



DOI: 10.32603/1993-8985

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

Известия высших учебных заведений России

РАДИОЭЛЕКТРОНИКА

Том 24 № 6 2021



Journal of the Russian Universities

RADIOELECTRONICS

Vol. 24 No. 6 2021

Санкт-Петербург
Издательство СПбГЭТУ «ЛЭТИ»

2021

Saint Petersburg
ETU Publishing house

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

Индекс по каталогу «Пресса России» 45818

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

Издается 6 раз в год.

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

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

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

Редакция журнала:

197376, Санкт-Петербург,

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

Тел.: 8 (812) 234-10-13,

e-mail: radioelectronic@yandex.ru

RE.ELTECH.RU

© СПбГЭТУ «ЛЭТИ», оформление, 2020

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

ГЛАВНЫЙ РЕДАКТОР

А. В. СОЛОМОНОВ, д.ф.-м.н., проф., Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ»

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

ПРЕДСЕДАТЕЛЬ РЕДАКЦИОННОЙ КОЛЛЕГИИ

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

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

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

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

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

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

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

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

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

Piotr SAMCZYNSKI, PhD, Dr Sci., Associate Prof., Варшавский технологический университет,

Институт электронных систем, Варшава, Польша

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

ОТВЕТСТВЕННЫЙ СЕКРЕТАРЬ

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

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

Журнал выполняет следующие задачи:

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

позиций ученых России в области теории и практики радиоэлектроники;

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



Материалы журнала доступны по лицензии Creative Commons Attribution 4.0



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

Registered by the Federal Service for Supervision of Communications, Information Technology and Mass Media (PI № FS77-74297 from 09.11.2018).
Subscription index in "Press of Russia" catalogue is 45818
Founder and publisher: Saint Petersburg Electrotechnical University (ETU)
Founded in 1998. Issued 6 times a year.
The journal is included in RSCI (Web of Science platform), Ulrichsweb Global Serials Director, Bielefeld Academic Search Engine, Google Scholar, Library of Congress, Research4life, ResearchBib, WorldCat, The Lens, OpenAIRE.

The journal is indexed and archived in the Russian science citation index (RSCI).
The journal complies with the Budapest Open Access Initiative Declaration, is a member of the Directory of Open Access Journals (DOAJ) and Crossref.
Editorial address:
ETU, 5 Prof. Popov St., St Petersburg 197376, Russia
Tel.: +7 (812) 234-10-13
E-mail: radioelectronic@yandex.ru **RE.ELTECH.RU**
© ETU, design, 2020

EDITORIAL BOARD

EDITOR-IN-CHIEF

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

CHAIRMAN OF THE EDITORIAL BOARD

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

EDITORIAL BOARD:

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

EXECUTIVE SECRETARY

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

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

Key Objectives:

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

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



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

СОДЕРЖАНИЕ

Обзорные статьи

Электродинамика, микроволновая техника, антенны

- Мусаев Ф. Б. О., Белецкий С. Л. История и перспективы применения рентгенографии в семеноводстве и семеноведении.....6

Оригинальные статьи

Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов

- Абенов Р. Р., Рогожников Е. В., Крюков Я. В., Покаместов Д. А., Абенова П. А.
Экспериментальное исследование системы передачи на основе FBMC/OQAM.....16

Проектирование и технология радиоэлектронных средств

- Головков А. А., Фомин А. В. Параметрический синтез радиоустройств с заданным количеством одинаковых каскадов для различных вариантов включения реактивных четырехполосников между нелинейной частью и нагрузкой.....27

Радиолокация и радионавигация

- Гейстер С. Р., Кириченко В. В. Влияние параметров аналого-цифрового преобразования и децимации на отношение сигнал/помеха в радиолокационном тракте.....38

Приборы и системы измерения на основе акустических, оптических и радиоволн

- Шевченко С. Ю., Михайленко Д. А., Ньямверу Б. Оптимизация конструкции встречно-штыревого преобразователя кольцевого резонатора на поверхностных акустических волнах51

Метрология и информационно-измерительные приборы и системы

- Бойков К. А. Определение параметров электронных устройств методом пассивной радиосенсорной технической диагностики.....63

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

- Поспелова И. В., Черепанова И. В., Брагин Д. С., Серебрякова В. Н. Оценка возможности применения смарт-трекеров в составе телемедицинских систем для удаленного мониторинга общего состояния здоровья пациентов в режиме реального времени.....71

От редакции

- Благодарности.....84
Правила для авторов статей.....85
Объявление.....90

CONTENTS

Review articles

Electrodynamics, Microwave Engineering, Antennas

- Musaev F. B. O., Beletskiy S. L.** History and Prospects for the Application of X-Ray Diffraction Analysis in Seed Breeding and Seed Study.....6

Original articles

Radio Electronic Facilities for Signal Transmission, Reception and Processing

- Abenov R. R., Rogozhnikov E. V., Kryukov Ya. V., Pokamestov D. A., Abenova P. A.** Experimental Study of a Transmission System Based on FBMC/OQAM.....16

Engineering Design and Technologies of Radio Electronic Facilities

- Golovkov A. A., Fomin A. V.** Parametrical Synthesis of Radio Devices with the Set Quantity of Identical Cascades for Inclusion Variants of Jet Two-port Networks between a Nonlinear Part and Loading.....27

Radar and Navigation

- Heister S. R., Kirichenko V. V.** Influence of Analog-To-Digital Conversion and Decimation Parameters on the Signal-To-Noise Ratio in the Radar Path.....38

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

- Shevchenko S. Yu., Mikhailenko D. A., Nyamweru B.** Optimizing the Design of Surface-Acoustic-Wave Ring Resonator by Changing the Interdigitated Transducer Topology.....51

Metrology, Information and Measuring Devices and Systems

- Boikov K. A.** Determination of Parameters of Electronic Devices by the Method of Passive Radio-Sensor Technical Diagnostics.....63

Medical Devices, Environment, Substances, Material and Product

- Pospelova I. V., Cherepanova I. V., Bragin D. S., Serebryakova V. N.** Feasibility Assessment of Using Smart Trackers in Telemedicine Systems to Remotely Monitor the Overall Health of Patients in Real-Time.....71

From the Editor

- Acknowledgments**.....84
- Author's Guide**.....85
- Announcement**.....90

Электродинамика, микроволновая техника, антенны

УДК 621.386.12

Обзорная статья

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2021-24-6-6-15>

История и перспективы применения рентгенографии в семеноводстве и семеноведении

Ф. Б. О. Мусаев¹, С. Л. Белецкий² ✉

¹ ФГБНУ "Федеральный научный центр овощеводства", пос. ВНИИССОК, Россия

² ФГБУ НИИПХ Росрезерва, Москва, Россия

✉ grain-miller@yandex.ru

Аннотация

Введение. Метод рентгенографии различных объектов с целью визуализации их внутренней структуры известен уже более 100 лет. Однако для диагностики качества семян растений он стал использоваться лишь в начале 80-х гг. XX в. Основная причина – отсутствие специализированных технических средств, в первую очередь, источников рентгеновского излучения, которые обеспечивали бы необходимую информативность получаемых изображений. Лишь благодаря разработке и использованию для этих целей методики микрофокусной рентгенографии удалось добиться значительных результатов, включая подготовку Национального стандарта ГОСТ Р 596032021 "Семена сельскохозяйственных культур. Методы цифровой рентгенографии".

Цель работы. Аналитический обзор результатов отечественных исследований в области рентгенографии семян различных растений.

Материалы и методы. Рассмотрены основные этапы разработки методики микрофокусной рентгенографии семян и отдельных частей растений сельскохозяйственного и иных назначений. Описаны конструктивные особенности технических средств, включая цифровые, созданных для реализации методики.

Результаты. Показано, что для информативной рентгенографии таких специфических объектов как семена растений, обладающих малыми размерами и плотностью в целом, размер фокусного пятна рентгеновской трубки должен составлять не более нескольких десятков микрометров, напряжение на рентгеновской трубке – не более нескольких десятков киловольт. В качестве системы визуализации скрытого рентгеновского изображения предпочтительнее использовать приемники изображения на основе экрана с фотостимулируемым люминофором или плоскопанельные твердотельные детекторы рентгеновского излучения. Указанный комплект технических средств позволил выделить и описать рентгенографические признаки нормального семени и девяти основных типов дефектов для 600 видов растений.

Заключение. Методика микрофокусной рентгенографии, по сравнению с традиционно используемой контактной рентгенографией, позволяет получать рентгеновские снимки семян с проекционным увеличением изображения до нескольких десятков раз. Такие снимки позволяют визуализировать принципиально более мелкие детали структуры семени, которые незначительно отличаются по плотности.

Ключевые слова: семена, зерно, рентгенография, дефекты семян

Для цитирования: Мусаев Ф. Б. О., Белецкий С. Л. История и перспективы применения рентгенографии в семеноводстве и семеноведении // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2021. Т. 24, № 6. С. 6–15. doi: 10.32603/1993-8985-2021-24-6-6-15

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 11.10.2021; принята к публикации после рецензирования 09.11.2021; опубликована онлайн 29.12.2021

History and Prospects for the Application of X-Ray Diffraction Analysis in Seed Breeding and Seed Study

Farhad B. O. Musaev¹, Sergey L. Beletskiy²✉

¹ Federal State Budgetary Scientific Institution Federal Scientific Vegetable Center, VNISSOK, Russia

² Federal State Government Financed Institution Scientific Research Institute of Storage Problems Federal Agency of State Reserves, Moscow, Russia

✉ grain-miller@yandex.ru

Abstract

Introduction. X-ray analysis has been applied for visualizing the internal structure of various objects for over 100 years. However, this method began to be used for assessing the quality of plant seeds only in the early 1980s. The main impediment was a lack of specialized instruments, particularly X-ray sources, that could provide informative images. Advancements in the field of microfocus radiography allowed significant results to be achieved, including the preparation of the National Standard GOST R 596032021 "Agricultural Seeds. Methods of digital radiography".

Aim. An analytical review of Russian research studies in the field of X-ray diffraction analysis of plant seeds.

Materials and methods. Key stages in the development of microfocus X-ray diffraction analysis of seeds and individual parts of plants for agricultural and other purposes are considered. The design of instruments, including digital ones, created for the implementation of the method are described.

Results. In order to obtain informative X-ray diffraction images of plant seeds, which objects are generally characterized by small sizes and small density, the focal spot of the X-ray tube should not exceed several tens of microns under the voltage of not higher than several tens of kilovolts. As a system for visualizing a latent X-ray image, it is preferable to use image receivers based on a screen with a photostimulated phosphor or flat-panel solid-state X-ray detectors. These instruments have been successfully used to identify and describe the radiographic signs of a normal seed and nine main types of defects for 600 plant species.

Conclusion. In comparison with the conventional contact radiography, microfocus radiography produces X-ray images of seeds with a projection magnification of the image up to several tens of times. Such images permit highly detailed visualization of the structure of seeds that differ slightly in density.

Keywords: seeds, grain, X-ray diffraction analysis, seed defects

For citation: Musaev F. B. O., Beletskiy S. L. History and Prospects for the Application of X-Ray Diffraction Analysis in Seed Breeding and Seed Study. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2021, vol. 24, no. 6, pp. 6–15. doi: 10.32603/1993-8985-2021-24-6-6-15

Conflict of interest. Authors declare no conflict of interest.

Submitted 11.10.2021; accepted 09.11.2021; published online 29.12.2021

Введение. Метод рентгенографии различных объектов с целью визуализации их внутренней структуры известен уже более ста лет – с момента открытия рентгеновского излучения В. К. Рентгеном в 1895 г. Метод до сих пор остается востребованным практически во всех отраслях человеческой деятельности и продолжает активно развиваться. Семена сельскохозяйственных культур были одним из первых объектов диагностики этим методом. Однако тогда рентгенографические исследования семян в агрономии системного развития не получили. Причина – малые размеры семян, что не позволяло при суще-

ствующем уровне развития технических средств рентгенографии извлечь необходимое количество информации о внутреннем строении семени.

Аналоговая рентгенография семян. Первые серьезные работы по рентгенографии растительных объектов начались за рубежом на семенах древесных пород [1, 2]. Постепенно подобные работы нашли распространение и в нашей стране [3–6]. Госкомитетом СССР по лесному хозяйству в 1988 г. был утвержден отраслевой стандарт*.

*ГОСТ 56-94-88. Семена древесных пород. Методы рентгенографического анализа.

История и перспективы применения рентгенографии в семеноводстве и семеноведении

History and Prospects for the Application of X-Ray Diffraction Analysis in Seed Breeding and Seed Study

Впоследствии был проведен широкий круг исследований по рентгенографической оценке качества коллекционных образцов семян из мировой коллекции ГНЦ ВИР. Проанализировано качество семян перед закладкой на хранение и динамика его изменения в процессе хранения с возможностью регистрации результатов анализа [7–9].

Однако в целом исследования в области контроля качества семян посредством изучения их внутренней структуры развивались низкими темпами вследствие, как уже было отмечено, недостатков соответствующих технических средств. Съемки семян проводились классическим способом – на рентгеновскую пленку рентгеновскими аппаратами с протяженным фокусным пятном. Семена приходилось располагать максимально близко к приемнику изображения для предотвращения геометрической нерезкости изображения. Как результат, снимки получались без проекционного увеличения и обладали малой информативностью. Кроме того, "пленочная" технология визуализации рентгеновского изображения требовала много времени и трудов. Поэтому классическая рентгенография не позволяла решить задачу полностью.

Разработка микрофокусных источников рентгеновского излучения и специализированных рентгеновских аппаратов на их основе, а также появление цифровых приемников рентгеновского изображения дали новый толчок исследованиям.

Одним из первых рентгеновских аппаратов, предназначенных для получения снимков семян

сельскохозяйственных растений с целью определения их посевных качеств, стал аппарат "ЭЛЕКТРОНИКА-25" (рис. 1).

Аппарат позволял получать снимки отдельных семян с увеличением изображения до 10 раз. В его состав входили микрофокусный источник рентгеновского излучения семейства РЕИС, а также малогабаритная камера для проведения рентгенографических работ [10]. Источник рентгеновского излучения РЕИС был сконструирован на основе первой отечественной рентгеновской трубки с полым вынесенным анодом и мишенью прострельного типа серии БС. Конструкцию этой трубки, разработанной в ОКБ РП ЛОЭП "Светлана" (Ленинград) и на десятилетия определившей основное направление развития микрофокусных источников рентгеновского излучения в нашей стране, можно считать классической [11].

В конце 80-х гг. был создан портативный микрофокусный рентгеновский излучатель семейства РЕИС на 100 кВ. Использование данного излучателя для рентгенографии семян сельскохозяйственных культур позволило производить работы по оценке хозяйственной пригодности не только семян, но и различных растений [12, 13].

Цифровая рентгенография семян. С началом внедрения микрофокусных источников рентгеновского излучения в рентгенографию растительных объектов развернулись широкие исследования по изучению внутренней структуры семян сельскохозяйственных культур с целью улучшения их качества. Ведущим учреждением в данном направлении семеноводства стал НИИ АФИ (ныне Федеральное государственное бюджетное научное учреждение "Агрофизический научно-исследовательский институт"). В лаборатории биофизики семян этого института рентгенографический метод впервые был адаптирован именно для семян сельскохозяйственных растений и в настоящее время используется для исследования широкого спектра семян зерновых, зернобобовых, масличных культур и кормовых трав [14–20]. Со временем к этим работам подключились Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина) и ВНИИС-СОК (ныне ФГБНУ "Федеральный научный центр овощеводства"). При этом сотрудники кафедры электронных приборов и устройств СПбГЭТУ "ЛЭТИ" сосредоточились на исследованиях в области создания перспективных технических средств рентгенографии семян. Так, в развитие конструкции аппарата "ЭЛЕКТРОНИКА-25" совместно с ЗАО "ЭЛТЕХ-Мед" (Технопарк СПбГЭТУ "ЛЭТИ")

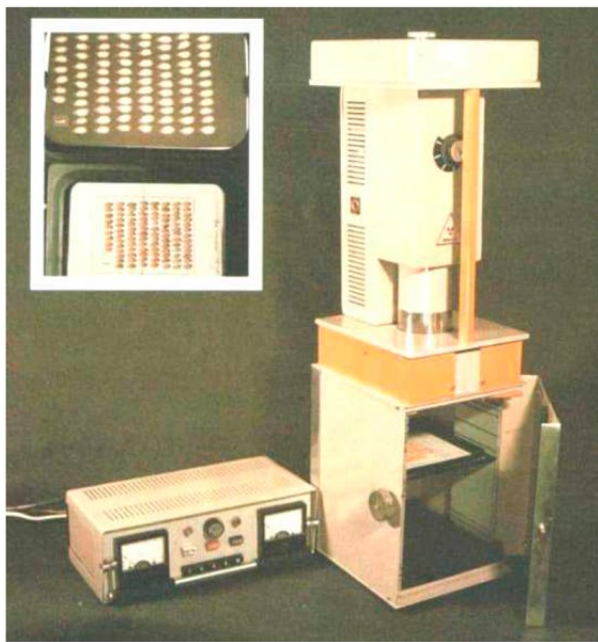


Рис. 1. Рентгеновский аппарат "ЭЛЕКТРОНИКА-25"

Fig. 1. X-ray apparatus "ELECTRONICS-25"

была начата разработка передвижных рентгенодиагностических установок (ПРДУ).

В настоящее время создано целое семейство ПРДУ, предназначенных для исследования крупных растений, включая древесные породы, а также целых партий семян овощных, зерновых и других культур в условиях специализированной лаборатории. Установки позволяют получать в зависимости от решаемой задачи рентгеновское изображение отдельной зерновки с коэффициентом увеличения 10 и более.

В состав установки семейства ПРДУ помимо микрофокусного источника рентгеновского излучения 1 и цифрового приемника изображения 2 входит специализированная камера для проведения рентгенографических работ 3 (рис. 2).

В ходе разработки конструкции установки оценивались в частности возможности двух типов цифровых приемников рентгеновского изображения для целей рентгенографии семян: на основе системы "экран–оптика–ПЗС-матрица", а также на основе экрана с фотостимулируемым люминофором (ФСЛ). Было установлено, что приемники на основе ФСЛ-экрана обладают большей чувствительностью и обеспечивают более высокое качество рентгеновского изображения за счет большей разрешающей способности. Однако стоимость си-



Рис. 2. Семейство ПРДУ: 1 – источник рентгеновского излучения; 2 – цифровой приемник изображения; 3 – специализированная камера для проведения рентгенографических работ

Fig. 2. Family PRDU: 1 – X-ray source; 2 – digital image receiver; 3 – specialized camera for X-ray work



Рис. 3. Портативный рентгенодиагностический комплекс семейства ПАРДУС

Fig. 3. Portable X-ray diagnostic complex of the PARDUS family

стемы визуализации на основе экрана с ФСЛ в несколько раз выше, чем системы "экран–оптика–ПЗС-матрица".

Принципиально новым техническим средством рентгенографии стал портативный аппаратно-программный комплекс, предназначенный для исследования небольших по размерам фрагментов растений или отдельных семян непосредственно в поле, лесу и т. д. С этой целью в состав комплекса был включен первый отечественный микрофокусный аппарат со встроенным аккумуляторным источником питания семейства ПАРДУС (рис. 3). Малая мощность аппарата в сочетании с высокой чувствительностью цифрового приемника рентгеновского изображения позволяет обеспечить радиационно-безопасные условия работы оператора при проведении рентгенографических исследований.

Все описанные технические средства рентгенографии семян позволяют визуализировать основные типы их дефектов: невыполненность, дефекты зародыша, трещиноватость, скрытую поврежденность насекомыми, поврежденность грибной и бактериальной инфекцией, скрытое прорастание семян.

Для исследования более мелких морфологических особенностей строения семян необходимо получать их изображение с большим увеличением. С этой целью была разработана еще одна специализированная установка – рентгеновский микроскоп РМ-01 (рис. 4).

В отличие от установок семейства ПРДУ установка РМ-01 позволяет получать снимки отдельных семян с увеличением до нескольких сотен раз. С этой целью объект съемки размещается в специальном держателе, который в автоматическом режиме обеспечивает перемещение объекта в горизонтальной и вертикальной плоскостях, а также вращение



Рис. 4. Рентгеновский микроскоп РМ-01
Fig. 4. X-ray microscope RM-01

вокруг оси. В базовом варианте установки РМ-01 визуализация рентгеновского изображения осуществляется с помощью приемника изображения, построенного по схеме "экран-оптика-ПЗС"*. Однако возможно использование более современных приемников рентгеновского изображения, напри-

мер на основе крупноформатных твердотельных детекторов рентгеновского излучения.

Зарубежные ученые за данный период также продвинулись в исследованиях по рентгенографии семян. Развитие нашли работы в области комплексного анализа качества зерна злаковых и семян технических культур [21–24]. Метод рентгенографии семян также стал применяться для решения различных задач биологии и семеноведения [25, 26]. Посредством рентгенографического анализа внутренней структуры семян перца [27] делаются заключения об их жизнеспособности. По промежуткам между эндоспермом и зародышем на рентгеновских изображениях семян судят о их вызреваемости и влажности, определяют качество будущих проростков [28].

В последние годы ФГБНУ "ФНЦО" проведены масштабные исследования по рентгенографии семян овощных культур. Совместно с сотрудниками ФГБНУ АФИ и СПбГЭТУ "ЛЭТИ" идентифицированы и классифицированы основные дефекты и недостатки внутренней структуры семян овощных культур, имеющие хозяйственно-

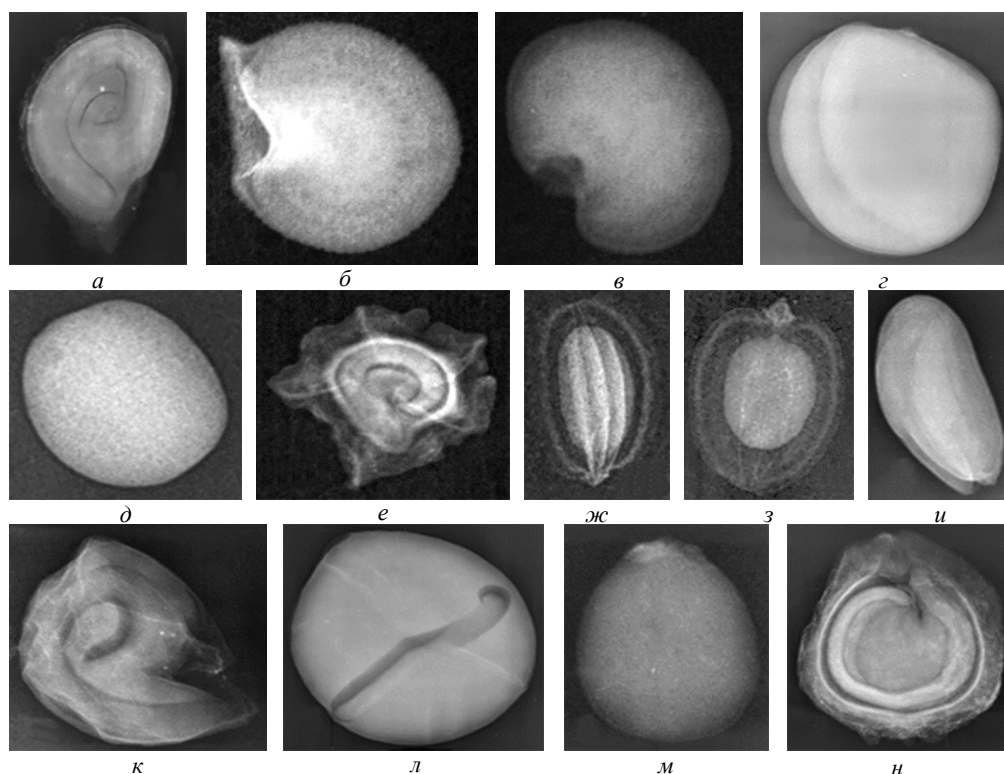


Рис. 5. Рентгеновское изображение семян различных овощных культур: а – томат; б – перец; в – баклажан; г – редис; д – капуста; е – свекла; ж – укроп; з – пастернак; и – кресс-салат; к – лук; л – спаржа; м – майоран; н – шпинат
Fig. 5. X-ray image of seeds of various vegetable crops: а – tomato; б – pepper; в – eggplant; г – radish; д – cabbage; е – beets; ж – dill; з – parsnip; и – cress salad; к – bow; л – asparagus; м – mayoran; н – spinach

* Блинов Н. Н. Основы рентгенодиагностической техники: учеб. пособие / под ред. Н. Н. Блинова. М.: Медицина, 2002. 392 с.

