@mail.ru. <https://orcid.org/0009-0005-4976-6271>

Романова Инна Алексеевна, старший преподаватель, кафедра метрологии и стандартизации Института перспективных технологий и промышленного программирования ФГБОУ ВО «МИРЭА – Российский технологический университет» (119454, Россия, Москва, пр-т Вернадского, д. 78). E-mail: romanova_i@mirea.ru. SPIN-код РИНЦ 7864-7200, <https://orcid.org/0000-0002-1642-2801>

About the authors

Olga A. Minaeva, Dr. Sci. (Eng.), Head of the Department of Metrology and Standardization, Institute for Advanced Technologies and Industrial Programming, MIREA – Russian Technological University (78, Vernadskogo pr., Moscow, 119454 Russia). E-mail: minaeva_o@mirea.ru. Scopus Author ID 6603019847, RSCI SPIN-code 5081-1976, <https://orcid.org/0000-0001-9465-3210>

Alexander V. Ragutkin, Cand. Sci. (Eng.), Rector's Advisor, MIREA – Russian Technological University (78, Vernadskogo pr., Moscow, 119454 Russia). E-mail: ragutkin@mirea.ru. Scopus Author ID 56871217700, ResearcherID AAE-4437-2022, RSCI SPIN-code 7531-7376, <https://orcid.org/0000-0001-8256-1941>

Sergei I. Anevsky, Dr. Sci. (Eng.), Professor, Department of Metrology and Standardization, Institute for Advanced Technologies and Industrial Programming, MIREA – Russian Technological University (78, Vernadskogo pr., Moscow, 119454 Russia). E-mail: anevskij@mirea.ru. <https://orcid.org/0000-0001-9197-0034>

Roman V. Minaev, Cand. Sci. (Eng.), Head of the Research Department, Elektrosteklo (5, 26 Bakinskikh Komissarov ul., Moscow, 119571 Russia). E-mail: minaev@elektrosteklo.ru. Scopus Author ID 22235214600, <https://orcid.org/0009-0009-6335-5531>

Thanh T. Minh, Postgraduate Student, Department of Metrology and Standardization, Institute for Advanced Technologies and Industrial Programming, MIREA – Russian Technological University (78, Vernadskogo pr., Moscow, 119454 Russia). E-mail: trunghnt321@mail.ru. <https://orcid.org/0009-0005-4976-6271>

Inna A. Romanova, Senior Lecturer, Department of Metrology and Standardization, Institute for Advanced Technologies and Industrial Programming, MIREA – Russian Technological University (78, Vernadskogo pr., Moscow, 119454 Russia). E-mail: romanova_i@mirea.ru. RSCI SPIN-code 7864-7200, <https://orcid.org/0000-0002-1642-2801>

Отпечатано в «МИРЭА – Российский технологический университет».

119454, РФ, г. Москва, пр-т Вернадского, д. 78.

Подписано в печать 31.01.2024 г.

Формат 60 × 90/8. Печать цифровая.

Уч.-изд. листов 16.5.

Тираж 100 экз. Заказ № 660.

Подписку на печатную версию

Russian Technological Journal можно оформить
через ООО «Агентство «Книга-Сервис», www.akc.ru.

Подписной индекс: **79641**.

Printed in MIREA – Russian Technological University.
78, Vernadskogo pr., Moscow, 119454 Russian
Federation.

Signed to print January 31, 2024.

Format 60 × 90/8. Digital print.

C.p.l. 16.5.

100 copies. Order No. 660.

Subscription to the *Russian Technological
Journal* printed version can be made through
the *Kniga-Servis* Agency, www.akc.ru.

Subscription index: **79641**.