биологическое значение и влияющие на их качество. Исследования систематизированы для 26 видов овощных культур, принадлежащих 11 ботаническим семействам [29]. Примеры цифровых рентгеновских изображений семян овощных культур представлены на рис. 5.

Программное обеспечение рентгенографии семян. Основным направлением в развитии рентгенографии семян уже более 10 лет является разработка алгоритмов автоматизированного анализа их качества. Сотрудники СПбГЭТУ "ЛЭТИ", ФГБНУ АФИ, ФГБНУ "ФНЦО", а также ФГБУ НИИПХ Росрезерва проводят работу в этом направлении на зерновых и овощных культурах. Разработан алгоритм компьютерного анализа качества семян, состоящий из следующих этапов:

- подготовки рентгеновских изображений к анализу;
- компенсации искажений, вызванных геометрией съемки и наличием артефактов;
- идентификации объектов на рентгеновском изображении;
- выявления дефектов семян;
- фракционного анализа;
- автоматического составления протокола анализа.

Алгоритм реализован в аппаратно-программном комплексе, разработанном в ЗАО "ЭЛТЕХ-Мед" совместно с ФГБУ НИИПХ Росрезерва. Он успешно апробирован в аппаратно-программном комплексе на основе рентгеновской установки семейства ПРДУ (рис. 6).

Разработаны и апробированы программы автоматического компьютерного анализа качества семян "Агротест-Зерно-1", "Агротест-Зерно-2", "Паспорт-Зерно", "Паспорт-Зерно 2.0", "Сорт-

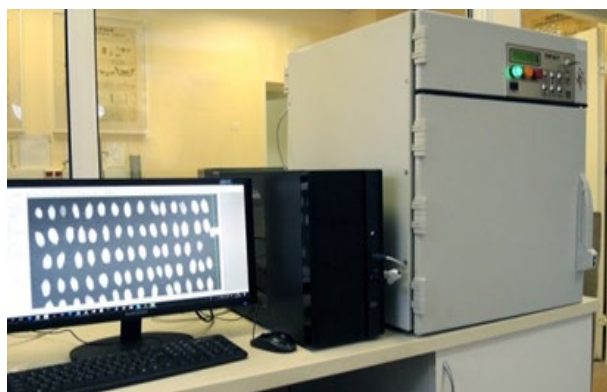


Рис. 6. Аппаратно-программный комплекс на основе рентгеновской установки семейства ПРДУ

Fig. 6. Hardware and software complex based on an X-ray unit of the PRDU family

СемКонтроль-1.0", "СортСемКонтроль-2.0" [30, 31]. Исследования продолжаются, идет разработка новых версий программ с целью повышения их возможностей по распознаванию дефектов. Проведена аттестация методики измерений внутренних дефектов зерна с применением рентгенодиагностической установки типа ПРДУ-02 (Свидетельство об аттестации методики (метода) измерения № 241.0283/RA.RU.311866/2017).

Компьютерная рентгеновская томография семян. Одним из наиболее современных и перспективных методов получения высокоразрешающих изображений, в том числе трехмерных, является рентгеновская компьютерная томография. Разработанный в Германии метод трехмерной визуализации семян (плодов) свеклы в поточном режиме [32] является в настоящее время наивысшим достижением в области рентгенографии семян.

Для решения аналогичных задач сотрудниками лаборатории рентгенотелевизионных систем СПбГЭТУ "ЛЭТИ" совместно с ЗАО "ЭЛТЕХ-Мед" разработано семейство отечественных микрофокусных рентгеновских компьютерных томографов – МРКТ [33, 34].

Одна из последних разработок – томограф МРКТ-04 (рис. 7).

Основу его конструкции составляет рентгенозащитная камера. Материал и толщина стенок камеры обеспечивают полную защиту от неиспользуемого рентгеновского излучения в соответствии с действующими нормативами. Внутри камеры расположены источник рентгеновского излучения моноблочного типа РАП-150М с микрофокусной рентгеновской трубкой БС16, приемник рентгеновского изображения на основе твердотельного плоскопанельного двухкоординатного детектора.



Рис. 7. Микрофокусный рентгеновский компьютерный томограф МРКТ-04

Fig. 7. Microfocus X-ray computed tomograph MRKT-04

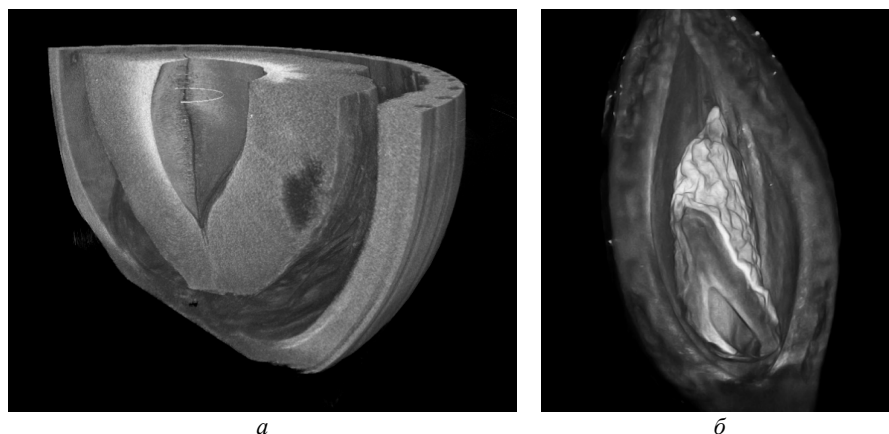


Рис. 8. Трехмерные рентгеновские изображения: а — фундука (лат. nux pontica); б — сливы (лат. prúnus)

Fig. 8. Three-dimensional X-ray images: а — hazelnuts (lat. nux rontisa); б — plums (lat. prúnus)

В отличие от установок семейства ПРДУ (кроме РМ-01) томографы дополнительно снабжены автоматизированным устройством для вращения и перемещения по оси пучка рентгеновского излучения объекта исследования.

Для управления работой основных узлов томографа, сбора и обработки проекционных данных, а также реконструкции трехмерного изображения объекта исследования используется оригинальное программное обеспечение.

Максимальное напряжение на рентгеновской трубке томографа – 150 кВ, максимальный ток трубки – 0.1 мА. Размеры входного окна детектора рентгеновского излучения равны 300 × 300 мм. Размер пикселя детектора рентгеновского излучения – 140 мкм. Минимальный размер вокселя получаемого изображения, в общем случае, составляет 5 мкм.

Габариты рентгенозащитной камеры (д × ш × в) равны 1100 × 670 × 550 мм, габариты

приборной камеры исследования (камеры для размещения образцов) позволяют исследовать объекты размером до 210 × 250 × 250 мм. Общая масса томографа не превышает 250 кг.

Примеры результатов исследований, выполненных на томографе МРКТ-04, представлены на рис. 8.

Заключение. Накопленный опыт создания и эксплуатации технических средств рентгенографии семян и растений позволяет утверждать, что в нашей стране создана и успешно развивается технология проведения таких исследований в семеноводстве и семеноведении.

Разработаны как высокоинформативные методики проведения рентгенографии семян и растений, так и самые современные технические средства для их реализации. В перспективе – полная автоматизация анализа рентгеновских изображений и создание соответствующей нормативной базы в виде ГОСТ "Семена сельскохозяйственных культур. Методы цифровой рентгенографии".

Список литературы

1. Simak M. New uses of X-ray method for the analysis of forest seed // Metsäntutkimuslaitos. 1970. № 27. Р. 1–11.
2. Simak M., Gustaffson A. X-rays photography and sensibility in forest tree species // Hereditas. 1953. Vol. 39, № 4. Р. 458–468. doi: 10.1111/j.1601-5223.1953.tb03430.x
3. Курбанов М. Р. Семена древесных пород. Методы рентгенографического анализа. М.: Госкомлес СССР, 1968. 22 с.
4. Курбанов М. Р. Рентгенография семян с увеличенным изображением // Бюллетень ГБС АН СССР. 1984. Вып. 133. С. 97–101.
5. Некрасов В. И., Смирнова Н. Г. Рентгенографическая оценка качества семян // Качество семян в связи с условиями их формирования при интродукции. Новосибирск: Наука. Сиб. отд-ние, 1971. С. 60–69.
6. Смирнова Н. Г. Рентгенографическое изучение семян лиственных древесных интродуцированных рас-

тений. М.: Наука. Сиб. отд-ние, 1976. 108 с.

7. Зайцев В. А., Редькина З. В., Грун Л. Б. Перспективы рентгенографии в диагностике качества семян // Селекция и семеноводство. 1981. № 7. С. 37–38.

8. Малевинский В. Е., Зайцев В. А., Редькина З. В. Влияние сроков хранения на энергию прорастания и всхожесть семян двухкосточника тростникового // Сб. науч. тр. ЛСХИ. 1984. С. 37.

9. Зайцев В. А., Редькина З. В. Возможности и перспективы применения метода рентгенографии семян сельскохозяйственных культур // Электронная промышленность. 1987. Сер. 4, вып. 2 (117). С. 117.

10. Редькина З. В., Зайцев В. А., Архипов М. В. Рентгенография с прямым рентгеновским увеличением на излучателе РЕИС-И для диагностики семян // Бот. сад АН Лат. ССР, экологические проблемы семеноведения ин-

тродуцентов: тез. докл. Рига, 1984. С. 105.

11. Иванов С. А., Щукин Г. А., Рентгеновские трубки технического назначения. Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1989. 200 с.

12. Портативный микрофокусный рентгеновский аппарат для диагностики семян и зерен / Л. Г. Андрущенко, М. В. Архипов, Л. Б. Грун, Ю. К. Иоффе, З. В. Редькина, Н. А. Федорак // Электронная промышленность. 1983. Вып. 11 (128). С. 31–34.

13. Печенова Т. В., Смирнова Н. Г., Холодова В. К. Использование рентгенографии при изучении качества семян // Сахарная свекла. 1985. № 10. С. 38–39.

14. Рентгенография для выявления внутренних повреждений и их влияние на урожайные качества семян / В. Н. Савин, М. В. Архипов, А. Л. Баденко, Ю. К. Иоффе, Л. Б. Грун // Вестн. с.-х. науки. 1981. № 10 (301). С. 99–104.

15. Савин В. Н., Кондрашова М. Д., Архипов М. В. Влияние различных типов повреждений семян ячменя на их посевные качества и урожайные свойства // Докл. РАСХН. 1995. № 3. С. 5–7.

16. Савин В. Н., Архипов М. В., Гусакова Л. П. Жизнеспособность овощных семян при внутренних повреждениях // Аграрная наука. 1997. № 2. С. 23–25.

17. Архипов М. В., Гусакова Л. П., Алферова Д. В. Рентгенография растений при решении задач семеноведения и семеноводства // Изв. С.-Петерб. гос. аграрного ун-та. 2011. № 22. С. 336–341.

18. Архипов М. В., Потрахов Н. Н. Микрофокусная рентгенография растений. СПб.: Технолит, 2008. 192 с.

19. Великанов Л. П. Рентгенографический анализ внутренней поврежденности семян пшеницы и ячменя // Агрофизические методы и приборы. Растения и среда их обитания. 1997. Т. 3. С. 234–254.

20. Agrophysical direction of further development and application of X-ray method / L. P. Velikanov, S. Grundas, M. V. Archipov, A. M. Demianichuk, L. P. Gusakova // Proc. of Intern. conf. on new trends in agrophysics, Lublin, Poland, 10–11 June 2008. P. 147–148.

21. Grundas S., Velikanov L., Arkhipov V. Importance of wheat grain orientation for the detection of internal mechanical damage by the X-ray method // Int. Agrophysics. 1999. № 13. P. 355–361.

22. Assessment of soft X-ray imaging for detection of fungal infection in wheat / D. S. Narvankar, C. B. Singh, D. S. Jayas, N. D. G. White // Biosystems engineering. 2009. Vol. 103, iss. 1. P. 49–56. doi: 10.1016/j.biosystemseng.2009.01.016

23. Bruggink H., Duijn B. X-ray based seed analysis // Seed Testing International. 2017. № 153. P. 45–50.

24. Radiographic analysis to test maize seeds for the presence of Sitophilus Zea mais (Coleoptera: Curculionidae) / F. França-Silva, M. L. M. de Carvalho, G. A. Carvalho, D. B. de Andrade, V. F. de Souza, E. R. Marques // Seed Science and Technology. 2019. Vol. 47, № 3. P. 249–260. doi: 10.15258/sst.2019.47.3.02

25. An assessment of mechanical and stink bug damage in soybean seed using X-ray analysis test / T. L. F. Pinto, S. M. Cicero, J. B. França-Neto, V. A. Forti // Seed Science and Technology. 2009. Vol. 37. P. 110–120. doi: 10.15258/sst.2009.37.1.13

26. Bino R. J., Aartse J. W., Van Der Burg W. J. Non destructive X-ray of Arabidopsis embryo mutants // Seed Science Research. 1993. Vol. 3, iss. 3. P. 167–170. doi: 10.1017/S0960258500001744

27. Dell'Aquila A. Pepper seed germination assessed by combined X-radiography and computer-aided imaging analysis // Biologia Plantarum. 2007. Vol. 51. P. 777–781. doi: 10.1007/s10535-007-0159-9

28. Gagliardi B., Marcos-Filho J. Relationship between germination and bell pepper seed structure assessed by the X-ray test // Scientia Agricola. 2011. Vol. 68, № 4. P. 411–416. doi: 10.1590/S0103-90162011000400004

29. Мусаев Ф. Б., Потрахов Н. Н., Архипов М. В. Рентгенография семян овощных культур. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2016. 207 с.

30. Porsch F. Automated seed testing by 3D X-ray computed tomography // Seed Science and Technology. 2020. Vol. 48, № 1. P. 73–81. doi: 10.15258/sst.2020.48.1.10

31. Рентгеновская томография / Н. Н. Потрахов, А. В. Ободовский, В. Б. Бессонов, Е. Н. Потрахов, К. К. Гук // Фотоника. 2019. Т. 13, № 7. С. 688–693. doi: 10.22184/1992-7296.FRos.2019.13.7.688.692

32. Бессонов В. Б., Ларионов И. А., Ободовский А. В. Особенности разработки программно-аппаратных комплексов для микрофокусной рентгеновской компьютерной томографии // Физические основы приборостроения. 2019. Т. 8, № 4 (34). С. 23–33. doi: 10.25210/jfop-1904-023033

33. Потрахов Н. Н., Белецкий С. Л., Архипов М. В. Аппаратно-программный комплекс для контроля качества зерна на основе передвижной рентгенодиагностической установки ПРДУ-02 // Таврический вестн. аграрной науки. 2018. № 4 (16). С. 152–159. doi: 10.25637/TVAN2018.04.14

34. Musaev F. B., Beletskyi S. L., Potrakhov N. N. A brief atlas of radiographic signs of vegetable seeds. Moscow: DeLi plus, 2018. 52 p.

Информация об авторах

Мусаев Фархад Багадыр оглы – доктор сельскохозяйственных наук (2019), ведущий научный сотрудник ФГБНУ "Федеральный научный центр овощеводства". Автор более 120 научных работ. Сфера научных интересов – семеноведение овощных культур, рентгенография и цифровая морфометрия семян.

Адрес: ФГБНУ ФНЦО, ул. Селекционная, д. 14, пос. ВНИИССОК, Одинцовский район, Московская область, 143072, Россия

E-mail: musayev@bk.ru

<https://orcid.org/000-0001-9323-7741>

Белецкий Сергей Леонидович – кандидат технических наук (2004), доцент (2008), ученый секретарь ФГБУ Научно-исследовательский институт проблем хранения Росрезерва. Автор более 300 научных работ. Сфера научных интересов – новые методы испытаний пищевой продукции и сырья, технологии длительного хранения пищевой продукции и сырья.

Адрес: ФГБУ Научно-исследовательский институт проблем хранения Росрезерва, ул. Волочаевская, д. 40/1, Москва, 111033, Россия.

E-mail: grain-miller@yandex.ru

References

1. Simak M. New Uses of X-Ray Method for the Analysis of Forest Seed. *Metsäntutkimuslaitos*. 1970, no. 27, pp. 1–11.
2. Simak M., Gustaffson A. X-Rays Photography and Sensibility in Forest Tree Species. *Hereditas*. 1953, vol. 39, no. 4, pp. 458–468. doi: 10.1111/j.1601-5223.1953.tb03430.x
3. Kurbanov M. R. *Semena drevesnykh porod. Metody rentgenograficheskogo analiza* [Seeds of Wood Species. X-ray analysis methods.] Moscow, Goskomles USSR, 1968, 22 p. (In Russ.)
4. Kurbanov M. R. *Rentgenografiya semyan s uvelichenym izobrazheniem* [Radiography of Seeds with an Enlarged Image]. Bulletin of the GBS of the USSR Academy of Sciences. Moscow, *Nauka*, 1984, vol. 133, pp. 97–101. (In Russ.)
5. Nekrasov V. I., Smirnova N. G. *Rentgenograficheskaya otsenka kachestva semyan* [Radiographic Assessment of the Quality of Seeds]. From: *Kachestvo semyan v svyazi s usloviyami ikh formirovaniya pri introduktsii* [The Quality of Seeds In Connection With the Conditions of Their Formation during the Introduction]. Novosibirsk, *Nauka*, 1971, pp. 60–69. (In Russ.)
6. Smirnova N. G. *Rentgenograficheskoe izuchenie semyan listvennykh drevesnykh introdutsirovannykh rastenii* [X-Ray Study of Seeds of Deciduous Woody Introduced Plants]. Moscow, *Nauka*, 1976, 108 p. (In Russ.)
7. Zaitsev V. A., Redkina Z. V., Grun L. B. Prospects for Radiography in the Diagnosis of Seed Quality. Selection and Seed Production. 1981, no. 7, pp. 37–38. (In Russ.)
8. Malevinsky V. E., Zaitsev V. A., Redkina Z. V. *Vliyanie srokov khraneniya na energiyu prorastaniya im vskhozhest' semyan dvukistochnika trostnikovogo* [The Influence of Storage Time on the Germination Energy of the Germination of Seeds of Two-Source Reed]. *Sbornik nauchnykh trudov LSKhI* [Collection of scientific works of the Leningrad Agricultural Institute]. 1984, p. 37. (In Russ.)
9. Zaitsev V. A., Redkina Z. V. Possibilities and Prospects of Application of the Method of X-Ray Analysis of Agricultural Seeds. *Electronic industry*. 1987, ser. 4, iss. 2, p. 117. (In Russ.)
10. Redkina Z. V., Zaitsev V. A., Arkhipov M. V. Radiography with Direct X-Ray Magnification on the REIS-I Emitter for the Diagnosis of Completion, Injury and Infection of Seeds. Bot. garden AN Lat. SSR, ecological problems of seed research of introduced species: Abstracts. Riga, 1984, p. 105. (In Russ.)
11. Ivanov S. A., Shchukin G. A. *Rentgenovskie trubki tekhnicheskogo naznacheniya* [X-Ray Tubes for Technical Purposes]. Leningrad, *Energoatomizdat*, 1989, 200 p. (In Russ.)
12. Andrushchenko L. G., Arkhipov M. V., Grun L. B., Ioffe Yu. K., Redkina Z. V., Fedorak N. A. Portable Micro-focus X-Ray Apparatus for Diagnostics of Seeds and Grains. *Electronic Industry*. 1983, vol. 11 (128), pp. 31–34. (In Russ.)
13. Pechenova T. V., Smirnova N. G., Kholodova V. K. The Use of Radiography in the Study of Seed Quality. *Sugar Beet*. 1985, no. 10, pp. 38–39. (In Russ.)
14. Savin V. N., Arkhipov M. V., Badenko A. L., Badenko A. L., Ioffe Yu. K. Radiography to Identify Internal Injuries and their Influence on the Yielding Qualities of Seeds. *Vestn. s.-kh. Nauk*. 1981, no. 10 (301), pp. 99–104. (In Russ.)
15. Savin V. N., Kondrashova M. D., Arkhipov M. V. Influence of Various Types of Damage to Barley Seeds on Their Sowing Qualities and Yielding Properties. Reports of the Russian Academy of Agricultural Sciences. 1995, no. 3, pp. 5–7. (In Russ.)
16. Savin V. N., Arkhipov M. V., Gusakova L. P. Viability of Vegetable Seeds in Case of Internal Damage. *Agrarian Science*. 1997, no. 2, pp. 23–25. (In Russ.)
17. Arkhipov M. V., Gusakova L. P., Alferova D. V. Radiography of Plants in Solving Problems of Seed Science and Seed Production. *Izvestiya Sankt-Peterburgskogo gosudarstvennogo agrarnogo universiteta*. 2011, no. 22, pp. 336–341. (In Russ.)
18. Arkhipov M. V., Potrakhov N. N. *Mikrofokusnaya rentgenografiya rastenii* [Microfocus Radiography of Plants]. SPb, *Tekhnolit*, 2008, 192 p. (In Russ.)
19. Velikanov L. P. X-ray Analysis of Internal Damage to Wheat and Barley Seeds. Agrophysical methods and devices. Plants and Their Habitat. 1997, vol. 3, pp. 234–254. (In Russ.)
20. Velikanov L. P., Grundas S., Arkhipov M. V., Demianichuk A. M., Gusakova L. P. Agrophysical Direction of Further Development and Application of X-Ray Method. Proc. of Intern. Conf. on New Trends in Agrophysics. Lublin, Poland, 10–11 June 2008, pp. 147–148.
21. Grundas S., Velikanov L., Arkhipov V. Importance of Wheat Grain Orientation for the Detection of Internal Mechanical Damage by the X-Ray Method. *Int. Agrophysics*. 1999, no. 13, pp. 355–361.
22. Narvankar D. S., Singh C. B., Jayas D. S., White N. D. G. Assessment of Soft X-Ray Imaging for Detection of Fungal Infection in Wheat. *Biosystems Engineering*. 2009, vol. 103, iss. 1, pp. 49–56. doi: 10.1016/j.biosystemseng.2009.01.016

23. Bruggink H., Duijn B. X-Ray Based Seed Analysis. Seed Testing International. 2017, no. 153, pp. 45–50.
24. França-Silva F., de Carvalho M. L. M., Carvalho G. A., de Andrade D. B., de Souza V. F., Marques E. R. Radiographic Analysis to Test Maize Seeds for the Presence of *Sitophilus Zea Mais* (Coleoptera: Curculionidae). Seed Science and Technology. 2019, vol. 47, no. 3, pp. 249–260. doi: 10.15258/sst.2019.47.3.02
25. Pinto T. L. F., Cicero S. M., França-Neto J. B., Forti V. A. An Assessment of Mechanical and Stink Bug Damage in Soybean Seed Using X-Ray Analysis Test. Seed Science and Technology. 2009, vol. 37, pp. 110–120. doi: 10.15258/sst.2009.37.1.13
26. Bino R. J., Aartse J. W., Van Der Burg W. J. Non destructive X-Ray of Arabidopsis Embryo Mutants // Seed Science Research. 1993, vol. 3, iss. 3, pp. 167–170. doi: 10.1017/S0960258500001744
27. Dell'Aquila A. Pepper Seed Germination Assessed by Combined X-Radiography and Computer-Aided Imaging Analysis. Biologia Plantarum. 2007, vol. 51, pp. 777–781. doi: 10.1007/s10535-007-0159-9
28. Gagliardi B., Marcos-Filho J. Relationship between Germination and Bell Pepper Seed Structure Assessed by the X-Ray Test. Scientia Agricola. 2011, vol. 68, no. 4, pp. 411–416. doi: 10.1590/S0103-90162011000400004
29. Musaev F. B., Potrakhov N. N., Arkhipov M. V. *Rentgenografiya semyan ovoshchnykh kul'tur* [X-Ray of Vegetable Seeds]. SPb, Izd-vo SPbGETU LETI, 2016, 207 p. (In Russ.)
30. Porsch F. Automated Seed Testing by 3D X-Ray Computed Tomography. Seed Science and Technology. 2020, vol. 48, no. 1, pp. 73–81. doi: 10.15258/sst.2020.48.1.10
31. Potrakhov N. N., Obodovsky A. V., Bessonov V. B., Potrakhov E. N., Guk K. K. X-Ray Tomography. Photonics Russia. 2019, vol. 13, no. 7, pp. 688–693. (In Russ.) doi: 10.22184/1992-7296.FRos.2019.13.7.688.692
32. Bessonov V. B., Larionov I. A., Obodovsky A. V. Features of the Development of Software and Hardware Systems for MicroCT. Physical Bases of Instrumentation. 2019, vol. 8, no. 4(34), pp. 23–33. (In Russ.) doi: 10.25210/jfop-1904-023033
33. Potrakhov N. N., Beletskiy S. L., Arkhipov M. V. Hardware and Software Complex for Grain Quality Control Based on the Mobile X-Ray Diagnostic Unit PRDU-02. *Tavrcheskii vestnik agrarnoi nauki*. 2018, no. 4 (16), pp. 152–159. (In Russ.) doi: 10.25637/TVAN2018.04.14
34. Musaev F. B., Beletskiy S. L., Potrakhov N. N. A Brief Atlas of Radiographic Signs of Vegetable Seeds. Moscow, DeLi plus, 2018, 52 p.

Information about the authors

Farhad B. O. Musaev, Dr Sci (Agricultural) (2019), Leading Researcher of Federal State Budgetary Scientific Institution Federal Scientific Vegetable Center (FSBSI FSVC). The author of 120 scientific publications. Area of expertise: seed science of vegetable crops, radiography and digital morphometry of seeds
Address: Federal State Budgetary Scientific Institution Federal Scientific Vegetable Center, 14 Seleksionnaya St., VNISSOK 143072, Russia
E-mail: musayev@bk.ru
<https://orcid.org/000-0001-9323-7741>

Sergey L. Beletskiy, Cand. Sci. (Eng.) (2004), assistant professor (2008), Scientific Secretary of Federal State Government Financed Institution Scientific Research Institute of Storage Problems Federal Agency of State Reserves (FGFI SRISP Rosreserv). The author of 300 scientific publications. Area of expertise: new methods of testing food products and raw materials, technologies for long-term storage of food products and raw materials.
Адрес: FGFI Scientific Research Institute of Storage Problems Federal Agency of State Reserves, 40/1 Voloch-aevskaia St., Moscow 111033, Russia
E-mail: grain-miller@yandex.ru

Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов

УДК 621.396

Оригинальная статья

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2021-24-6-16-26>

Экспериментальное исследование системы передачи на основе FBMC/OQAM

Р. Р. Абенов[✉], Е. В. Рогожников, Я. В. Крюков, Д. А. Покаместов, П. А. Абенова

Томский государственный университет
систем управления и радиоэлектроники, Томск, Россия

✉ abenov.rr@gmail.com

Аннотация

Введение. Данная работа посвящена исследованию системы передачи на основе мультиплексирования FBMC/OQAM. Актуальность исследования связана с высокой спектральной эффективностью данной системы, благодаря которой она рассматривается как альтернативный метод передачи в будущих стандартах беспроводной мобильной связи. Однако недостатком системы является высокая сложность обработки сигналов. Среди отечественных и зарубежных публикаций встречается множество работ с теоретическим исследованием системы FBMC/OQAM. В данной статье представлены результаты экспериментального исследования системы передачи на ее основе.

Цель работы. Верификация модели системы передачи данных на основе FBMC/OQAM в беспроводном канале связи.

Материалы и методы. В работе используется метод имитационного компьютерного моделирования в среде Matlab и экспериментальное исследование с использованием сертифицированного измерительного оборудования Keysight и Rohde & Schwarz.

Результаты. Была разработана модель формирования и обработки сигнала, а также предложена структура кадра. Покадровая обработка выполнялась с учетом временной и частотной синхронизации, поскольку исследование проводилось в беспроводном канале с частотно-временным рассеянием. Временная синхронизация обеспечивалась корреляционным методом во временной области. Для компенсации рассогласования опорных генераторов применялась оценка с помощью преамбулы, состоящей из двух символов. В работе использовалась оценка канала методом Zero Forcing, а также эквалайзер с линейным интерполятором. Для корректной оценки канала в FBMC/OQAM использовались пилотные символы, распределенные по всей частотно-временной сетке, а также метод с дополнительным пилотом для компенсации межканальной интерференции. В результате работы получены зависимости коэффициента битовых ошибок от отношения энергии, приходящейся на бит информации, к энергии шума в различных каналах. Достигнут коэффициент ошибок 10^{-4} при отношениях энергии, приходящейся на бит информации, к мощности шума, равных 13.4 дБ в первом канале, 15.3 дБ во втором и 20.9 дБ в третьем.

Заключение. Система передачи на основе FBMC/OQAM с линейным эквалайзером может работать без циклического префикса в беспроводном канале связи с многолучевостью, обеспечивая сравнимую с OFDM-CP помехоустойчивость. Для получения большей спектральной эффективности необходимо использовать длинные кадры, поскольку в начале и конце кадра FBMC/OQAM имеется переходная зона.

Ключевые слова: FBMC/OQAM, оценка канала, дополнительный пилот, вероятность битовой ошибки, эксперимент

Для цитирования: Экспериментальное исследование системы передачи на основе FBMC/OQAM / Р. Р. Абенов, Е. В. Рогожников, Я. В. Крюков, Д. А. Покаместов, П. А. Абенова // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2021. Т. 24, № 6. С. 16–26. doi: 10.32603/1993-8985-2021-24-6-16-26

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 12.09.2021; принята к публикации после рецензирования 26.10.2021; опубликована онлайн 29.12.2021



Experimental Study of a Transmission System Based on FBMC/OQAM

Renat R. Abenov✉, Evgeny V. Rogozhnikov, Yakov V. Kryukov,
Dmitriy A. Pokamestov, Perizat A. Abenova

Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, Tomsk, Russia

✉ abenov.rr@gmail.com

Abstract

Introduction. This paper investigates a transmission system based on FBMC/OQAM multiplexing. This system is characterized by a high spectral efficiency, thereby attracting interest as an alternative transmission method in future wireless mobile communication standards. However, a disadvantage of the system is the high complexity of signal processing. There are numerous publications that study the FBMC/OQAM system from a theoretical perspective. This paper presents an experimental study of a transmission system based on FBMC/OQAM.

Aim. Verification of a transmission system based on FBMC/OQAM multiplexing in a wireless channel.

Materials and methods. Computer simulation modeling in Matlab and experimental research using Keysight and Rohde & Schwarz certified measuring instruments.

Results. A model of synthesis and signal processing was developed, and a frame structure was proposed. The processing included synchronization, since the study was carried out in a wireless double-dispersive channel. Time synchronization was provided by the method of time-domain correlation. A preamble consisting of two symbols was used for CFO compensation. Channel estimation in FBMC/OQAM was conducted by pilot symbols spread over the time-frequency domain, a method with an auxiliary pilot to compensate for intrinsic interference, as well as Zero Forcing and a linear interpolator. As a result, dependences of the bit error rate on the E_b/N_0 in various channels were obtained. An error rate of 10^{-4} was achieved under the E_b/N_0 equal to 13.4 dB, 15.3 dB and 20.9 dB in the first, second and third channel, respectively.

Conclusion. A FBMC/OQAM-based transmission system with a linear equalizer can operate without a cyclic prefix in a multipath wireless channel, providing comparable noise immunity to OFDM-CP. Long frames should be used to obtain greater spectral efficiency, due to the presence of a transition zone at the beginning and end of the FBMC/OQAM frame.

Keywords: FBMC-OQAM, channel estimation, auxiliary pilot, bit error rate, experiment

For citation: Abenov R. R., Rogozhnikov E. V., Kryukov Ya. V., Pokamestov D. A., Abenova P. A. Experimental Study of a Transmission System Based on FBMC/OQAM. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2021, vol. 24, no. 6, pp. 16–26. doi: 10.32603/1993-8985-2021-24-6-16-26

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

Submitted 12.09.2021; accepted 26.10.2021; published online 29.12.2021

Введение. Метод передачи FBMC/OQAM (Filter Bank Multicarrier/Offset Quadrature Amplitude Modulation, частотное мультиплексирование с использованием банка фильтров/квадратурная амплитудная модуляция со смещением), который также назывался OFDM/OQAM (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing/Offset Quadrature Amplitude Modulation, ортогональное частотное мультиплексирование/квадратурная амплитудная модуляция со смещением), относится к фильтровым методам мультиплексирования и является альтернативой физического уровня беспроводных широкополосных систем связи [1–6]. Иссле-

дование данной системы направлено на увеличение спектральной эффективности современных беспроводных широкополосных систем связи, поскольку низкое внеполосное излучение вместе с отсутствием циклического префикса могут значительно ее повысить.

В данной статье рассматривается схема формирования и обработки, предложенная в [7]. На практике помимо частотной селективности канала и наличия аддитивного белого гауссовского шума на качество передачи влияет множество факторов, в числе которых наибольшее влияние имеют нестабильность опорных генераторов передатчика и

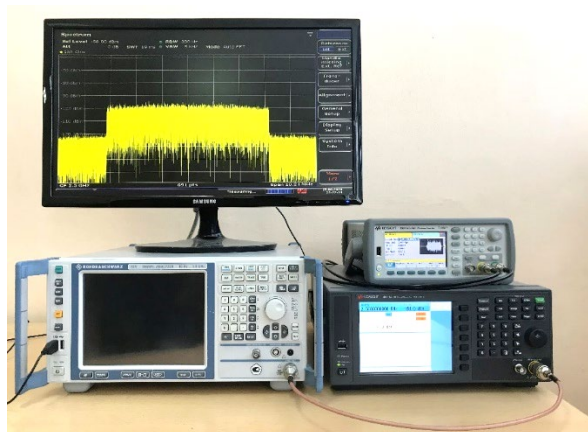


Рис. 1. Экспериментальный стенд

Fig. 1. Experimental stand

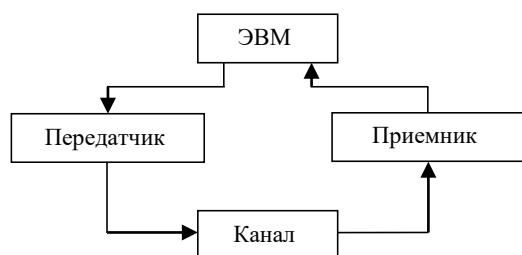


Рис. 2. Структурная схема экспериментального стенда

Fig. 2. Block diagram of the experimental stand

приемника, тепловой и фазовый шум, а также эффекты квантования и джиттер. Совокупное влияние данных факторов на качество фильтрации и передачу в целом невозможно предсказать в процессе моделирования, поэтому требуется проведение экспериментального исследования.

Целью экспериментального исследования является подтверждение работоспособности схемы формирования и обработки, предложенной в [7]. Для проведения эксперимента был использован стенд (рис. 1). Структурная схема экспериментального стенда представлена на рис. 2.

В качестве приемника использовался анализатор спектра Rohde & Schwarz FSV3. Для генерации сигнала использовался генератор сигналов произвольной формы Keysight 33600A, для переноса сигнала на несущую – генератор Keysight N9310A.

Для синхронизации работы генераторов использовался один опорный сигнал частотой 10 МГц, источником которого являлся генератор Keysight 33600A. Такое подключение позволило добиться стабильной работы передатчика и генерации модулированного сигнала на несущей частоте 2.48 ГГц. В качестве антенн использовались TL-ANT2408CL.

Временная и частотная синхронизация. Системы FBMC/OQAM, как и OFDM, очень чувствительны к качеству синхронизации. Для обеспечения качественного приема сигнала в системах OFDM предусмотрен двухэтапный механизм синхронизации, работающий как во временной, так и в частотной областях. Поскольку аппаратная синхронизация передатчика и приемника в процессе проведения эксперимента отсутствовала, для синхронизации приема и обработки сигнала использовалась преамбула, генерируемая перед каждым кадром. Для обеспечения детектирования сигнала среди шумов преамбула должна иметь высокий пик-фактор автокорреляционной функции.

При разработке преамбулы для FBMC/OQAM и OFDM используются разные подходы. В случае FBMC/OQAM необходимо учитывать накладываемые модуляцией OQAM ограничения. Самым простым в реализации решением является преамбула, формируемая по принципу метода приближения помех (Interference Approximation Method [8–10]). Суть данного метода заключается в периодическом повторении двух одинаковых символов с положительным и отрицательным знаком. При этом каждая ячейка частотно-временного ресурса подвергается влиянию символов, соответствующих соседним поднесущим, поэтому суммарная интерференция синфазной или квадратурной составляющей при таком расположении обращается в ноль. Данная преамбула может быть применена для частотной синхронизации, однако ее автокорреляционная функция не позволяет проводить синхронизацию по времени. Поэтому в преамбуле были использованы только нечетные подканалы, содержащие псевдослучайную последовательность.

Временная синхронизация. В системах FBMC, как и во многих других цифровых системах связи, можно использовать временную синхронизацию

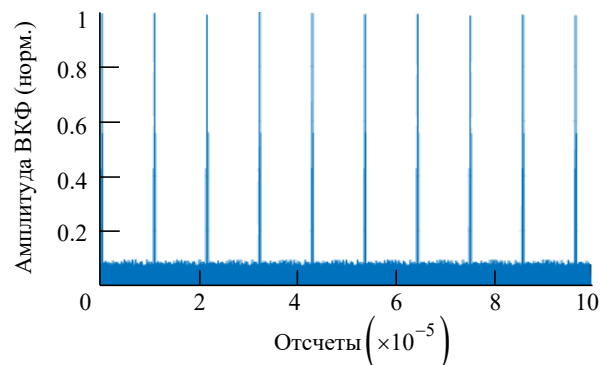


Рис. 3. ВКФ преамбулы и принимаемого сигнала OFDM

Fig. 3. Cross-correlation function of the preamble and the received OFDM signal

цию корреляционным методом.

Преамбула, состоящая из двух одинаковых символов, служит триггером для начала обработки кадра. Для этого она содержит псевдослучайную последовательность. На рис. 3 представлен модуль нормированной взаимно-корреляционной функции (ВКФ) принимаемого сигнала и преамбулы.

Частотная синхронизация. Разница в частоте опорных генераторов передатчика и приемника приводит к повороту сигнального созвездия в течение одного символа (рис. 4). Для компенсации данного эффекта применяется алгоритм, аналогичный описанному для OFDM в [11]. ВКФ между двумя символами в преамбуле SS_{rx}^1 и SS_{rx}^2 :

$$R_s = x \cos \left[SS_{rx}^1, SS_{rx}^2 \right].$$

За один период символа OFDM фаза изменяется на угол:

$$\Delta\Phi = \arctg \left(\frac{\operatorname{Im} \left[\max (R_s) \right]}{\operatorname{Re} \left[\max (R_s) \right]} \right).$$

Таким образом, один отсчет символа OFDM имеет следующий набег фазы:

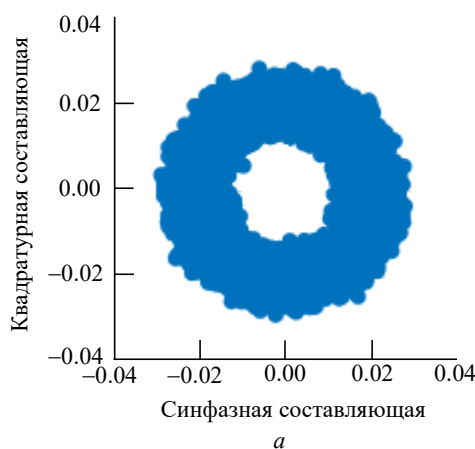
$$\Delta\Phi = \frac{\Delta\Phi}{N_{NFFT} + N_{CP}},$$

где N_{NFFT} и N_{CP} – длина символа OFDM и циклического префикса в отсчетах.

Компенсация смещения частоты опорных генераторов осуществляется следующим образом:

$$S_q(n) = S_{rx}(n) e^{in\Delta\Phi},$$

где S_q – сигнал после компенсации; S_{rx} – сигнал до компенсации; n – индекс отсчета сигнала.



В случае FBMC оценка смещения частоты во временной области не может быть применена, поскольку символы SS_{rx}^1 и SS_{rx}^2 перекрываются по времени. Поэтому расчет коэффициента R_s выполняется в частотной области после фильтрации и преобразования Фурье:

$$R_s = \frac{1}{N_{NFFT}} \sum_{m=1}^M \frac{rs_{rx}^2(m)}{rs_{rx}^1(m)},$$

где M – количество подканалов в преамбуле; m – индексы подканалов; rs_{rx}^1 и rs_{rx}^2 – первый и второй символы принятой преамбулы.

Формирование кадров FBMC/OQAM. Кадр FBMC/OQAM, разработанный для эксперимента, представлен на рис. 5, 6. Он состоит из двух символов преамбулы, пятнадцати слотов по 12 символов в каждом, а также двух символов после. Количество отсчетов в кадре составляет

$$N = (2N_{SS} + N_{SL} 12 + 2) \frac{N_{OFDM}}{2} + (2K - 1) \frac{N_{OFDM}}{2} = 98816,$$

где N_{SS} – длина преамбулы; N_{SL} – количество слотов; N_{OFDM} – длина исходного символа OFDM.

Рядом с каждым пилотным символом расположен так называемый дополнительный пилот (Auxiliary Pilot), необходимый для защиты от межканальной интерференции [12, 13].

При таких параметрах сигнала выигрыш в спектральной эффективности FBMC/OQAM (рис. 7) относительно системы LTE составляет $\frac{66.7 + 4.76}{66.7} \approx 1.07$ для короткого префикса,

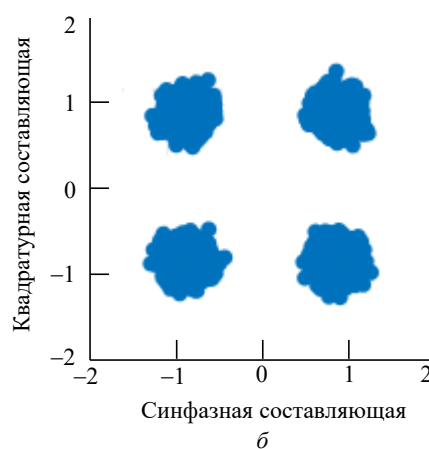


Рис. 4. Созвездие сигнала после прохождения через канал распространения радиоволн: а – без компенсации смещения частоты несущей; б – после компенсации смещения частоты несущей и эквалайзирования

Fig. 4. Constellation of the signal after passing through the radio propagation channel: а – without compensation of the carrier frequency offset; б – after compensation of the carrier frequency offset and equalization

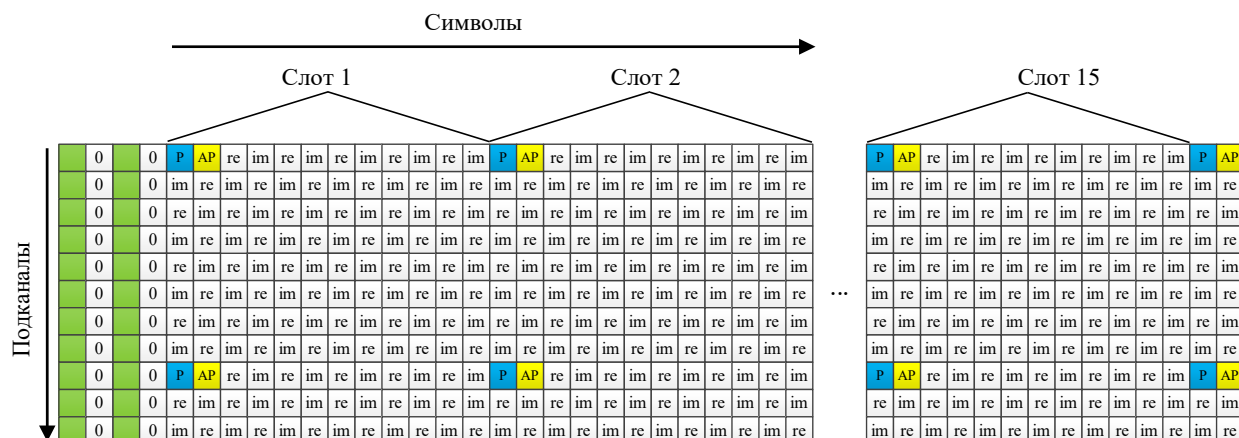


Рис. 5. Структура кадра FBMC/OQAM. Зеленая ячейка – символ преамбулы, 0 – защитный интервал между преамбулой и кадром, re/im – символ с данными, синяя/желтая – пилотный символ и дополнительный пилот

Fig. 5. FBMC/OQAM frame structure. Green cell – preamble symbol, 0 – guard interval between the preamble and the frame, re/im – data symbol, blue/yellow – pilot symbol and auxiliary pilot

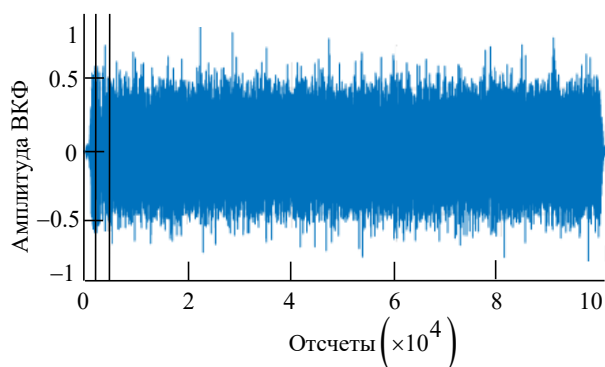


Рис. 6. Кадр FBMC/OQAM. Линиями выделена область перекрытия преамбулы и информационных символов

Fig. 6. FBMC/OQAM frame. The lines highlight the overlap area of the preamble and information symbols

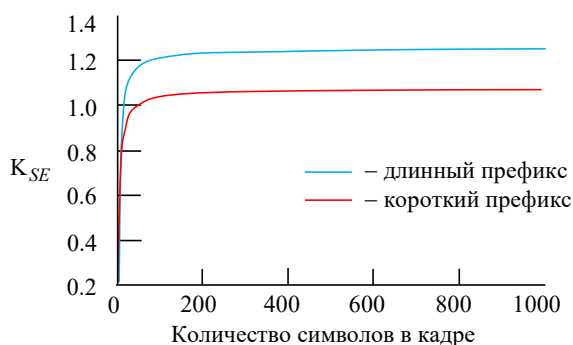


Рис. 7. Выигрыш в спектральной эффективности относительно системы LTE

Fig. 7. Spectral efficiency gain relative to LTE system

$$\frac{66.7 + 16.67}{66.7} \approx 1.25 \text{ – для длинного префикса.}$$

Параметры передаваемого сигнала. Сигнальные отсчеты FBMC/OQAM загружались в генератор Keysight 33600A по интерфейсу USB. Параметры формируемых сигналов FBMC/OQAM сведены в таблицу.

Оценка канала в кадре. В процессе проведения экспериментального исследования для оценки канала использовались встраиваемые пилотные символы [14], расположенные в первом символе каждого слота. Для оценки канала был использован метод Zero Forcing [15, 16], а также линейная интерполяция [17, 18]. Оценка канала проводилась в три этапа.

1. Оценка канала в пилотных ячейках методом Zero Forcing. На данном этапе создается нулевой вектор канальных коэффициентов для пилотных символов каждого слота (рис. 8). После этого вычисляется канальный коэффициент в ячейках, которые содержат пилотный символ ($H_{1.1}, H_{1.9}, \dots$).

2. Линейная интерполяция канальных коэффициентов в пилотных символах каждого слота ($H_{1.2} \dots H_{1.8}, H_{1.10} \dots H_{1.17}$ и т. д.).

Параметры сигналов
Signal parameters

Параметр	Значение
Количество точек преобразования Фурье	1024
Полоса сигнала, МГц	10.24
Тип манипуляции	OQAM-4
Циклический префикс	–
Коэффициент перекрытия	4
Длительность символа, отсчетов	4096
Шаг расположения пилотов по частоте (поднесущие)	8
Шаг расположения пилотов по времени (символы)	12
Количество информационных поднесущих (общее), из них пилотных поднесущих	641, пилотных 81
Количество бит в кадре	120750
Длительность кадра, мс	9.7

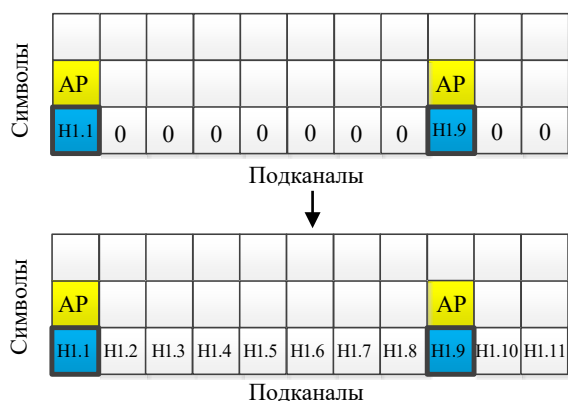


Рис. 8. Оценка канальных коэффициентов методом Zero Forcing и интерполяция по пилотным ячейкам

Fig. 8. Estimation of channel coefficients by the Zero Forcing method and interpolation by pilot cells

3. Линейная интерполяция канальных коэффициентов в каждой ячейке частотно-временной сетки (рис. 9). Полученная в результате вычислений канальная матрица подается на эквалайзер и применяется ко всему кадру.

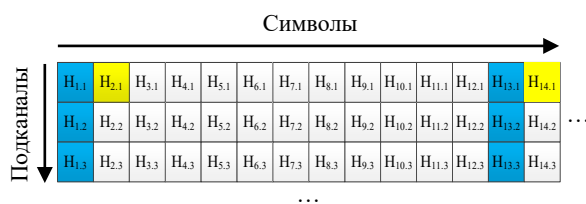


Рис. 9. Расчет канальной матрицы на основе интерполяции по пилотным символам в кадре

Fig. 9. Calculation of the channel matrix based on interpolation by the pilot symbol in the frame

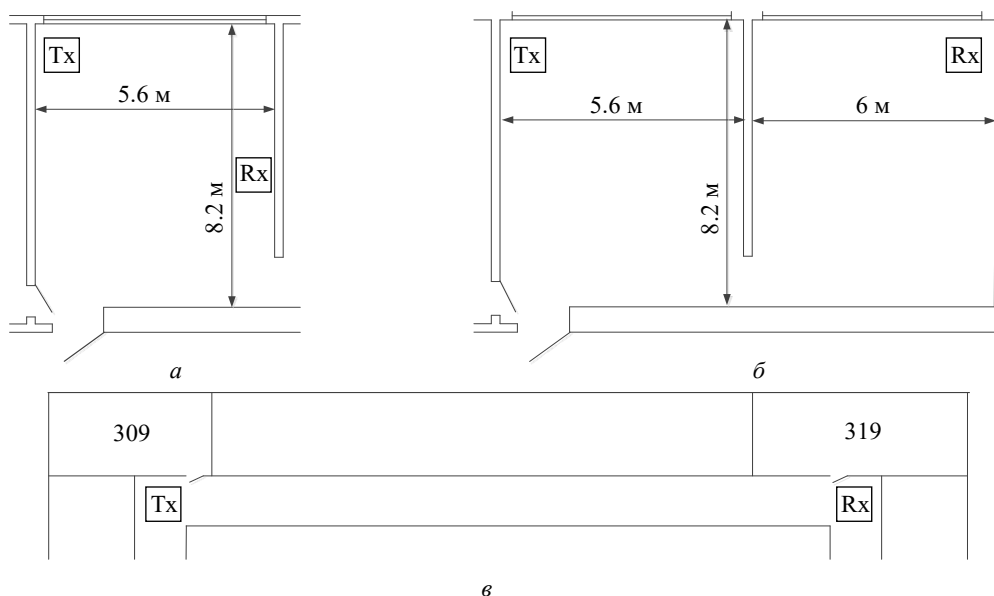


Рис. 10. Трасса канала: а – канал № 1; б – канал № 2; в – канал № 3. Tx – передатчик, Rx – приемник

Fig. 10. The route of the channel: а – channel № 1; б – channel № 2; в – channel № 3. Tx – transmitter, Rx – receiver

Передача данных в беспроводном канале.

Эксперимент проводился в стенах радиотехнического корпуса Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. Измерения были проведены в трех различных сценариях: передача в пределах одной аудитории (канал № 1), передача в соседнюю аудиторию при отсутствии прямой видимости (канал № 2), передача в коридоре корпуса (канал № 3, расстояние между передатчиком и приемником ≈ 30 м). Трасса перечисленных радиоканалов представлена на рис. 10, модули канальной матрицы – на рис. 11.

Для получения зависимостей коэффициента битовых ошибок от отношения сигнал/шум на передатчике изменялся уровень выходной мощности с шагом 1 дБм. Для каждого сценария уровень выбирался таким образом, чтобы обеспечить коэффициент ошибок после приема и обработки сигнала в диапазоне $0.5 \dots 10^{-5}$.

Обработка результатов. Данные, полученные с анализатора спектра, сохранялись в памяти компьютера в виде файлов I и Q. Затем эти файлы были загружены в среду Matlab, где выполнялась покадровая обработка данных. Последовательность обработки выглядит следующим образом:

1. Обнаружение начала кадра с помощью корреляционной обработки по преамбуле и выделение одного кадра из потока.

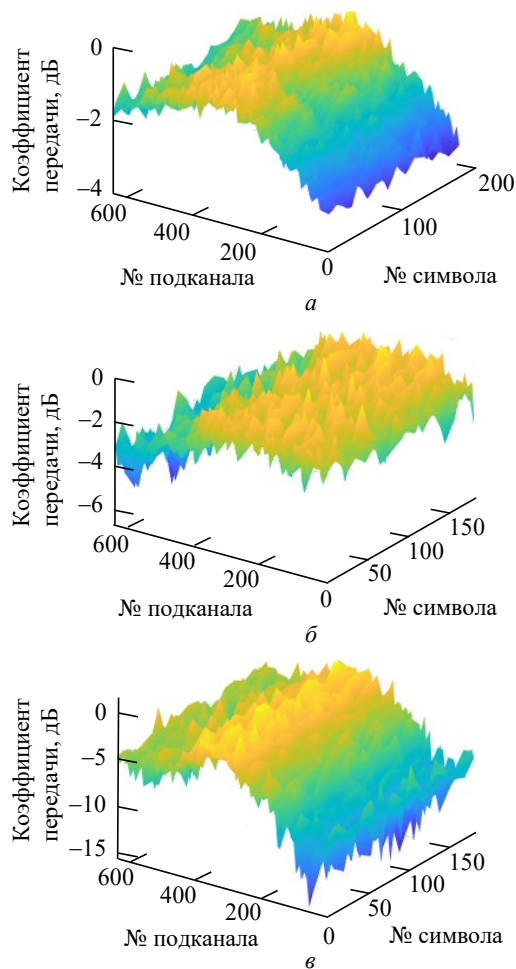


Рис. 11. Модуль канальной матрицы: a – канал № 1; b – канал № 2; c – канал № 3

Fig. 11. Modulus of the channel matrix: a – channel № 1; b – channel № 2; c – channel № 3

2. Оценка рассогласования опорных генераторов передатчика и приемника.
3. Компенсация рассогласования опорных генераторов передатчика и приемника в кадре.
4. Выделение информационных символов в кадре.
5. Фильтрация.
6. Быстрое преобразование Фурье.
7. Оценка канала.
8. Эквалайзирование.
9. Демодуляция OQAM.
10. Декодирование синфазной и квадратурной составляющих.

11. Оценка коэффициента битовых ошибок.

На рис. 12 показана нормированная оценка канала для каждого сценария.

Для построения зависимости коэффициента ошибок от отношения энергии бита/шум сначала

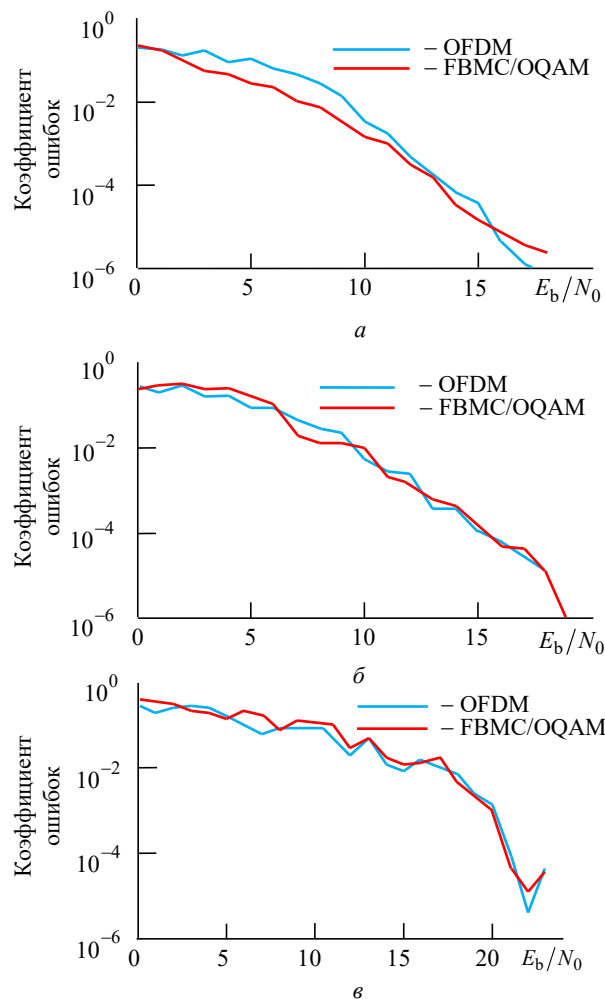


Рис. 12. Зависимость коэффициента ошибок от отношения энергии, приходящейся на бит информации, к мощности шума: a – канал № 1; b – канал № 2; c – канал № 3

Fig. 12. Bit error rate against E_b/N_0 : a – channel № 1; b – channel № 2; c – channel № 3

было рассчитано отношение сигнал/шум в следующем виде:

$$\text{SNR} = \frac{\sum_{n=1}^N x_n^2}{N} \bigg/ \frac{\sum_{n=1}^N (x_n - y_n)^2}{N} = \frac{\sum_{n=1}^N x_n^2}{\sum_{n=1}^N (x_n - y_n)^2},$$

где SNR – отношение сигнал/шум; N – общее число символов; x_n и y_n – переданные и эквалайзированные символы. Отношение энергии бита, приходящейся на один бит информации в символе, к мощности шума равно:

$$E_b/N_0 = \text{SNR} - 10 \lg[\log_2 M] + \\ + 10 \lg_{10}(NFFT/N_{\text{sym}}),$$

где M – индекс модуляции (количество точек в созвездии); $NFFT$ – размерность преобразования Фурье; N_{sym} – количество информационных поднесущих.

Полученные в результате эксперимента зависимости коэффициента ошибок от отношения энергия бита/шум показаны на рис. 12. На графиках также представлены результаты экспериментального исследования системы OFDM-CP с аналогичными параметрами (полоса, индекс модуляции, количество информационных поднесущих, шаг расположения пилотов и тип интерполяции). Разница в энергоэффективности обусловлена характером канала распространения радиоволн рассмотренных сценариев.

Заключение. Результаты эксперимента показали, что система передачи на основе FBMC/OQAM может работать в условиях многолучевого распространения радиоволн. Коэффициент ошибок системы сопоставим с широко используемой в настоящее время OFDM с цикличе-

ским префиксом. При этом FBMC/OQAM обеспечивает большую спектральную эффективность по двум причинам. Во-первых, в ней отсутствует временной защитный интервал в виде циклического префикса. Во-вторых, очень низкое внеполосное излучение позволяет повысить количество используемых поднесущих в полосе. Используемый в эксперименте кадр FBMC/OQAM с обеих сторон имеет переходную зону, поэтому малая длина кадра ухудшает спектральную эффективность. Поскольку спектральная эффективность растет с увеличением кадра, в системах связи на основе FBMC/OQAM целесообразно использовать кадры максимально возможной длины при передаче. Моделирование показало, что при текущих параметрах сигнала и длине кадра 200 символов выигрыш в спектральной эффективности относительно LTE составит около 5 % для короткого префикса и около 20 % для длинного. Можно достичь большего значения, если уменьшить защитные полосы в спектре в соответствии с требованиями спектральной маски ACLR (Adjacent Channel Leakage Ratio, коэффициент утечки в соседний канал).

Авторский вклад

Абенов Ренат Рамазанович – постановка задачи, проведение компьютерного моделирования, подготовка и проведение эксперимента, обработка и анализ результатов.

Рогожников Евгений Васильевич – обеспечение возможности проведения эксперимента, обсуждение результатов.

Крюков Яков Владимирович – планирование эксперимента, обсуждение результатов.

Покаместов Дмитрий Алексеевич – планирование эксперимента, обсуждение результатов.

Абенова Перизат Аяновна – проведение эксперимента, подготовка и оформление текста публикации.

Author's contribution

Renat R. Abenov, statement of the problem, computer simulation, carrying out of experiment, processing and analysis of the results.

Evgeny V. Rogozhnikov, assistance in organizing the experiment and discussion of the results.

Yakov V. Kryukov, experiment planning and discussing of the results.

Dmitriy A. Pokamestov, experiment planning and discussing of the results.

Perizat A. Abenova, carrying out of experiment, preparation of the paper text.

Список литературы

1. Siohan P., Siclet C., Lacaille N. Analysis and design of OFDM/OQAM systems based on filterbank theory // IEEE transactions on signal processing. 2002. Vol. 50, № 5. P. 1170–1183. doi: 10.1109/78.995073

2. Bolcskei H., Duhamel P., Hleiss R. Design of pulse shaping OFDM/OQAM systems for high data-rate transmis-

sion over wireless channels // 1999 IEEE Intern. Conf. on Communications. Vancouver, Canada, 6–10 June 1999. Vol. 1. P. 559–564. doi: 10.1109/ICC.1999.768001

3. FBMC physical layer: a primer / M. Bellanger, D. LeRuyet, D. Roviras et al. // PHYDYAS. 2010. Vol. 25, no. 4. P. 7–10.

4. Hidalgo Stitz T. Filter Bank Techniques for the Physical Layer in Wireless Communications. Tampere: Tampere University of Technology, 2010. 178 p.
5. A survey: Several technologies of non-orthogonal transmission for 5G / T. Yunzheng, L. Long, L. Shang, Zh. Zhi // China communications. 2015. Vol. 12, № 10. P. 1–15. doi: 10.1109/CC.2015.7315054
6. Schaich F., Wild T. Waveform contenders for 5G – OFDM vs. FBMC vs. UFMC // 2014 6th Intern. Symp. on Communications, Control and Signal Processing (ISCCSP). Athens, Greece, 21–23 May 2014. IEEE, 2014. P. 457–460. doi: 10.1109/ISCCSP.2014.6877912
7. FBMC/OQAM Equalization Scheme with Linear Interpolation / R. R. Abenov, D. A. Pokamestov, E. V. Rogozhnikov, Ya. A. Demidov, Ya. V. Kryukov // 2019 Intern. Multi-Conf. on Engineering, Computer and Information Sciences (SIBIRCON), Novosibirsk, 2019. P. 0130–0133. doi: 10.1109/SIBIRCON48586.2019.8958090
8. Preamble-based channel estimation techniques for OFDM/OQAM over the powerline / C. Lele, P. Siohan, R. Legouable, J.-P. Javardin // 2007 IEEE Intern. Symp. on Power Line Communications and Its Applications. Pisa, Italy, 26–28 March 2007. IEEE, 2007. P. 59–64. doi: 10.1109/ISPLC.2007.371098
9. Channel estimation methods for preamble-based OFDM/OQAM modulations / C. Lele, J.-P. Javardin, R. Legouable, A. Skrzypczak, P. Siohan // European Transactions on Telecommunications. 2008. Vol. 19, № 7. P. 741–750. doi: 10.1002/ett.1332
10. Preamble-based channel estimation in OFDM/OQAM systems: A review / E. Kofidis, D. Katselis, A. Rontogiannis, S. Theodoridis // Signal processing. 2013. Vol. 93, № 7. P. 2038–2054. doi: 10.1016/j.sigpro.2013.01.013
11. Калашников К. С., Шахтарин Б. И. Синхронизация OFDM-сигналов во временной и частотной областях // Вестн. МГТУ им. Н. Э. Баумана. Приборостроение. 2011. № 1. С. 18–27.
12. He X., Zhao Z., Zhang H. A pilot-aided channel estimation method for FBMC/OQAM communications system // 2012 Intern. Symp. on Communications and Information Technologies (ISCIT). Gold Coast, Australia, 2–5 Oct. 2012. IEEE, 2012. P. 175–180. doi: 10.1109/ISCIT.2012.6380885.
13. Проблемы оценки канала в системе с частотным мультиплексированием с использованием банка фильтров / Р. Р. Абеннов, Е. В. Рогожников, Д. А. Покаместов, Я. В. Крюков, А. Я. Демидов // Вестн. СибГУТИ. 2018. № 1. С. 72–78.
14. Бочечка Г. С. Методы оценки канала, основанные на встраиваемых пилот сигналах, в системах OFDM // T-Comm – Телекоммуникации и Транспорт. 2009. № 3. С. 38–42.
15. Farrukh F., Baig S., Mughal M. J. Performance comparison of DFT-OFDM and wavelet-OFDM with zero-forcing equalizer for FIR channel equalization // 2007 Intern. Conf. on Electrical Engineering. Lahore, Pakistan, 11–12 Apr. 2007. IEEE, 2007. P. 1–5. doi: 10.1109/ICEE.2007.4287350
16. Minimum BER block precoders for zero-forcing equalization / Y. Ding, T. N. Davidson, Z.-Q. Luo, K. M. Wong // IEEE Transactions on Signal Processing. 2003. Vol. 51, № 9. P. 2410–2423. doi: 10.1109/TSP.2003.815387
17. Исследование методов эквалайзирования для систем связи с использованием OFDM-сигналов / Р. Р. Абеннов, А. С. Вершинин, Е. П. Ворошилин, Е. В. Рогожников // Вестн. СибГУТИ. 2013. № 1. С. 50–56.
18. Andrews J. G., Ghosh A., Muysam R. Fundamentals of WiMax: understanding broadband wireless networking. Westford: Prentice Hall, 2007. 449 p.

Информация об авторах

Абеннов Ренат Рамазанович – кандидат технических наук (2021), доцент кафедры телекоммуникаций и основ радиотехники Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. Автор 20 научных работ. Сфера научных интересов – цифровая обработка сигналов, информационные и телекоммуникационные системы, цифровая связь.

Адрес: Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, пр. Ленина, д. 40, Томск, 634050, Россия

E-mail: abenov.rr@gmail.com

<https://orcid.org/0000-0002-6688-289X>

Рогожников Евгений Васильевич – кандидат технических наук (2016), доцент кафедры телекоммуникаций и основ радиотехники Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. Автор 91 научной работы. Сфера научных интересов – телекоммуникации, системы беспроводной связи, интернет вещей.

Адрес: Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, пр. Ленина, д. 40, Томск, 634050, Россия

E-mail: udzhon@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0001-7599-0393>

Крюков Яков Владимирович – кандидат технических наук (2018), доцент кафедры телекоммуникаций и основ радиотехники Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. Автор более 30 научных работ. Сфера научных интересов – беспроводная многоканальная связь, неортогональный множественный доступ.

Адрес: Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, пр. Ленина, д. 40, Томск, 634050, Россия

E-mail: kryukov.tusur@gmail.com

<https://orcid.org/0000-0002-4115-9080>

Покаместов Дмитрий Алексеевич – кандидат технических наук (2018), доцент кафедры телекоммуникаций и основ радиотехники Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. Автор 40 научных работ. Сфера научных интересов – методы множественного доступа, помехоустойчивое кодирование, цифровая обработка сигналов.

Адрес: Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, пр. Ленина, д. 40, Томск, 634050, Россия

E-mail: dmaltomsk@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0002-9405-4573>

Абенова Перизат Аяновна – магистр техники и технологий по направлению "Инфокоммуникационные технологии и системы связи" (2018), аспирант кафедры телекоммуникаций и основ радиотехники Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. Автор 3 научных работ. Сфера научных интересов – информационные и телекоммуникационные системы, цифровая связь, цифровая обработка сигналов.

Адрес: Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, пр. Ленина, д. 40, Томск, 634050, Россия

E-mail: abenova.pa@gmail.com

<https://orcid.org/0000-0003-3560-0842>

References

1. Siohan P., Siclet C., Lacaille N. Analysis and design of OFDM/OQAM systems based on filterbank theory. *IEEE transactions on signal processing*. 2002, vol. 50, no. 5, pp. 1170–1183. doi: 10.1109/78.995073
2. Bolcskei H., Duhamel P., Hleiss R. Design of pulse shaping OFDM/OQAM systems for high data-rate transmission over wireless channels. 1999 IEEE Intern. Conf. on Communications. Vancouver, Canada, 6–10 June 1999, vol. 1, pp. 559–564. doi: 10.1109/ICC.1999.768001
3. Bellanger M., LeRuyet D., Roviras D. et al. FBMC physical layer: a primer. *PHYDYAS*. 2010, vol. 25, no. 4, pp. 7–10.
4. Hidalgo Stitz T. Filter Bank Techniques for the Physical Layer in Wireless Communications. Tampere, Tampere University of Technology, 2010, 178 p.
5. Yunzheng T., Long L., Shang L., Zhi Zh. A survey: Several technologies of non-orthogonal transmission for 5G. *China communications*. 2015, vol. 12, no. 10, pp. 1–15. doi: 10.1109/CC.2015.7315054
6. Schaich F., Wild T. Waveform contenders for 5G – OFDM vs. FBMC vs. U-FMC. 2014 6th Intern. Symp. on Communications, Control and Signal Processing (ISCCSP). Athens, Greece, 21–23 May 2014. IEEE, 2014, pp. 457–460. doi: 10.1109/ISCCSP.2014.6877912
7. Abenov R. R., Pokamestov D. A., Rogozhnikov E. V., Demidov Ya. A., Kryukov Ya. V. FBMC/OQAM Equalization Scheme with Linear Interpolation. 2019 Intern. Multi-Conf. on Engineering, Computer and Information Sciences (SIBIRCON). Novosibirsk, Russia, 2019, pp. 0130–0133. doi: 10.1109/SIBIRCON48586.2019.8958090
8. Lele C., Siohan P., Legouable R., Javaudin J.-P. Preamble-based channel estimation techniques for OFDM/OQAM over the powerline. 2007 IEEE Intern. Symp. on Power Line Communications and Its Applications. Pisa, Italy, 26–28 March 2007. IEEE, 2007, pp. 59–64. doi: 10.1109/ISPLC.2007.371098
9. Lele C., Javaudin J.-P., Legouable R., Skrzypczak A., Siohan P. Channel estimation methods for preamble-based OFDM/OQAM modulations. *European Transactions on Telecommunications*. 2008, vol. 19, no. 7, pp. 741–750. doi: 10.1002/ett.1332
10. Kofidis E., Katselis D., Rontogiannis A., Theodoridis S. Preamble-based channel estimation in OFDM/OQAM systems: A review. *Signal processing*. 2013, vol. 93, no. 7, pp. 2038–2054. doi: 10.1016/j.sigpro.2013.01.013
11. Kalashnikov K. S., Shakhtarin B. I. Synchronization of OFDM Signals in Time and Frequency Domains. *Herald of the Bauman Moscow State Technical University. Instrument Engineering*. 2011, no. 1, pp. 18–27. (In Russ.)
12. He X., Zhao Z., Zhang H. A pilot-aided channel estimation method for FBMC/OQAM communications system. 2012 International Symposium on Communications and Information Technologies (ISCIT). Gold Coast, Australia, 2–5 Oct. 2012. IEEE, 2012, pp. 175–180. doi: 10.1109/ISCIT.2012.6380885.
13. Abenov R. R., Rogozhnikov E. V., Pokamestov D. A., Kryukov Ya. V., Demidov A. Ya. Channel estimation problems in FBMC systems. *Vestnik SibGUTI*. 2018, no. 1, pp. 72–78. (In Russ.)

14. Bochechka G. S. Embedded Pilot Channel Estimation Techniques in OFDM Systems // T-Comm – Telecommunications and Transport. 2009, no. 3, pp. 38–42. (In Russ.)

15. Farrukh F., Baig S., Mughal M. J. Performance comparison of DFT-OFDM and wavelet-OFDM with zero-forcing equalizer for FIR channel equalization. 2007 International Conf. on Electrical Engineering. Lahore, Pakistan, 11–12 April 2007. IEEE, 2007, pp. 1–5. doi: 10.1109/ICEE.2007.4287350

16. Ding Y., Davidson T. N., Luo Z.-Q., Wong K. M. Minimum BER block precoders for zero-forcing equalization. IEEE

Transactions on Signal Processing. 2003, vol. 51, no. 9, pp. 2410–2423. doi: 10.1109/TSP.2003.815387

17. Abenov R. R., Rogozhnikov E. V., Vershinin A. S., Voroshilin E. P. Research of equalization methods for the communication systems using OFDM signals. *Vestnik SibGUTI*. 2013, no. 1, pp. 50–56.

18. Andrews J. G., Ghosh A., Mueyamed R. Fundamentals of WiMax: understanding broadband wireless networking. Westford, USA, Prentice Hall, 2007, 449 p.

Information about the authors

Renat R. Abenov, Can. Sci. (Eng.) (2021), Associate Professor at the Telecommunications and Basic Principles of Radio Engineering Department of Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics. The author of 20 scientific publications. Area of expertise: digital signal processing, information and telecommunication systems, digital communication.

Address: Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, 40 Lenina pr., Tomsk 634050, Russia

E-mail: abenov.rr@gmail.com

<https://orcid.org/0000-0002-6688-289X>

Evgeny V. Rogozhnikov, Can. Sci. (Eng.) (2016), Associate Professor at the Telecommunications and Basic Principles of Radio Engineering Department of Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics. The author of 91 scientific publications. Area of expertise: telecommunication, wireless communication system, internet of things.

Address: Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, 40 Lenina pr., Tomsk 634050, Russia

E-mail: udzhon@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0001-7599-0393>

Yakov V. Kryukov, Can. Sci. (Eng.) (2018), Associate Professor at the Telecommunications and Basic Principles of Radio Engineering Department of Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics. The author of more than 30 scientific publications. Area of expertise: wireless mesh networks, non-orthogonal multiple access.

Address: Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, 40 Lenina pr., Tomsk 634050, Russia

E-mail: kryukov.tusur@gmail.com

<https://orcid.org/0000-0002-4115-9080>

Dmitriy A. Pokamestov, Can. Sci. (Eng.) (2018), Associate Professor at the Telecommunications and Basic Principles of Radio Engineering Department of Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics. The author of 40 scientific publications. Area of expertise: multiple access techniques, noiseless coding, digital signal processing.

Address: Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, 40 Lenina pr., Tomsk 634050, Russia

E-mail: dmaltomsk@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0002-9405-4573>

Perizat A. Abenova, Master of Engineering (2018), Post-Graduate Student at the Telecommunications and Basic Principles of Radio Engineering Department of Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics. The author of 3 scientific publications. Area of expertise: information and telecommunication systems, digital communication, digital signal processing.

Address: Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, 40 Lenina pr., Tomsk 634050, Russia

E-mail: abenova.pa@gmail.com

<https://orcid.org/0000-0003-3560-0842>

Проектирование и технология радиоэлектронных средств

УДК 621.396.66

Оригинальная статья

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2021-24-6-27-37>

Параметрический синтез радиоустройств с заданным количеством одинаковых каскадов для различных вариантов включения реактивных четырехполюсников между нелинейной частью и нагрузкой

А. А. Головков, А. В. Фомин✉

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

✉ folexx@mail.ru

Аннотация

Введение. Аналитическое определение части параметров различных радиоустройств, оптимальных по критерию обеспечения заданных значений модулей и фаз передаточных функций на необходимом количестве частот, значительно уменьшает время численной оптимизации оставшихся параметров с целью формирования требуемых амплитудно-частотных характеристик и фазочастотных характеристик в заданной полосе частот. До настоящего времени такие задачи в отношении радиоустройств решались только для одного каскада типа "нелинейная часть – согласующее устройство" или "согласующее устройство – нелинейная часть". В качестве согласующего устройства использовались реактивные, резистивные, комплексные или смешанные четырехполюсники.

Цель работы. Разработка алгоритмов параметрического синтеза радиоустройств с произвольным количеством одинаковых каскадов типа "нелинейная часть – согласующий реактивный четырехполюсник" по критерию обеспечения заданных частотных характеристик (ЧХ). Нелинейные части представлены в виде нелинейного элемента и параллельной или последовательной по току или напряжению обратной связи.

Материалы и методы. Теория четырехполюсников, матричная алгебра, метод декомпозиции, метод синтеза управляющих устройств СВЧ, численные методы оптимизации.

Результаты. В интересах достижения указанной цели сформированы и решены системы алгебраических уравнений. Получены модели оптимальных четырехполюсников в виде математических выражений для определения взаимосвязей между элементами их классической матрицы передачи и для отыскания зависимостей сопротивлений двухполюсников от частоты.

Заключение. Показано, что ЧХ исследуемых радиоустройств из одинаковых каскадов идентичны или подобны ЧХ радиоустройств из одного каскада, но с измененными определенным образом сопротивлениями источника сигнала и нагрузки. Такие схемы названы эквивалентными. Сравнительный анализ теоретических результатов (ЧХ), полученных математическим моделированием в среде MathCad, и экспериментальных результатов, полученных схемотехническим моделированием в системах OrCad и MicroCap, показывает их удовлетворительное совпадение.

Ключевые слова: синтез и анализ радиоустройств, заданные формы характеристик, многокаскадные и однокаскадные радиоустройства

Для цитирования: Головков А. А., Фомин А. В. Параметрический синтез радиоустройств с заданным количеством одинаковых каскадов для различных вариантов включения реактивных четырехполюсников между нелинейной частью и нагрузкой // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2021. Т. 24, № 6. С. 27–37. doi: 10.32603/1993-8985-2021-24-6-27-37

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 21.05.2021; принята к публикации после рецензирования 26.07.2021; опубликована онлайн 29.12.2021



Parametrical Synthesis of Radio Devices with the Set Quantity of Identical Cascades for Inclusion Variants of Jet Two-port Networks between a Nonlinear Part and Loading

Alexander A. Golovkov, Alexey V. Fomin✉

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

✉ foalex@mail.ru

Annotation

Introduction. The ability to analytically determine some parameters of various radio devices, which are optimal according to the criterion of providing the set values of the modules and phases of transfer functions at the required number of frequencies, significantly reduces the time for numerical optimization of the rest of the parameters according to the criterion of forming the required frequency response and frequency response in the frequency band. Until now, such problems with respect to radio devices have been solved only for one stage of the "nonlinear part – matching device" or "matching device – nonlinear part" type. As a matching device, reactive, resistive, complex, or mixed quad-poles were used.

Aim. Development of algorithms for parametric synthesis of radio devices with an arbitrary number of identical cascades of the "nonlinear part – matching reactive quadrupole" type according to the criterion of ensuring the specified frequency characteristics. Non-linear parts are represented as a non-linear element and parallel or serial current or voltage feedback.

Materials and methods. Four-pole theory, matrix algebra, decomposition method, method of synthesis of microwave control devices, numerical optimization methods.

Results. Systems of algebraic equations are formed and solved. Models of optimal quadrupole conductors are obtained in the form of mathematical expressions for determining the relationships between the elements of their classical transmission matrix and for finding the frequency dependences of the resistances of two-pole conductors.

Conclusion. It is shown that the frequency characteristics of the studied radio devices from the same stages are identical or similar to the frequency characteristics of radio devices from the same stage, but with the signal source and load resistances changed in a certain way. Such schemes are called equivalent. A comparative analysis of the theoretical results (frequency response and frequency response of radio devices) obtained by mathematical modeling in the "MathCad" system, and the experimental results obtained by circuit modeling in the "OrCAD" and "MicroCap" systems, shows their satisfactory agreement.

Keywords: synthesis and analysis of radio devices, given forms of characteristics, multi-stage and single-stage radio devices

For citation: Golovkov A. A., Fomin A. V. Parametrical Synthesis of Radio Devices with the Set Quantity of Identical Cascades for Inclusion Variants of Jet Two-port Networks between a Nonlinear Part and Loading. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2021, vol. 24, no. 6, pp. 27–37. doi: 10.32603/1993-8985-2021-24-6-27-37

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

Submitted 21.05.2021; accepted 26.07.2021; published online 29.12.2021

Введение. В работах [1–3] предложены алгоритмы параметрического синтеза согласующих четырехполюсников (СЧ) по критерию обеспечения заданных частотных характеристик (ЧХ) усилителей, модуляторов, демодуляторов и других радиоустройств, используемых в смежных областях радиоэлектроники [4–15]. При этом учитывалось, что

нелинейная часть (НЧ) состоит из нелинейного элемента (НЭ) и охватывающей его цепи обратной связи (ЦОС) – параллельной или последовательной по току или по напряжению. В настоящей статье предполагается, что в результате дополнительного включения между источником сигнала с выходным сопротивлением $z_0 = r_0 + jx_0$ и нагрузкой с вход-

ным сопротивлением $z_H = r_H + jx_H$ произвольного количества N дополнительных одинаковых каскадов типа "НЧ – реактивный четырехполюсник (РЧ)" (рис. 1) возможно расширение функциональных возможностей таких радиоустройств. Каскады соединены между собой с использованием того же вида обратной связи, который использован при соединении НЭ и ЦОС. При соединении четырехполюсников необходимо учитывать принцип регулярности [4].

Для достижения этой цели определены минимальное количество двухполюсников, составляющих РЧ, и значения их параметров, оптимальные с точки зрения обеспечения заданных ЧХ (зависимостей модуля m и фазы φ передаточной функции (ПФ)

$$H = m(\cos \varphi + j \sin \varphi) \quad (1)$$

перечисленных радиоустройств от частоты) в одном из режимов работы НЭ.

Реактивный четырехполюсник характеризуется искомыми элементами классической матрицы передачи a , jb , jc , d .

Алгоритм параметрического синтеза. Для отыскания ПФ исследуемых радиоустройств использованы известные правила применения матриц различных параметров для описания четырехполюсников и их соединений, а также условия нормировки общей матрицы передачи каскада "НЧ–РЧ" [1]. Для структурной схемы с параллельной обратной связью по напряжению (рис. 1, а) комплексные элементы классической матрицы передачи НЧ одного каскада запишем следующим образом:

$$a_y = -y_{22}/y_{21}; \quad b_y = 1/y_{21}; \\ c_y = -(y_{11}y_{22} - y_{12}y_{21})/y_{21}; \quad d_y = y_{11}/y_{21},$$

где $y_{11} = y_{11\text{НЭ}} + y_{11\text{ЦОС}}$; $y_{12} = y_{12\text{НЭ}} + y_{12\text{ЦОС}}$;

$$y_{21} = y_{21\text{НЭ}} + y_{21\text{ЦОС}}; \quad y_{22} = y_{22\text{НЭ}} + y_{22\text{ЦОС}}$$

– известные суммарные элементы матрицы проводимостей НЧ (НЭ и ЦОС) (здесь и далее используется малосигнальный режим).

Перемножив матрицы передачи НЧ и РЧ одного каскада, получим его общую матрицу передачи A_K и общую матрицу проводимостей Y_K :

$$A_K = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix}; \quad Y_K = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix},$$

где $A_1 = aa_y + b_yjc$; $B_1 = jba_y + b_yd$;

$$C_1 = ac_y + d_yjc$$
; $D_1 = jbc_y + d_yd$;

$$Y_{11} = D_1/B_1; \quad Y_{12} = -(A_1D_1 - B_1C_1)/B_1;$$

$$Y_{21} = 1/B_1; \quad Y_{22} = -A_1/B_1.$$

Общая матрица проводимостей всех N каскадов находится суммированием матриц проводимостей отдельных каскадов. Поэтому общая передаточная функция всего устройства может быть записана следующим образом:

$$H = Nz_H/Q, \quad (2)$$

где

$$Q = (jb + Naz_H)(a_y + Nc_yz_0) + \\ + (d + Njcz_H)(b_y + Nd_yz_0). \quad (3)$$

Подставив (2) в (1), получим комплексное уравнение, решение которого приводит к определению взаимосвязи элементов классической матрицы передачи РЧ, оптимальной с точки зрения обеспечения заданных ЧХ:

$$a = Bb + Cc + Dd + E, \quad (4)$$

где

$$B = b_r + jb_x = -j/(Nz_H); \\ C = c_r + jc_x = -\frac{j(b_y + Nd_yz_0)}{a_y + Nc_yz_0}; \\ D = d_r + jd_x = \frac{-(b_y + Nd_yz_0)}{Nz_H(a_y + Nc_yz_0)}; \\ E = e_r + je_x = \frac{1}{m(\cos \varphi + j \sin \varphi)(a_y + Nc_yz_0)}.$$

Проведем аналогичные операции для остальных вариантов включения цепей НЧ–РЧ (рис. 1). При использовании последовательной по току ЦОС (рис. 1, в) передаточная функция выражается через элементы матрицы сопротивлений и имеет вид (2), но при ином определении

$$Q = (Nd + jcz_H)(Nb_y + d_yz_0) + \\ + (Njb + az_H)(Na_y + c_yz_0), \quad (5)$$

где $a_y = z_{11}/z_{21}$; $b_y = -(z_{11}z_{22} - z_{12}z_{21})/z_{21}$;

$$c_y = 1/z_{21}; \quad d_y = -z_{22}/z_{21},$$

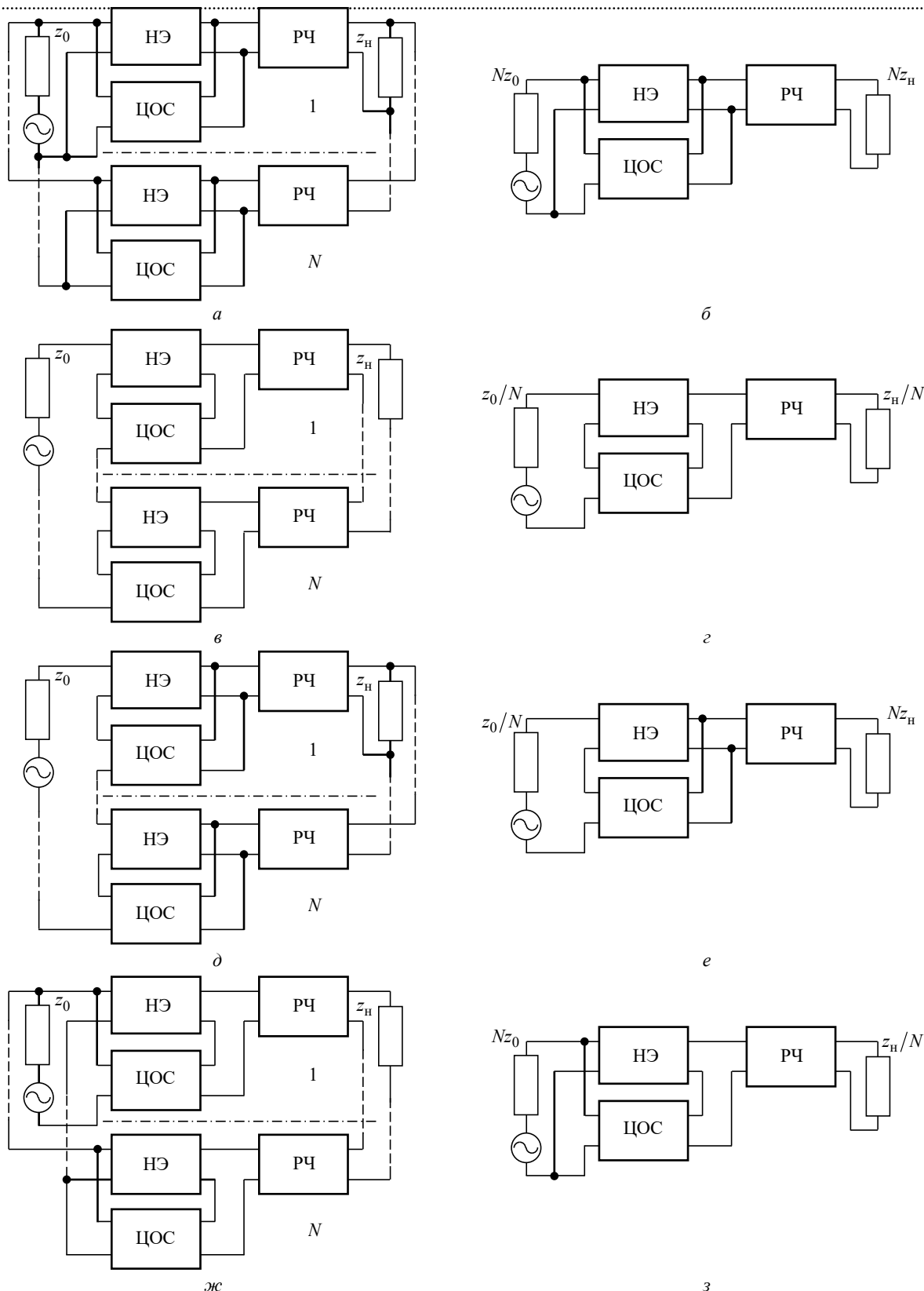


Рис. 1. Структурные схемы многокаскадных радиоустройств с обратной связью (ОС) (*a*, *в*, *д*, *ж*) и эквивалентные однокаскадные схемы (*б*, *г*, *е*, *з*): *a*, *б* – параллельная ОС по напряжению; *в*, *г* – последовательная ОС по току; *д*, *е* – последовательная ОС по напряжению; *ж*, *з* – параллельная ОС по току

Fig. 1. Structural diagrams of multistage radio devices with feedback (FB) (*a*, *в*, *д*, *ж*) and equivalent single-stage circuits (*б*, *г*, *е*, *з*): *a*, *б* – parallel voltage FB; *в*, *г* – sequential current FB; *д*, *е* – sequential voltage FB; *ж*, *з* – parallel current FB

причем

$$z_{11} = z_{11\text{НЭ}} + z_{11\text{ЦОС}}; \quad z_{12} = z_{12\text{НЭ}} + z_{12\text{ЦОС}}; \\ z_{21} = z_{21\text{НЭ}} + z_{21\text{ЦОС}}; \quad z_{22} = z_{22\text{НЭ}} + z_{22\text{ЦОС}}$$

– известные суммарные элементы матрицы сопротивлений НЧ (НЭ и ЦОС).

Подставив (5) в (2), а результат в (1), получим комплексное уравнение, решение которого имеет вид (4), но с другими коэффициентами:

$$B = b_r + jb_x = -jN/(z_{\text{Н}}); \\ C = c_r + jc_x = -\frac{j(Nb_y + d_y z_0)}{Na_y + c_y z_0}; \\ D = d_r + jd_x = -\frac{N(Nb_y + d_y z_0)}{z_{\text{Н}}(Na_y + c_y z_0)}; \\ E = e_r + je_x = \\ = \frac{N}{m(\cos \varphi + j \sin \varphi)(Na_y + c_y z_0)}.$$

Для схемы с последовательной по напряжению ЦОС (рис. 1, д) знаменатель (3) имеет вид

$$Q = (d + Njcz_{\text{Н}})(Nb_y + d_y z_0) + \\ + (Na_y + c_y z_0)(jb + Naz_{\text{Н}}),$$

где

$$a_y = -(h_{11}h_{22} - h_{12}h_{21})/h_{21}; \quad b_y = h_{11}/h_{21}; \\ c_y = -h_{22}/h_{21}; \quad d_y = 1/h_{21},$$

причем

$$h_{11} = h_{11\text{НЭ}} + h_{11\text{ЦОС}}; \quad h_{12} = h_{12\text{НЭ}} + h_{12\text{ЦОС}}; \\ h_{21} = h_{21\text{НЭ}} + h_{21\text{ЦОС}}; \quad h_{22} = h_{22\text{НЭ}} + h_{22\text{ЦОС}}$$

– известные суммарные элементы смешанной матрицы H_h НЧ (НЭ и ЦОС).

Сделав подстановки, аналогичные ранее рассмотренным, получим решение вида (4) с коэффициентами:

$$B = b_r + jb_x = -j/(z_{\text{Н}}N); \\ C = c_r + jc_x = -\frac{j(Nb_y + d_y z_0)}{Na_y + c_y z_0}; \\ D = d_r + jd_x = -\frac{Nb_y + d_y z_0}{z_{\text{Н}}N(Na_y + c_y z_0)};$$

$$E = e_r + je_x =$$

$$= \frac{1}{m(\cos \varphi + j \sin \varphi)(Na_y + c_y z_0)}.$$

При использовании параллельной по току обратной связи (рис. 1, ж) передаточная функция (2) определяется с учетом того, что

$$Q = (Njb + az_{\text{Н}})(a_y + Nc_y z_0) + \\ + (Nd + jcz_{\text{Н}})(b_y + Nd_y z_0),$$

где коэффициенты определяются через элементы смешанной матрицы F :

$$a_y = 1/f_{21}; \quad b_y = -f_{22}/f_{21}; \\ c_y = f_{11}/f_{21}; \quad d_y = -(f_{11}f_{22} - f_{12}f_{21})/f_{21},$$

причем

$$f_{11} = f_{11\text{НЭ}} + f_{11\text{ЦОС}}; \quad f_{12} = f_{12\text{НЭ}} + f_{12\text{ЦОС}}; \\ f_{21} = f_{21\text{НЭ}} + f_{21\text{ЦОС}}; \quad f_{22} = f_{22\text{НЭ}} + f_{22\text{ЦОС}}$$

– известные суммарные элементы смешанной матрицы F НЧ (НЭ и ЦОС).

В результате подстановок, аналогичных ранее рассмотренным, получим решение прежнего вида (4), но с коэффициентами:

$$B = b_r + jb_x = -jN/(z_{\text{Н}}); \\ C = c_r + jc_x = -\frac{j(b_y + Nd_y z_0)}{a_y + Nc_y z_0}; \\ D = d_r + jd_x = -\frac{N(b_y + Nd_y z_0)}{z_{\text{Н}}(a_y + Nc_y z_0)}; \\ E = e_r + je_x = \\ = \frac{N}{m(\cos \varphi + j \sin \varphi)(a_y + Nc_y z_0)}.$$

Анализ выражения ПФ (2) показывает, что для исследуемых радиоустройств из N одинаковых каскадов типа НЧ–РЧ с параллельной по напряжению ЦОС ЧХ идентичны ЧХ радиоустройств из одного каскада (рис. 1, а), но с сопротивлениями источника сигнала и нагрузки, умноженными на N (рис. 1, б). В общем случае ЧХ этого типа исследуемых радиоустройств, состоящих из N_2 групп одинаковых каскадов по N_1 не обязательно одинаковых каскадов типа НЧ–РЧ в каждой группе, идентичны ЧХ радиоустройств из одной группы N_1 не обязательно одинаковых каскадов типа НЧ–

РЧ, но с сопротивлениями источника сигнала и нагрузки, умноженными на N_2 .

Для устройств с последовательной по току ЦОС (см. рис. 1, в) ЧХ радиоустройств из N одинаковых каскадов типа НЧ–РЧ идентичны ЧХ радиоустройств из одного каскада, но с сопротивлениями источника сигнала и нагрузки, разделенными на N (см. рис. 1, в). В общем случае ЧХ радиоустройств из N_2 групп каскадов по N_1 не обязательно одинаковых каскадов типа НЧ–РЧ в каждой группе идентичны ЧХ радиоустройств из одной группы N_1 не обязательно одинаковых каскадов типа НЧ–РЧ, но с сопротивлениями источника сигнала и нагрузки, разделенными на N_2 .

ЧХ исследуемых радиоустройств с последовательной по напряжению ЦОС (см. рис. 1, д), состоящих из N одинаковых каскадов типа НЧ–РЧ, подобны ЧХ радиоустройств из одного каскада, но с сопротивлением нагрузки, умноженным на N , и измененным выходным сопротивлением НЧ (см. рис. 1, е):

$$\frac{d_y z_0 + b_y}{c_y z_0 + a_y} \rightarrow \frac{d_y z_0 + N b_y}{c_y z_0 + N a_y}. \quad (6)$$

Для таких устройств, содержащих N_2 групп каскадов по N_1 не обязательно одинаковых каскадов типа НЧ–РЧ в каждой группе, ЧХ подобны ЧХ устройств из одной группы N_1 не обязательно одинаковых каскадов типа НЧ–РЧ, но с сопротивлением нагрузки, умноженным на N_2 и измененным выходным сопротивлением НЧ:

$$\frac{d_y z_0 + b_y}{c_y z_0 + a_y} \rightarrow \frac{d_y z_0 + N_2 b_y}{c_y z_0 + N_2 a_y}. \quad (7)$$

Правая часть выражения (6) означает, что сопротивление источника сигнала делится на N (см. рис. 1, в), а модуль ПФ умножается на N . Правая часть выражения (7) означает, что сопротивление источника сигнала делится на N_2 , а модуль ПФ умножается на N_2 . Полосы частот полностью совпадают.

Наконец, ЧХ устройств с параллельной по току ЦОС (см. рис. 1, ж), состоящих из N одинаковых каскадов типа НЧ–РЧ, подобны ЧХ радиоустройств из одного каскада, но с сопротивлением нагрузки, разделенным на N и измененным выходным сопротивлением НЧ (см. рис. 1, з):

$$\frac{d_y z_0 + b_y}{c_y z_0 + a_y} \rightarrow \frac{d_y z_0 + b_y / N}{c_y z_0 + a_y / N}. \quad (8)$$

ЧХ устройств с этим типом ЦОС, состоящих из N_2 групп каскадов по N_1 не обязательно одинаковых каскадов типа НЧ–РЧ в каждой группе, подобны ЧХ радиоустройств из одной группы N_1 не обязательно одинаковых каскадов типа НЧ–РЧ, но с уменьшенным в N_2 раз сопротивлением нагрузки и измененным выходным сопротивлением НЧ:

$$\frac{d_y z_0 + b_y}{c_y z_0 + a_y} \rightarrow \frac{d_y z_0 + b_y / N_2}{c_y z_0 + a_y / N_2}. \quad (9)$$

Правая часть выражения (8) показывает, что сопротивление источника сигнала умножается на N (см. рис. 1, з), а модуль ПФ делится на N . Правая часть выражения (9) означает, что сопротивление источника сигнала умножается на N_2 , а модуль ПФ делится на N_2 .

Полосы частот попарно сравниваемых устройств полностью совпадают. Такие схемы будем называть эквивалентными. Они имеют большое значение для практики. С их помощью упрощается решение многих задач радиоэлектроники, например обеспечение свойств однонаправленности распространения сигнала (от входа к выходу) и независимости процессов в предыдущем каскаде от присоединения последующего, которые необходимы при формировании различных систем автоматического регулирования и радиоуправления [5–12].

Для отыскания выражений, определяющих значения параметров типовых схем РЧ, необходимо взять известные формулы для элементов a , b , c , d [1], выраженных через сопротивления или проводимости двухполюсников, а также коэффициенты B , C , D , E с выбранным типом ЦОС и подставить их в (4). Затем надо разделить полученное комплексное уравнение на действительную и мнимую части и решить сформированную таким образом систему двух алгебраических действительных уравнений относительно сопротивлений или проводимостей двух двухполюсников выбранной схемы РЧ из N двухполюсников. Количество решений равно числу сочетаний по 2 из N . В результате получаются ограничения в виде зависимостей сопротивлений двух реактивных двухполюсников от частоты, оптимальных по критерию (1). Задача реализации этих частотных характеристик в ограниченной полосе частот решена в [1]. Параметры

остальных $N - 2$ двухполюсников, свободных от указанных ограничений, выбираются из условия обеспечения других критериев, например из условия обеспечения заданных форм ЧХ [1] с помощью известных численных методов.

Результаты параметрического синтеза. В соответствии с указанным алгоритмом авторами настоящей статьи синтезированы различные типовые схемы СЧ (Г-образное, обратное Г-образное, Т-образное, П-образное, перекрытое Т-образное звенья, схемы из двух Г-образных и двух обратных Г-образных звеньев, а также схема из Г-образного и П-образного звеньев). Общее количество решений равно числу сочетаний по 2 из числа двухполюсников каждого СЧ. Далее в качестве примера приведены решения, полученные для типовых схем РЧ при использовании параллельной по напряжению ЦОС (см. рис. 1, а) и Т-образного соединения трех реактивных сопротивлений jX_1 , jX_2 и jX_3 (рис. 2). В этом случае получаем 3 возможных решения. Первое:

$$X_1 = \frac{c_r - X_3 d_r - X_2 (d_r + e_r + X_3 b_r - 1)}{(X_2 + X_3) b_r - 1}; \quad (10)$$

$$X_2 = \frac{-B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4A_2 C_2}}{2A_2}, \quad (11)$$

где

$$B_2 = X_3 (2b_x d_r - b_r d_x + b_x e_r) + b_r c_x - b_x c_r - (X_3 b_r - 1)(d_x + e_x);$$

$$A_2 = b_x (d_r + e_r - 1) - b_r (d_x + e_x);$$

$$C_2 = (b_x d_r - b_r d_x) X_3^2 + (d_x + b_r c_x - b_x c_r) X_3 - c_x.$$

Второе решение:

$$X_1 = \frac{c_r - X_3 d_r - X_2 (d_r + e_r + X_3 b_r - 1)}{(X_2 + X_3) b_r - 1}; \quad (12)$$

$$X_3 = \frac{-B_3 \pm \sqrt{B_3^2 - 4A_3 C_3}}{2A_3}, \quad (13)$$

где

$$B_3 = d_x - X_2 [b_r (d_x + e_x) + b_r d_x - 2b_x d_r - b_x e_r] + b_r c_x - b_x c_r;$$

$$A_3 = b_x d_r - b_r d_x;$$

$$C_3 = [b_x (d_r + e_r - 1) - b_r (d_x + e_x)] X_2^2 + (d_x + e_x + b_r c_x - b_x c_r) X_2 - c_x.$$

И, наконец, третье решение:

$$X_2 = \frac{c_r + X_1 - X_3 (d_r + X_1 b_r)}{(X_1 + X_3) b_r + d_r + e_r - 1}; \quad (14)$$

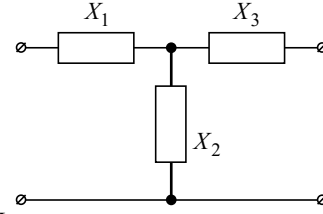


Рис. 2. Пример синтезированного реактивного СЧ для многокаскадных устройств

Fig. 2. An example of a synthesized reactive matching four-port network for multistage devices

$$X_3 = \frac{-B_3 \pm \sqrt{B_3^2 - 4A_3 C_3}}{2A_3}, \quad (15)$$

где

$$B_3 = (d_x + X_1 b_x)(d_r + e_r - 1) - b_r c_x + b_x c_r - d_r (d_x + e_x) - X_1 (b_x d_r - b_x + b_r e_x);$$

$$A_3 = b_r d_x - b_x d_r;$$

$$C_3 = b_x X_1^2 + (d_x + e_x - b_r c_x + b_x c_r) X_1 - c_x (d_r + e_r - 1) + c_r (d_x + e_x).$$

Математическое и схемотехническое моделирование усилителей. На рис. 3 представлена принципиальная схема двухкаскадного узкополосного усилителя, отвечающая структурной схеме рис. 1, а, а на рис. 4 – принципиальная схема соответствующего ему однокаскадного узкополосного усилителя, отвечающая структурной схеме рис. 1, б. Эквивалентная схема последнего усилителя показана на рис. 5. Номиналы элементов схем даны в табл. 1–3 соответственно.

В усилителях на рис. 3 и 4 в качестве нелинейного элемента использован транзистор типа BFQ17PH, включенный по схеме с общей базой по высокой частоте. Схема НЧ выполнена в виде параллельно соединенных НЭ и ЦОС в виде П-образного соединения элементов C_2 , C_3 , R_4 , нагрузкой является элемент R_6 . Сопротивление источника сигнала представлено резистором R_5 . РЧ выполнен в виде Т-образного четырехполюсника на элементах L_2 , C_5 , C_6 , L_4 , C_{10} , C_{11} (рис. 3), L_2 , C_5 , C_6 (рис. 4), параметры которых определялись по формулам (14), (15).

Эквивалентная схема НЭ выполнена в виде перекрытого Т-образного четырехполюсника на элементах R_2 , C_1 , R_3 , L_2 , R_4 , L_3 , R_5 , L_1 (рис. 5). Параметры эквивалентной схемы НЭ выбраны из условия совпадения выходного сопротивления НЧ этой схемы с выходным сопротивлением НЧ с использованием реального транзистора [1]. Схема НЧ реализована в виде параллельно соединенных эквивалентной схемы НЭ и ЦОС из П-образного соединения элементов R_6 , C_3 , R_6 .

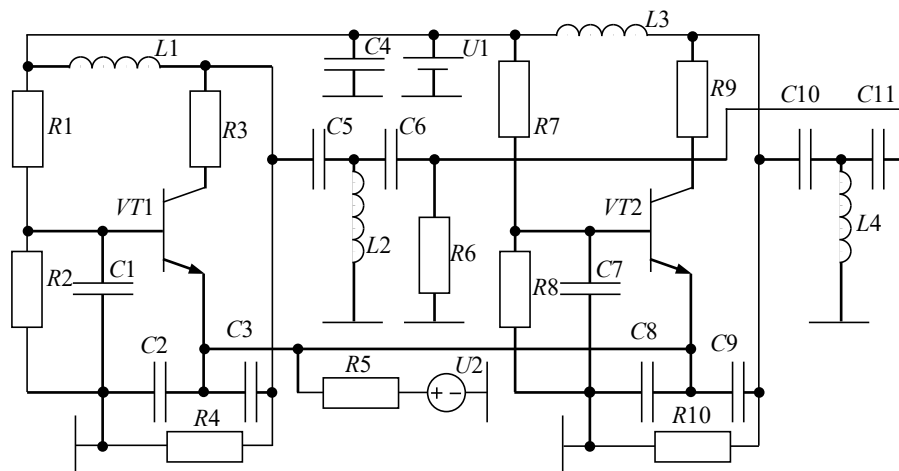


Рис. 3. Принципиальная схема двухкаскадного узкополосного усилителя, соответствующая структурной схеме на рис. 1, а

Fig. 3. A schematic diagram of a two-stage narrow-band amplifier corresponding to the structural diagram in Fig. 1, a

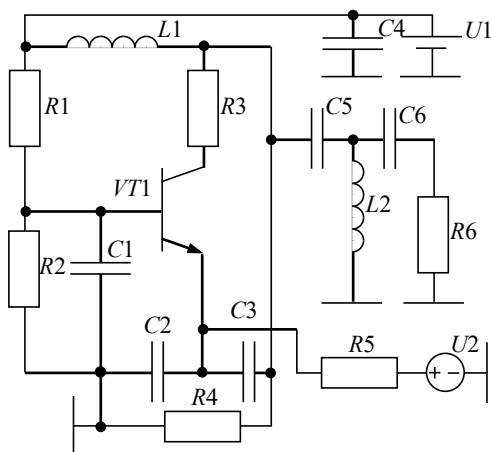


Рис. 4. Принципиальная схема однокаскадного узкополосного усилителя, соответствующая структурной схеме на рис. 1, б

Fig. 4. Schematic diagram of a single-stage narrow-band amplifier, corresponding to the structural diagram in Fig. 1, б

Табл. 1. Номиналы элементов схемы на рис. 3

Table 1. The ratings of the circuit elements in Fig. 3

Обозн.	Номинал, кОм	Обозн.	Номинал	Обозн.	Номинал, мкГн
R1	13.5	C1	10 мкФ	L1	0.01
R2	60.3	C2	1 пФ	L2	0.0073
R3	0.1	C3	1.8 пФ	L3	0.01
R4	0.12	C4	10 мкФ	L4	0.0073
R5	0.05	C5	1 мкФ		
R6	0.05	C6	3.8 пФ		
R7	13.5	C7	10 мкФ		
R8	60.3	C8	1 пФ		
R9	0.1	C9	1.8 пФ		
R10	0.12	C10	1 пФ		
		C11	3.8 пФ		

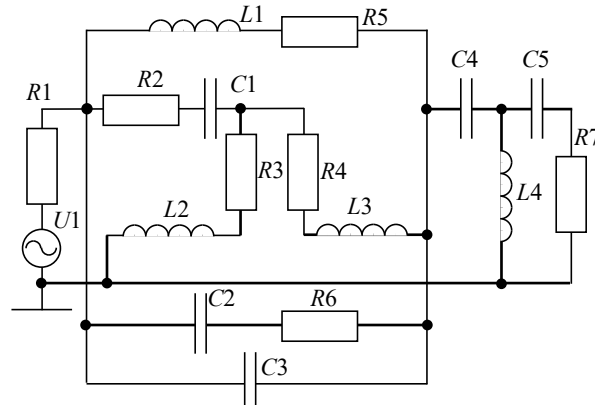


Рис. 5. Эквивалентная схема однокаскадного узкополосного усилителя

Fig. 5. Equivalent circuit of a single-stage narrowband amplifier

Табл. 2. Номиналы элементов схемы на рис. 4

Table 2. The ratings of the circuit elements in Fig. 4

Обозн.	Номинал, кОм	Обозн.	Номинал	Обозн.	Номинал, мкГн
R1	13.5	C1	10 мкФ	L1	0.01
R2	60.3	C2	1 пФ	L2	0.0073
R3	0.1	C3	1.8 пФ		
R4	0.12	C4	10 мкФ		
R5	0.1	C5	1 мкФ		
R6	0.05	C6	3.8 пФ		

Табл. 3. Номиналы элементов эквивалентной схемы на рис. 5

Table 3. The ratings of the equivalent circuit elements in Fig. 5

Обозн.	Номинал, Ом	Обозн.	Номинал	Обозн.	Номинал, мкГн
R1	100	C1	4.4 мкФ	L1	0.01
R2	46.9	C2	1 мкФ	L2	0.0144
R3	82	C3	1.8 мкФ	L3	0.0103
R4	83.7	C4	1 мкФ	L4	0.0073
R5	1000	C5	3.8 мкФ		
R6	120				
R7	100				

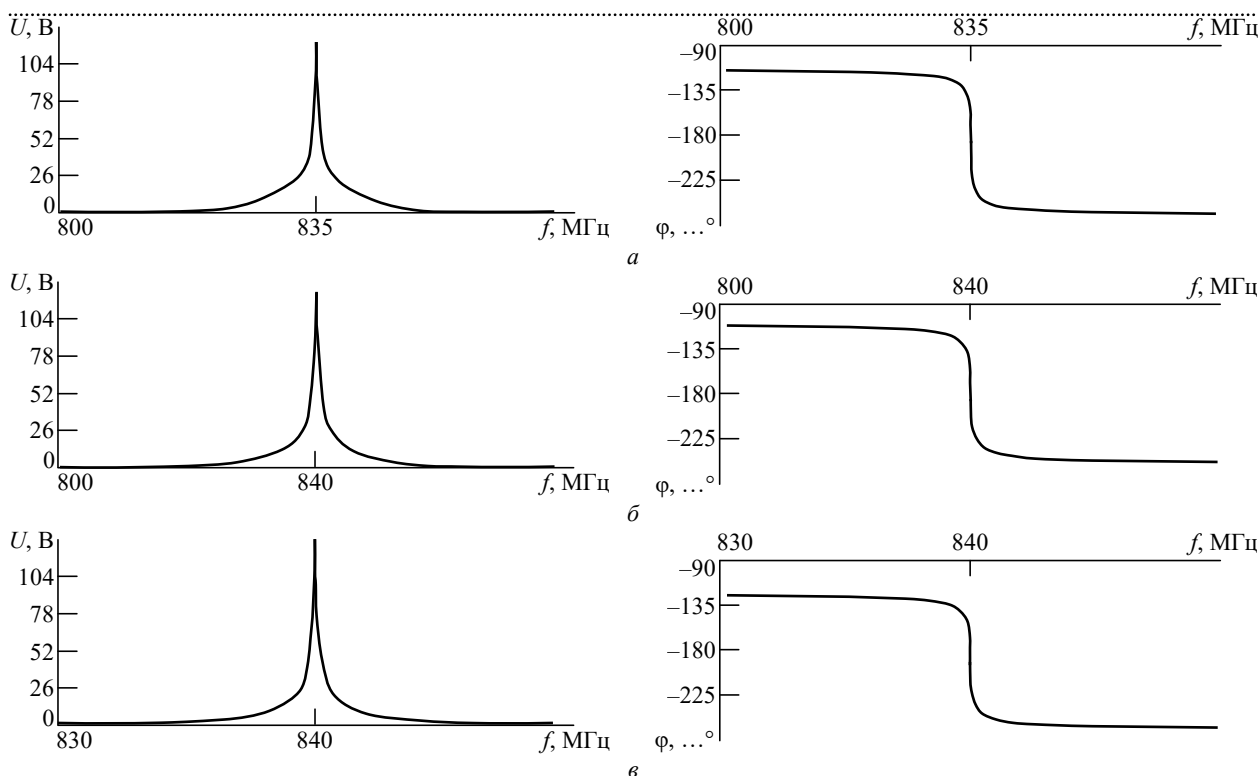


Рис. 6. ЧХ рассмотренных схем: а – двухкаскадного узкополосного усилителя (рис. 3); б – однокаскадного узкополосного усилителя (рис. 4); в – эквивалентной схемы (рис. 5)

Fig. 6. Frequency characteristics of the considered circuits: а – two-stage narrow-band amplifier (Fig. 3); б – single-stage narrow-band amplifier (Fig. 4); в – equivalent circuit (Fig. 5)

Параметры ЦОС заданы произвольно. Схема РЧ собрана на основе Т-образного соединения элементов $C4$, $C5$, $L4$.

ЧХ принципиальных схем, показанных на рис. 3 (рис. 6, а) и 4 (рис. 6, б), идентичны. В двухкаскадной схеме сопротивления источника сигнала и нагрузки равны 50 Ом, а в однокаскадной схеме – 100 Ом. Напряжение источника питания во всех схемах составляет $U_1 = 40$ В. Структура и номиналы других параметров в этих схемах одинаковы. Это соответствует выводам, сделанным на основе анализа полученных ранее выражений для передаточных функций исследуемых структурных схем (см. рис. 1, а) относительно эквивалентности однокаскадных и многокаскадных радиоустройств с одинаковыми каскадами.

Анализ также показывает, что ЧХ узкополосного усилителя (рис. 3), полученные схемотехническим моделированием в компьютерной системе "MicroCap" (рис. 6, а), удовлетворительно совпадают с ЧХ (рис. 6, б) однокаскадного усилителя (рис. 4) и с ЧХ (рис. 6, в) эквивалентной схемы усилителя (рис. 5), полученными как расчетным путем по найденным выражениям, так и схемотехническим моделированием.

Резонансная частота эквивалентной схемы $f \approx 840$ МГц (рис. 6, в) незначительно отличается от резонансной частоты принципиальной схемы $f \approx 835$ МГц (рис. 6, а). Произведение коэффициента усиления на полосу частот составляет примерно 80 МГц.

Схемотехническое моделирование эквивалентно экспериментальным исследованиям макетов радиоустройств [16].

Закключение. Как показали математические и схемотехнические исследования, полученные математические модели РЧ типа (10)–(14) могут быть использованы для технического проектирования различных многокаскадных радиоустройств с заданными входными и выходными сопротивлениями, обеспечивающими однонаправленность распространения сигнала, независимость предыдущего каскада, каскадов типа НЧ–РЧ и последующего каскада, а также требуемые ЧХ. Установлены соотношения между количеством каскадов типа НЧ–РЧ, выходным сопротивлением предыдущего каскада и входным сопротивлением последующего каскада, при которых частотные характеристики однокаскадных и многокаскадных радиоустройств идентичны или подобны.

Список литературы

1. Головкин А. А., Головкин В. А. Параметрический синтез радиотехнических устройств и систем / ВВА. Воронеж, 2018. 586 с.
2. Головкин А. А., Головкин В. А., Облогин М. А. Параметрический синтез управляемых согласующе-фильтрующих устройств с включением нелинейной части между резистивным четырехполюсником и нагрузкой // Научные технологии. 2018. Т. 19, № 7. С. 4–11.
3. Головкин А. А., Головкин В. А. Параметрический синтез динамических звеньев радиоэлектронных систем управления для вариантов их включения между источником сигнала и нелинейной частью // Информационно-измерительные и управляющие системы. 2019. Т. 17, № 3. С. 35–44.
4. Иноземцев И. М., Краснов А. Е. Основы радиотехники. М.: Спутник+, 2010. 219 с.
5. Системы автоматического управления, механики и робототехники / под общ. ред. Г. А. Францовой. Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2017. 210 с.
6. Авиационные системы радиопередачи / под ред. В. С. Вербы, В. И. Меркулова. М.: Радиотехника, 2014. 374 с.
7. Меркулов В. И., Дрогалов В. В. Авиационные системы радиопередачи. Т. 1: Принципы построения систем радиопередачи. Основы синтеза и анализа. М.: Радиотехника, 2003. 192 с.
8. Радиолокационные измерители дальности и скорости / под ред. В. И. Саблина. М.: Радио и связь, 1999. Т. 1. 419 с.
9. Современные и перспективные ГНСС-технологии в задачах высокоточной навигации / под ред. В. А. Бартенева, М. Н. Красильщикова. М.: Физматлит, 2014. 191 с.
10. Адамов А. П., Ирзаев Г. Х., Адамова А. А. Методологические основы обеспечения технологичности электронных средств. СПб.: Политехника, 2008. 312 с.
11. Управление и наведение беспилотных маневренных летательных аппаратов на основе современных информационных технологий / под ред. М. Н. Красильщикова и Г. Г. Себрякова. М.: Физматлит, 2003. 280 с.
12. Кузнецов В. И. Радиосвязь в условиях радиоэлектронной борьбы / ВНИИС. Воронеж, 2002. 403 с.
13. Квадратурные формирователи сигналов / под ред. П. А. Попова; Воронежский ин-т МВД России. Воронеж, 2001. 175 с.
14. Радиотехнические устройства и средства телекоммуникации / В. В. Печенин, К. А. Щербина, Е. П. Мсалам, М. А. Вонсович // Радиотехника. 2016. Вып. 187. С. 112–124.
15. Разевиг В. Д. Схемотехническое моделирование с помощью MicroCap-7. М.: Горячая линия–Телеком, 2003. 268 с.

Информация об авторах

Головкин Александр Афанасьевич – доктор технических наук (1997), профессор (2000) кафедры авиационных систем и комплексов радионавигации и радиосвязи Военного учебно-научного центра военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия им. проф. Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина» (Воронеж). Заслуженный изобретатель РФ (2006). Автор 660 научных работ. Сфера научных интересов – способы и средства формирования и обработки сигналов, приема, передачи, защиты и разрушения информации.
Адрес: Военный учебно-научный центр военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия им. проф. Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина», ул. Старых Большевиков, д. 54а, Воронеж, 394064, Россия
E-mail: valgol2595@gmail.com
<https://orcid.org/0000-0001-8468-0055>

Фомин Алексей Васильевич – начальник учебного командного пункта кафедры автоматизированных систем управления Военного учебно-научного центра военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия им. проф. Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина» (Воронеж). Сфера научных интересов – способы и средства формирования и обработки сигналов, приема и передачи информации.
Адрес: Военный учебно-научный центр военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия им. проф. Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина», ул. Старых Большевиков, д. 54а, Воронеж, 394064, Россия
E-mail: foalex@mail.ru
<https://orcid.org/0000-0001-7301-5279>

References

1. Golovkov A. A., Golovkov V. A. Parametric synthesis of radio engineering devices and systems. Voronezh, VVA, 2018, 586 p.
2. Golovkov A. A., Golovkov V. A., Oblogin M. A. Parametric synthesis of controlled matching-filtering devices with the inclusion of a nonlinear part between a resistive four-pole and a load. High-tech technologies. 2018, vol. 19, no. 7, pp. 4–11.

3. Golovkov A. A., Golovkov V. A. Parametric synthesis of dynamic links of radio-electronic control systems for their inclusion options between the signal source and the nonlinear part. Information-measuring and control systems. 2019, vol. 17, no. 3, pp. 35–44.
4. Inozemtsev I. M., Krasnov A. E. Fundamentals of radio engineering. M., Sputnik+, 2010, 219 p.
5. Automatic control systems, mechanics and robotics; under the general ed. Frenchman G. A. Novosibirsk. Publishing house of NSTU, 2017, 210 p.
6. Aviation radio control systems. Ed. by V. S. Verba, V. I. Merkulov. M., *Radiotekhnika*, 2014, 374 p.
7. Merkulov V. I., Drogalin V. V. Aviation radio control systems. Vol. 1. Principles of radio control systems structure. Fundamentals of synthesis and analysis. M., Radio Engineering, 2003, 192 p.
8. Radar meters of range and speed. Ed. by V. I. Sablin. Vol. 1. M., Radio and Communications, 1999, 419 p.
9. Modern and promising GNSS technologies in the tasks of high-precision navigation. Ed. V. A. Barteneva, M. N. Krasilshchikova. M., Fizmatlit, 2014, 191 p.
10. Adamov A. P., Irzaev G. H., Adamova A. A. Methodological foundations of ensuring the technological effectiveness of electronic means. St Petersburg, Polytechnic, 2008, 312 p.
11. Control and guidance of unmanned maneuverable aircraft based on modern information technologies. Ed. by M. N. Krasilshchikov, G. G. Sebyrakova. M., Fizmatlit, 2003, 280 p.
12. Kuznetsov V. I. Radio communication in the conditions of electronic warfare. Voronezh, VNIIS, 2002, 403 p.
13. Quadrature signal formers. Ed. P. A. Popova. Voronezh, Voronezh in-t of the Ministry of Internal Affairs of Russia, 2001, 175 p.
14. Pechenin V. V., Shcherbina K. A., Msallam E. P., Vonsovich M. A. Radio engineering devices and means of telecommunications. *Radiotekhnika*. 2016, iss. 187, pp. 112–124.
15. Razevig V. D. Circuit modeling using MicroCap-7. M., Hotline-Telecom, 2003, 268 p.

Information about the authors

Alexander A. Golovkov, Dr Sci. (Eng.) (1997), Professor (2000) of the Department of Aviation Systems and Complexes of Radio Navigation and Radio Communication of the Military Educational and Scientific Center of the Air Force "Air Force Academy n. a. Professor N. E. Zhukovsky and Yu. A. Gagarin" (Voronezh), Honored Inventor of the Russian Federation (2006). The author of 660 scientific papers. Area of expertise: methods and means of generating and processing signals, receiving, transmitting, protecting and destroying information.
Address: Military Educational and Scientific Center of the Air Force "Air Force Academy named after Professor N. E. Zhukovsky and Yu. A. Gagarin", 54A Sarykh Bolshevikov St., Voronezh 394064, Russia
E-mail: valgol2595@gmail.com
<https://orcid.org/0000-0001-8468-0055>

Alexey V. Fomin, Head of the Training command Post of the Department of Automated Control Systems of the Military Educational and Scientific Center of the Air Force "Air Force Academy named after Professor N. E. Zhukovsky and Yu. A. Gagarin" (Voronezh). Area of expertise: methods and means of generating and processing signals, receiving and transmitting information.
Address: Military Educational and Scientific Center of the Air Force "Air Force Academy named after Professor N. E. Zhukovsky and Yu. A. Gagarin", 54A Sarykh Bolshevikov St., Voronezh 394064, Russia
E-mail: folexx@mail.ru
<https://orcid.org/0000-0001-7301-5279>

Радиолокация и радионавигация

УДК 621.396.96

Оригинальная статья

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2021-24-6-38-50>

Влияние параметров аналого-цифрового преобразования и децимации на отношение сигнал/помеха в радиолокационном тракте

С. Р. Гейстер✉, В. В. Кириченко

ОАО "АЛЕВКУРП", Минск, Республика Беларусь

✉ hsr_1960@yahoo.ru

Аннотация

Введение. Представление принятого радиолокационного сигнала в цифровом виде открыло широкие возможности в его обработке. Однако аппаратно-программные средства устанавливают ограничения на количество разрядов и частоту следования отсчетов сигнала на всех этапах преобразования и обработки. Эти ограничения приводят к снижению отношения сигнал/помеха из-за появления шумов квантования мощных составляющих принятого сигнала (мешающих отражений, активных шумовых помех), а также ослабления маломощного отраженного сигнала при представлении ограниченным количеством разрядов. На практике амплитуда мешающих отражений может в тысячи раз превышать амплитуду сигнала, отраженного от объекта радиолокации.

Цель работы. Учет влияния шумов квантования на отношение сигнал/помеха в радиолокационном тракте.

Материалы и методы. В статье представлены выражения для расчета мощности и спектральной плотности мощности шумов квантования, которые учитывают влияние цены младшего разряда аналого-цифрового преобразователя (АЦП) и частоты дискретизации сигнала. Выражения верифицированы путем моделирования АЦП в среде Mathcad для 4, 8 и 16 разрядов.

Результаты. Разработаны основы методического аппарата в приложении к радиолокации, позволяющие рассчитывать спектральную плотность мощности шумов квантования мешающих отражений и учитывать ее в отношении сигнал/помеха на выходе тракта обработки. На основе оценок спектральной плотности мощности шумов и отношения сигнал/шум сопоставлены варианты децимации (прореживание и усреднение отсчетов).

Заключение. Представлены рекомендации по выбору разрядности и частоты дискретизации АЦП для приемного радиолокационного тракта.

Ключевые слова: аналого-цифровое преобразование, шумы квантования, децимация, радиолокационный тракт приема, отношение сигнал/шум

Для цитирования: Гейстер С. Р., Кириченко В. В. Влияние параметров аналого-цифрового преобразования и децимации на отношение сигнал/помеха в радиолокационном тракте // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2021. Т. 24, № 6. С. 38–50. doi: 10.32603/1993-8985-2021-24-6-38-50

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 11.10.2021; принята к публикации после рецензирования 15.11.2021; опубликована онлайн 29.12.2021

Influence of Analog-To-Digital Conversion and Decimation Parameters on the Signal-To-Noise Ratio in the Radar Path

Sergey R. Heister✉, Valery V. Kirichenko

JSC "ALEVKURP", Minsk, Republic of Belarus

✉ hsr_1960@yahoo.ru

Abstract

Introduction. The digital representation of received radar signals has provided a wide range of opportunities for their processing. However, the used hardware and software impose some limits on the number of bits and sampling rate of the signal at all conversion and processing stages. These limitations lead to a decrease in the signal-to-interference ratio due to quantization noise introduced by powerful components comprising the received signal (interfering reflections; active noise interference), as well as the attenuation of a low-power reflected signal represented by a limited number of bits. In practice, the amplitude of interfering reflections can exceed that of the signal reflected from the target by a factor of thousands.

Aim. In this connection, it is essential to take into account the effect of quantization noise on the signal-to-interference ratio.

Materials and methods. The article presents expressions for calculating the power and power spectral density (PSD) of quantization noise, which take into account the value of the least significant bit of an analog-to-digital converter (ADC) and the signal sampling rate. These expressions are verified by simulating 4-, 8- and 16-bit ADCs in the Mathcad environment.

Results. Expressions are derived for calculating the quantization noise PSD of interfering reflections, which allows the PSD to be taken into account in the signal-to-interference ratio at the output of the processing chain. In addition, a comparison of decimation options (by discarding and averaging samples) is performed drawing on the estimates of the noise PSD and the signal-to-noise ratio.

Conclusion. Recommendations regarding the ADC bit depth and sampling rate for the radar receiver are presented.

Keywords: analog-to-digital conversion, quantization noise, decimation, radar receive path, signal-to-noise ratio

For citation: Heister S. R., Kirichenko V. V. Influence of Analog-To-Digital Conversion and Decimation Parameters on the Signal-To-Noise Ratio in the Radar Path. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2021, vol. 24, no. 6, pp. 38–50. doi: 10.32603/1993-8985-2021-24-6-38-50

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

Submitted 11.10.2021; accepted 15.11.2021; published online 29.12.2021

Введение. Задача повышения отношения сигнал/помеха по-прежнему остается в центре внимания разработчиков радиолокационной техники. Маскирующими помехами являются мешающие отражения, активные шумовые помехи и внутренние шумы радиоприемного устройства [1–4]. Мешающие отражения, присутствующие в типовых случаях, в отличие от шумов имеют когерентную временную структуру [5–7], что лежит в основе их когерентной компенсации.

Основные методы обработки отраженного от объекта сигнала на фоне маскирующих помех разработаны более полувека назад. Алгоритмы обработки разрабатываются для каждого радиолокатора индивидуально на основе предъявляемых к нему тактико-

технических требований. Задача разработки алгоритмов с учетом существующего опыта решается успешно. Однако их практическая реализация вносит свои коррективы в качество выделения сигнала на фоне помех. Немаловажную роль в этом играет качество преобразования сигнала в цифровой вид [1–4].

Известно [8–15], что преобразование сигнала в цифровой вид порождает шумы квантования. Влияние этих шумов на отношение сигнал/помеха в радиолокационном тракте проявляется в следующем:

– во-первых, мешающие отражения, амплитуды которых в сотни–тысячи раз больше амплитуды полезного сигнала, при преобразовании в цифровой вид будут порождать шумы квантования, которые не

могут быть скомпенсированы, так как они теряют когерентность;

– во-вторых, часть мощности полезного (отраженного) сигнала также преобразуется в шумы квантования. Однако эти потери оказывают существенно меньшее влияние по сравнению с шумами квантования мешающих отражений.

Постановка задачи. Для решения задачи определения влияния параметров аналого-цифрового преобразования и децимации на отношение сигнал/помеха в радиолокационном тракте необходимо разработать методический аппарат, который обеспечивает расчет спектральной плотности шумов квантования и ее учет в отношении сигнал/помеха. Верификацию разработанного методического аппарата целесообразно выполнить на основе моделирования аналого-цифрового преобразования сигнала и спектрального анализа.

Влияние частоты сигнала, частоты дискретизации и весового окна на форму спектра сигнала. Перед детальным рассмотрением шумов дискретизации рассмотрим влияние частоты сигнала (f_c), частоты дискретизации ($F_{\text{дис}}$) в аналого-цифровом преобразователе (АЦП) и весового окна на форму спектра выходного сигнала АЦП, который формируется путем дискретного преобразования Фурье (ДПФ). Квантованный по уровню выходной сигнал АЦП имеет $N_{\text{АЦП}} = 2^M$ уровней квантования, где M – разрядность АЦП, включая знаковый разряд.

При цифровой обработке спектр сигнала, как правило, формируется путем ДПФ, нормированного к количеству отсчетов сигнала. Заметим, что под количеством отсчетов сигнала в данном случае понимается количество отсчетов принятого сигнала, а не общее число при дополнении последовательности нулями для уменьшения интервала расстановки

фильтров ДПФ.

Важное значение для понимания особенностей проявления боковых лепестков спектра сигнала в спектре, получаемом путем ДПФ, имеет шаг дискретизации спектра по частоте. На рис. 1 и 2 представлены энергетические спектры одного и того же временного фрагмента гармонического сигнала $U_c(t) = E_c \exp(i2\pi f_c t)$, $0 \leq t \leq T_H$ с амплитудой $E_c = 1$ В на сопротивлении нагрузки $R_H = 1$ Ом (применяется далее во всех расчетах), частотой $f_c = 201.0$ Гц и длительностью наблюдения $T_H = 1.0$ с. Частота дискретизации сигнала $F_{\text{дис}} = 1024$ Гц. Спектр, представленный на рис. 1, получен путем комплексного ДПФ с числом точек $N_{\text{ДПФ}} = 1024$ от 1024 отсчетов сигнала, а спектр на рис. 2 – путем комплексного ДПФ с числом точек $N_{\text{ДПФ}} = 8192$ от 1024 отсчетов сигнала, дополненных нулями до 8196 отсчетов.

Энергетический спектр такого сигнала имеет

форму, соответствующую $\left| \frac{\sin x}{x} \right|^2$ и проявляющуюся

на рис. 2. Однако на рис. 1 боковые лепестки спектра, первые из которых должны быть на уровне -13 дБ относительно максимума (его значение $P_c(f)_{\text{max}} = -3$ дБВт), отсутствуют. Это обусловлено тем, что центральные частоты фильтров ДПФ (кроме одного) при формировании спектра, представленного на рис. 1, точно попадают на нулевые значения (или "нули") энергетического спектра рассматриваемого сигнала.

Таким образом, при исследовании шумов квантования целесообразно принимать меры к разделению боковых лепестков спектра закона модуляции сигнала (в приложении к радиолокации – междупериодной модуляции) и спектра шумов квантования.

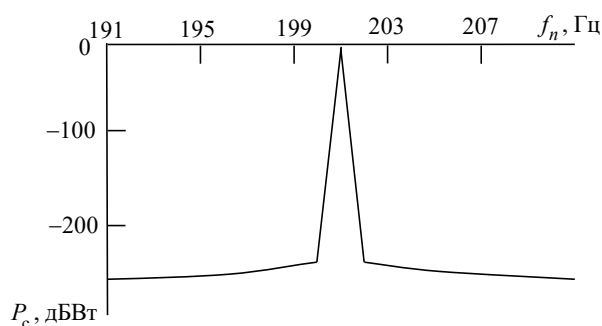


Рис. 1. Спектр гармонического сигнала длительностью 1 с, полученный путем ДПФ с числом точек 1024

Fig. 1. Spectrum of a 1 s harmonic signal obtained using a 1024-point DFT

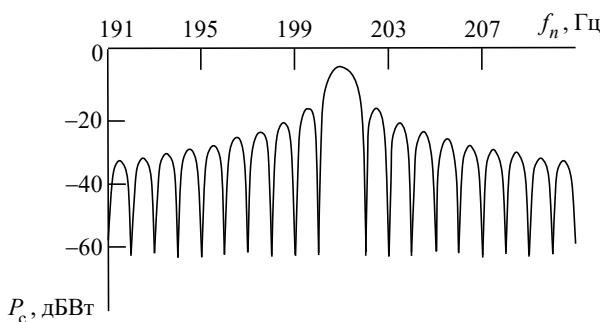


Рис. 2. Спектр гармонического сигнала длительностью 1 с, полученный путем ДПФ с числом точек 8192

Fig. 2. Spectrum of a 1 s harmonic signal obtained using an 8192-point DFT

При моделировании анализ шумов квантования в простейшем случае можно провести с использованием разности входного и выходного сигналов АЦП. При обработке реальных сигналов целесообразно применять следующие меры:

- при условии обеспечения максимальной разрешающей способности по частоте необходимо выполнять расстановку фильтров ДПФ в "нулях" боковых лепестков спектра сигнала. Это достигается использованием числа точек ДПФ, равного числу отсчетов сигнала, представляющего собой медленно флуктуирующий сигнал с прямоугольной огибающей;

- при возможном снижении требований к разрешающей способности по частоте необходимо применять весовое окно, снижающее уровень боковых лепестков узкополосного медленно флуктуирующего сигнала до величины, существенно меньшей уровня исследуемых шумов.

В приводимых примерах (рис. 3–10) использованы условия, соответствующие условиям при получении спектра на рис. 1 ($E_c = 1$ В и соответствует полной разрядной сетке АЦП;

$F_{\text{дис}} = 1024$ Гц; $R_H = 1$ Ом; $N_{\text{ДПФ}} = 1024$).

Спектры сигналов, получаемые с использованием комплексного ДПФ, формируются до АЦП (без ограничений на число разрядов в рамках компьютерной обработки) и после АЦП с числом разрядов $M = 4$. Форма представления результатов – в виде энергетических спектров

$$P_c(f) = 10 \lg \frac{|G_c(f)|^2}{2} [\text{дБВт}], \text{ причем } G_c(f) -$$

комплексная амплитуда сигнала на частоте f .

Отличия в условиях формирования энергетических спектров следующие:

- на рис. 3 спектр сигнала с частотой $f_c = 201.0$ Гц без весового окна до АЦП. Максимальное значение $P_c(f_c) \cong -2.97$ дБВт. "Нули" боковых лепестков спектра сигнала находятся на резонансных частотах фильтров ДПФ, что создает впечатление низкого уровня боковых лепестков спектра сигнала (на уровне "шумов вычислений");

- на рис. 4 спектр сигнала с частотой $f_c = 201.0$ Гц без весового окна после АЦП.

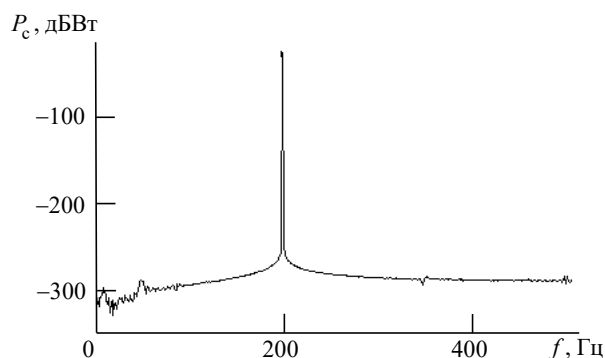


Рис. 3. Спектр сигнала с частотой 201.0 Гц на входе АЦП без весового окна

Fig. 3. Spectrum of a 201.0 Hz signal at the input of an ADC without a weight window

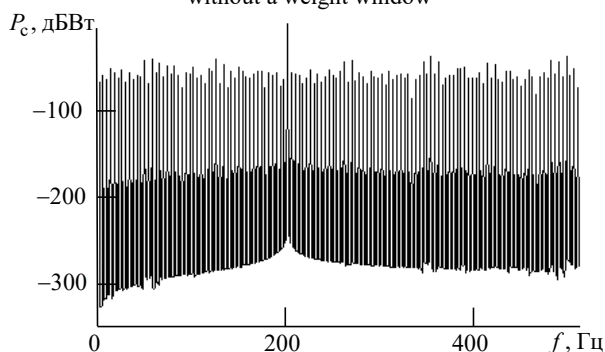


Рис. 4. Спектр сигнала с частотой 201.0 Гц на выходе АЦП без весового окна

Fig. 4. Spectrum of a 201.0 Hz signal at the output of an ADC without a weight window

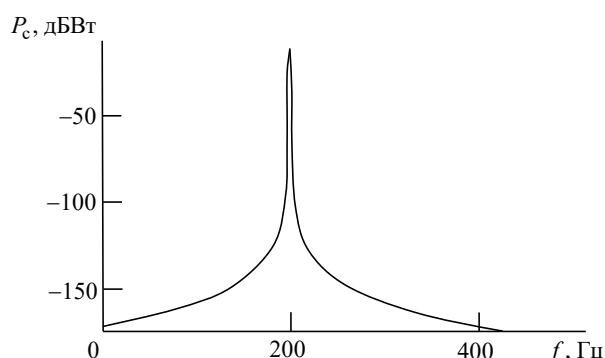


Рис. 5. Спектр сигнала с частотой 201.0 Гц на входе АЦП с весовым окном Блэкмана

Fig. 5. Spectrum of a 201.0 Hz signal at the input of an ADC using the Blackman window

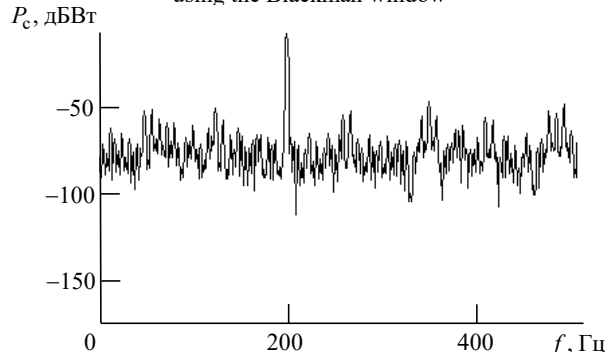


Рис. 6. Спектр сигнала с частотой 201.0 Гц на выходе АЦП с весовым окном Блэкмана

Fig. 6. Spectrum of a 201.0 Hz signal at the output of an ADC using the Blackman window

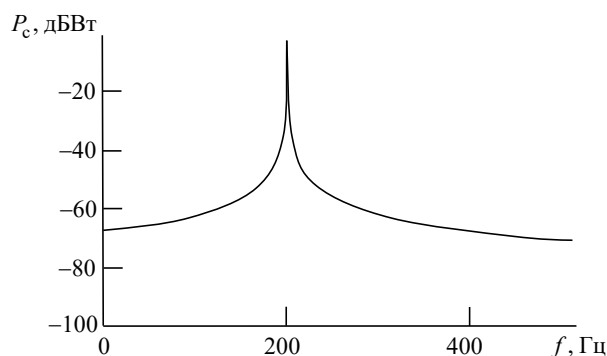


Рис. 7. Спектр сигнала с частотой 201.1 Гц на входе АЦП без весового окна

Fig. 7. Spectrum of a 201.1 Hz signal at the input of an ADC without a weight window

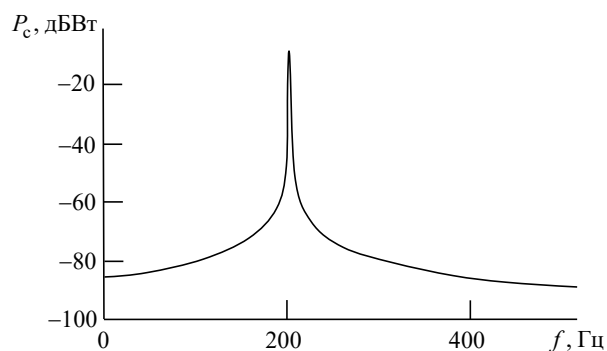


Рис. 9. Спектр сигнала с частотой 201.1 Гц на входе АЦП с весовым окном Блэкмана

Fig. 9. Spectrum of a 201.1 Hz signal at the input of an ADC using the Blackman window

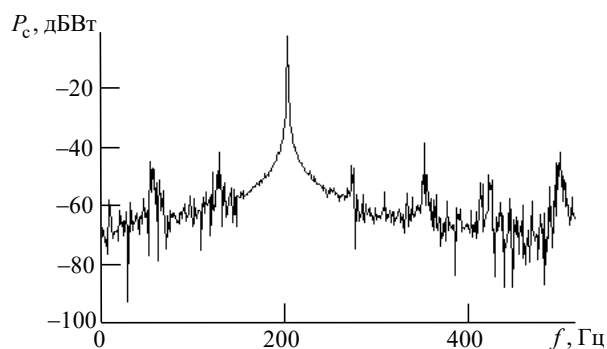


Рис. 8. Спектр сигнала с частотой 201.1 Гц на выходе АЦП без весового окна

Fig. 8. Spectrum of a 201.1 Hz signal at the output of an ADC without a weight window

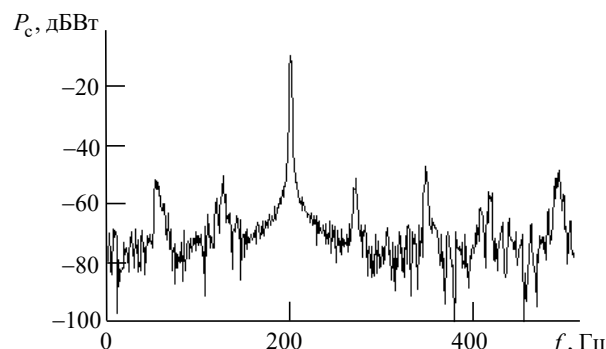


Рис. 10. Спектр сигнала с частотой 201.1 Гц на выходе АЦП с весовым окном Блэкмана

Fig. 10. Spectrum of a 201.1 Hz signal at the output of an ADC using the Blackman window

Максимальное значение $P_c(f_c) \cong -2.97$ дБВт. "Нули" боковых лепестков спектра сигнала находятся на резонансных частотах фильтров ДПФ, поэтому спектральные составляющие шумов квантования хорошо наблюдаются в спектре. Спектр шумов квантования является дискретным;

- на рис. 5 спектр сигнала с частотой $f_c = 201.0$ Гц с весовым окном Блэкмана ($\alpha = 0.16$) до АЦП. Максимальное значение $P_c(f_c) \cong -10.51$ дБВт. "Нули" боковых лепестков спектра сигнала находятся на резонансных частотах фильтров ДПФ, однако уровень боковых лепестков спектра сигнала несколько увеличился (на уровне "шумов вычислений") по сравнению с рис. 3 из-за уменьшения эффективной длительности сигнала;

- на рис. 6 спектр сигнала с частотой $f_c = 201.0$ Гц с весовым окном Блэкмана ($\alpha = 0.16$) после АЦП. Максимальное значение $P_c(f_c) \cong -10.51$ дБВт. "Нули" боковых лепестков спектра сигнала находятся на резонансных ча-

стотах фильтров ДПФ, поэтому спектральные составляющие шумов квантования хорошо наблюдаются в спектре. Спектр шумов квантования по-прежнему (рис. 4) является дискретным, однако спектральные составляющие шумов квантования расширились и начали сливаться из-за уменьшения эффективной длительности сигнала при применении весового окна без изменения уровня относительно основной спектральной составляющей сигнала (рис. 4 и 6);

- на рис. 7 спектр сигнала с частотой $f_c = 201.1$ Гц без весового окна до АЦП. Максимальное значение $P_c(f_c) \cong -3.11$ дБВт. Уровень боковых лепестков спектра сигнала вырос по сравнению с рис. 3 из-за того, что "нули" боковых лепестков спектра сигнала сдвинулись относительно резонансных частот фильтров ДПФ;

- на рис. 8 спектр сигнала с частотой $f_c = 201.1$ Гц без весового окна после АЦП. Максимальное значение $P_c(f_c) \cong -3.11$ дБВт. Видно, что выросшие боковые лепестки спектра сигнала возле его центра смещают уровень шумов

квантования. Изменение частоты сигнала привело к изменению частотного интервала следования максимумов шумов квантования (интервал увеличился по сравнению с интервалом на рис. 4);

– на рис. 9 спектр сигнала с частотой $f_c = 201.1$ Гц с весовым окном Блэкмана ($\alpha = 0.16$) до АЦП. Максимальное значение $P_c(f_c) \cong -10.58$ дБВт. Видно, что применение весового окна при $f_c = 201.1$ Гц незначительно (примерно на 10 дБ по сравнению с рис. 7) снизило боковые лепестки спектра сигнала в районе его максимума;

– на рис. 10 спектр сигнала с частотой $f_c = 201.1$ Гц с весовым окном Блэкмана ($\alpha = 0.16$) после АЦП. Максимальное значение $P_c(f_c) \cong -10.58$ дБВт. Шумы квантования отчетливо и практически без искажений наблюдаются на фоне спектра сигнала во всем частотном диапазоне ДПФ.

Параметры шумов квантования гармонического сигнала. В произвольном случае шумы квантования сигнала в комплексном представлении распределены в интервале частот, равном частоте дискретизации ($F_{\text{дис}}$). Полагается [8], что шумы квантования имеют распределение, близкое к нормальному, и распределяются в общем случае равномерно в полосе Найквиста, которая для комплексного сигнала соответствует интервалу $\left[-\frac{F_{\text{дис}}}{2}; \frac{F_{\text{дис}}}{2}\right]$. Основопологающим при этом является то, что шум квантования не коррелирован с входным сигналом АЦП. Как показали результаты исследований (см. рис. 3–10), спектр шумов квантования, как правило, содержит периодические составляющие. При этом среднее значение мощности спектральных составляющих шумов квантования в полосе $\left[-\frac{F_{\text{дис}}}{2}; \frac{F_{\text{дис}}}{2}\right]$ остается почти неизменным. В особых случаях, когда частота сигнала удовлетворяет условию $f_c K = F_{\text{дис}}$, где K – целое число, количество спектральных составляющих шумов квантования становится минимальным, а их мощность – максимальной.

Мощность гармонического сигнала $U_c(t) = E_c \exp(i2\pi f_c t)$, $0 \leq t \leq T_H$ с амплитудой E_c на сопротивлении $R_H = 1$ Ом определяется

выражением $2\sigma_c^2 = \frac{E_c^2}{2}$. Если амплитуда E_c соответствует полной разрядной сетке АЦП, то отношение мощности гармонического сигнала $2\sigma_c^2$ к мощности шума его квантования $2\sigma_{0-\text{АЦП}}^2$ называется отношением сигнал/шум квантования на выходе АЦП и определяется выражением [15]

$$\gamma_{S-\text{АЦП}} = 10 \lg \left(\frac{2\sigma_c^2}{2\sigma_{0-\text{АЦП}}^2} \right) = 10 \lg \left(\frac{E_c^2}{4\sigma_{0-\text{АЦП}}^2} \right) = 6.02M + 1.76 \text{ [дБ]}. \quad (1)$$

Выражение (1) можно также представить в безразмерном виде:

$$\gamma_{S-\text{АЦП}} = \frac{E_c^2}{4\sigma_{0-\text{АЦП}}^2} = 10^{\frac{6.02M+1.76}{10}}.$$

С учетом того, что шумы квантования на выходе АЦП при отсутствии фильтрации находятся в диапазоне частот, равном $F_{\text{дис}}$, спектральная плотность шумов дискретизации в общем виде описывается выражением

$$N_{0S-\text{АЦП}} = \frac{2\sigma_{0-\text{АЦП}}^2}{F_{\text{дис}}}.$$

Следовательно, для идеального АЦП в случае, когда гармонический сигнал по амплитуде близок к полной разрядной сетке, спектральную плотность шумов квантования можно представить в виде

$$N_{0S-\text{АЦП}} \cong \frac{E_c^2}{2\gamma_{S-\text{АЦП}} F_{\text{дис}}} = \frac{E_c^2}{2F_{\text{дис}}} 10^{-\frac{6.02M+1.76}{10}}$$

или

$$N_{0S-\text{АЦП}} \cong -6.02M - 1.76 + 10 \lg \frac{E_c^2}{2F_{\text{дис}}} \text{ [дБВт/Гц]}. \quad (2)$$

Если сигнал занимает полностью разрядную сетку АЦП с ценой младшего разряда $U_{\text{АЦП}}$, то

$$\frac{E_{\text{с max}}^2}{U_{\text{АЦП}}^2} = \left(\frac{E_{\text{с max}}}{U_{\text{АЦП}}} \right)^2 = 2^{2(M-1)}. \text{ С учетом этого (2)}$$

можно преобразовать к виду

$$N_{0S-\text{АЦП}} = \frac{U_{\text{АЦП}}^2}{2\gamma_{S-\text{АЦП}} F_{\text{дис}}} 2^{2(M-1)} = \frac{U_{\text{АЦП}}^2}{2F_{\text{дис}}} 10^{-0.778}$$

или

$$N_{0S-\text{АЦП}} = -7.78 + 10 \lg \frac{U_{\text{АЦП}}^2}{2F_{\text{дис}}} [\text{дБВт/Гц}]. \quad (3)$$

Исходя из (3) суммарная мощность шумов квантования описывается выражением

$$2\sigma_{0-\text{АЦП}}^2 = N_{0S-\text{АЦП}} F_{\text{дис}} = \frac{U_{\text{АЦП}}^2}{2} 10^{-0.778}$$

или

$$2\sigma_{0-\text{АЦП}}^2 = -7.78 + 10 \lg \frac{U_{\text{АЦП}}^2}{2} [\text{дБВт}].$$

Если полезный сигнал, полученный на выхо-

де АЦП, пропускается через узкополосный фильтр с полосой пропускания $\Delta F_{\text{д}}$, которая удовлетворяет условию $\Delta F_{\text{д}} \leq F_{\text{дис}}$, то отношение сигнал/шум квантования на выходе этого фильтра описывается выражениями

$$\rho_{S-\text{АЦП}} = \gamma_{S-\text{АЦП}} \frac{F_{\text{дис}}}{\Delta F_{\text{д}}}, \quad (4)$$

$$\rho_{S-\text{АЦП}} = 10 \lg \left[\gamma_{S-\text{АЦП}} \frac{F_{\text{дис}}}{\Delta F_{\text{д}}} \right] = 6.02M + 1.76 + 10 \lg \frac{F_{\text{дис}}}{\Delta F_{\text{д}}} [\text{дБ}]. \quad (5)$$

Если в качестве инструмента фильтрации выступает ДПФ без использования весового окна с числом точек $N_{\text{ДПФ}}$, то $\frac{F_{\text{дис}}}{\Delta F_{\text{д}}} = N_{\text{ДПФ}}$ и выра-

жения (4) и (5) преобразуются, соответственно, к виду

$$\rho_{S-\text{АЦП}} = \gamma_{S-\text{АЦП}} N_{\text{ДПФ}},$$

$$\rho_{S-\text{АЦП}} = 6.02M + 1.76 + 10 \lg N_{\text{ДПФ}} [\text{дБ}].$$

На рис. 11–13 представлены энергетические

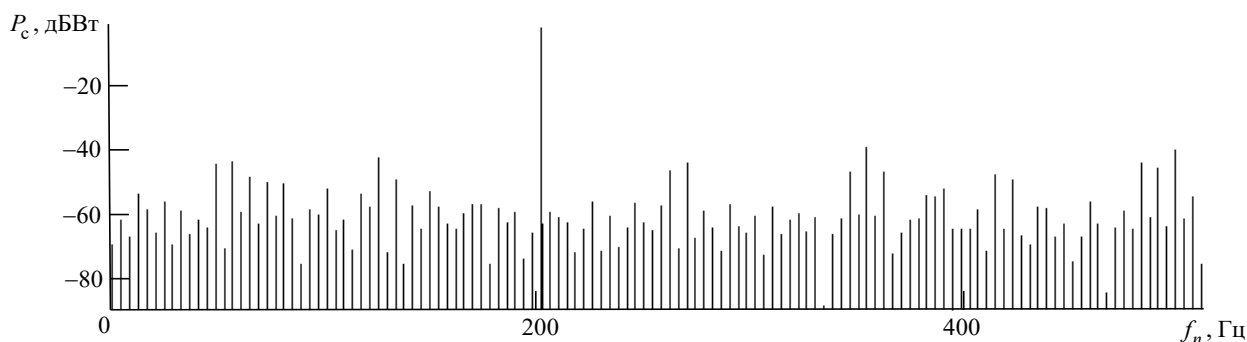


Рис. 11. Спектр гармонического сигнала на выходе АЦП с числом разрядов 4

Fig. 11. Harmonic signal spectrum at the output of a 4-bit ADC

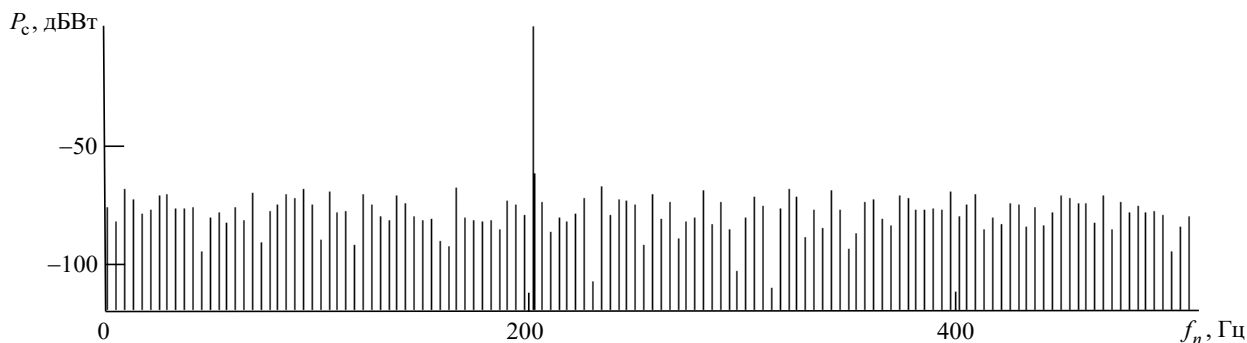


Рис. 12. Спектр гармонического сигнала на выходе АЦП с числом разрядов 8

Fig. 12. Harmonic signal spectrum at the output of an 8-bit ADC

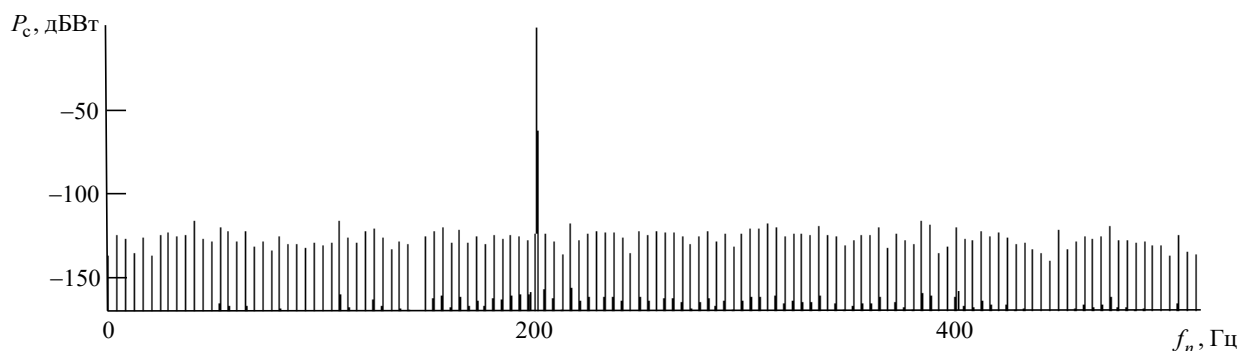


Рис. 13. Спектр гармонического сигнала на выходе АЦП с числом разрядов 16

Fig. 13. Harmonic signal spectrum at the output of a 16-bit ADC

спектры одного и того же гармонического сигнала вида $U_c(t) = E_c \exp(i2\pi f_c t)$, $0 \leq t \leq T_n$, имеющего частоту $f_c = 201.0$ Гц и амплитуду $E_c = 1$ В, удвоенное значение которой соответствует полной разрядной сетке АЦП.

$$\text{Энергетические спектры } P_c(f_n) = 10 \lg \frac{|G_c(f_n)|^2}{2}$$

получены на основе ДПФ с нормировкой к количеству точек $N_{\text{ДПФ}}$ без использования весового окна:

$$G_c(f_n) = \frac{1}{N_{\text{ДПФ}}} \sum_{j=0}^{N_{\text{ДПФ}}-1} U_j \exp \left[-i2\pi \frac{n}{N_{\text{ДПФ}}} j \right], \quad (6)$$

где $G_c(f_n)$ – комплексная амплитуда сигнала на выходе n -го фильтра ДПФ с резонансной частотой $f_n = \frac{F_{\text{дис}}}{N_{\text{ДПФ}}} n$; $U_j = U(jT_{\text{дис}})$ – j -й отсчет

сигнала с выхода АЦП; $T_{\text{дис}} = \frac{1}{F_{\text{дис}}}$ – период дискретизации.

Заметим, что использование весового окна в (6) исключено благодаря выбору частоты сигнала $f_c = 201.0$ Гц, при которой "нули" боковых лепестков спектра сигнала находятся на резонансных частотах фильтров ДПФ и не искажают спектр шумов квантования.

Энергетические спектры получены для следующих условий: частота дискретизации $F_{\text{дис}} = 1024$ Гц; число точек ДПФ $N_{\text{ДПФ}} = 1024$; число разрядов $M = 4$ (см. рис. 11), $M = 8$ (рис. 12) и $M = 16$ (рис. 13). Так как полоса пропускания фильтра ДПФ в данном случае равна

$$\Delta F_{\text{II}} = \frac{F_{\text{дис}}}{N_{\text{ДПФ}}} = 1.0 \text{ Гц, то спектральная плот-}$$

ность мощности соответствует мощности сигналов на выходах фильтров ДПФ. Соответственно,

$$N_c(f_n) \cong \frac{|G_c(f_n)|^2}{2\Delta F_{\text{II}}} \cong \frac{|G_c(f_n)|^2}{2} = P_c(f_n).$$

Оценки мощности основной спектральной составляющей сигнала $P_c(201 \text{ Гц})$ и спектральной плотности мощности шумов квантования $N_{0S-\text{АЦП}}$ (среднее значение мощности спектральных составляющих шумов при $\Delta F_{\text{II}} = 1.0$ Гц):

$$\begin{aligned} &\text{– для } M = 4 \text{ имеют значения } P_c(201 \text{ Гц}) = \\ &= -2.968 \text{ дБВт} \cong \frac{E_c^2}{2} \text{ и } N_{0S-\text{АЦП}} \cong -61.6 \text{ дБВт/Гц.} \end{aligned}$$

$$\text{Оценка отношения сигнал/шум квантования } \rho_{S-\text{АЦП}} = 10 \lg \frac{P_c(201 \text{ Гц})}{N_{0S-\text{АЦП}} \Delta F_{\text{II}}} \cong -2.968 + 61.6 \cong$$

$$\cong 58.6 \text{ дБ практически соответствует расчетному значению } \rho_{S-\text{АЦП}} = 6.02 \cdot 4 + 1.76 + 30.1 = 55.94 \text{ дБ.}$$

Спектральная плотность шумов квантования, рассчитанная с использованием (2), равна $N_{0S-\text{АЦП}} \cong -58.91 \text{ дБВт/Гц}$;

$$\text{– для } M = 8 \text{ имеют значения } P_c(201 \text{ Гц}) = -3.009 \text{ дБВт и } N_{0S-\text{АЦП}} \cong -81.4 \text{ дБВт/Гц.}$$

$$\begin{aligned} &\text{Оценка отношения сигнал/шум квантования } \rho_{S-\text{АЦП}} \cong -3.009 + 81.4 \cong 78.4 \text{ дБ практически} \\ &\text{соответствует расчетному значению } \rho_{S-\text{АЦП}} = 6.02 \cdot 8 + 1.76 + 30.1 = 80.02 \text{ дБ. Расчетное значе-} \end{aligned}$$

ние спектральной плотности шумов квантования

$$N_{0S-AЦП} \cong -83.03 \text{ дБВт/Гц};$$

– для $M=16$ имеют значения $P_c(201 \text{ Гц}) = -3.01 \text{ дБВт}$ и $N_{0S-AЦП} = -129.7 \text{ дБВт/Гц}$. Оценка отношения сигнал/шум квантования $\rho_{S-AЦП} = -3.01 + 129.68 = 126.67 \text{ дБ}$ соответствует расчетному значению $\rho_{S-AЦП} = 6.02 \cdot 16 + 1.76 + 30.1 = 128.18 \text{ дБ}$. Расчетное значение спектральной плотности шумов квантования $N_{0S-AЦП} \cong -131.193 \text{ дБВт/Гц}$.

Шумы квантования в приложении к радиолокации. Наибольшие шумы квантования в радиолокационном тракте порождают наибольшие составляющие сигнала [1–4] – мешающие отражения (МО) и активные шумовые помехи (АШП).

АШП является шумом с равномерной, как правило, спектральной плотностью $N_{АШП}$ в пределах ширины спектра $\Delta f_{АШП}$. Поэтому шумы квантования, которые порождаются в пределах частоты дискретизации $F_{\text{дис}}$ (частота удовлетворяет условию $F_{\text{дис}} > \Delta f_{АШП}$), слабо влияют на спектральную плотность АШП на выходе АЦП. Так как АШП имеет равномерный спектр в пределах своей ширины, то в спектре АШП на выходе АЦП не будет преобладающих по мощности спектральных составляющих. Шумы квантования АШП ограничивают потенциальную эффективность пространственной когерентной компенсации АШП.

МО являются когерентными помехами, амплитуда которых на несколько порядков превышает амплитуду полезного отраженного сигнала. В соответствии с (2) спектральная плотность мощности шумов квантования МО, занимающих примерно всю разрядную сетку, описывается выражением

$$N_{\text{МО-АЦП}} \cong \frac{2\sigma_{\text{МО}}^2}{\gamma_{S-AЦП} F_{\text{дис}}} = \frac{2\sigma_{\text{МО}}^2}{F_{\text{дис}}} 10^{-\frac{6.02M+1.76}{10}}, \quad (7)$$

где $2\sigma_{\text{МО}}^2$ – мощность МО на входе АЦП.

Мощность МО для различных условий можно рассчитать с использованием методического аппарата, представленного в [7].

В зависимости от настройки АЦП мешающие отражения могут занимать произвольное количество разрядов $M_{\text{МО-АЦП}}$ в пределах M -разрядной сетки. Например, при выборе разрядчиком радиолокатора цены младшего разряда, обеспечивающей запасом в $M_{\text{ЗД}}$ разрядов и "гарантирующей" исключение переполнения разрядной сетки, МО будут укладываться в $M_{\text{МО-АЦП}} = M - M_{\text{ЗД}}$ разрядов. С учетом этого выражение (7) в приложении к радиолокации следует уточнить:

$$N_{\text{МО-АЦП}} \cong \frac{2\sigma_{\text{МО}}^2}{F_{\text{дис}}} 10^{-\frac{6.02M_{\text{МО-АЦП}}+1.76}{10}}. \quad (8)$$

С учетом этого отношение сигнал/помеха на выходе устройства внутрипериодной обработки описывается выражением

$$\gamma = \frac{2\sigma_c^2 \Delta f_0 T_0}{(N_0 + N_{\text{АШП}} + N_{\text{МО-АЦП}}) \Delta f_0 + 2\sigma_{\text{МО-АЦП}}^2}$$

или

$$\gamma \cong \frac{2\sigma_c^2 \Delta f_0 T_0}{(N_0 + N_{\text{АШП}} + N_{\text{МО-АЦП}}) \Delta f_0 + 2\sigma_{\text{МО}}^2}, \quad (9)$$

где T_0 и Δf_0 – длительность и ширина спектра одиночного зондирующего сигнала; $2\sigma_{\text{МО-АЦП}}^2$ – мощность МО на выходе АЦП; N_0 – спектральная плотность внутренних шумов радиоприемного устройства.

Из (9) следует, что влияние шумов квантования МО на качество радиолокации начинается тогда, когда их спектральная плотность мощности становится соизмеримой или превышает спектральную плотность внутренних шумов приемного устройства.

Децимация выходного сигнала АЦП на фоне шумов. Рассмотрим АЦП с функцией двухквадратурного фазового детектирования [12–14]. Этот АЦП обеспечивает преобразование принятого сигнала $u(t) = U(t) \exp(i2\pi f_{\text{пр}} t)$ на радиочастоте $f_{\text{пр}}$ (десятки–сотни мегагерц) в две квадратурные составляющие $\text{Re}U(t)$ и $\text{Im}U(t)$, где $U(t) = U_c(t) + U_{\text{МО}}(t) + U_{\text{ш}}(t) + U_{\text{ВП}}(t)$, причем $U_c(t)$, $U_{\text{МО}}(t)$, $U_{\text{ш}}(t)$, $U_{\text{ВП}}(t)$ – комплексные огибающие отраженного сигнала, мешающих отражений, шумов (внутренних шумов и

активной шумовой помехи) и внеполосных помех (ВП).

Комплексная огибающая отраженного сигнала $U_c(t)$ имеет амплитудно-частотный спектр $|G_0(f)|$, который характеризуется шириной спектра Δf_0 (оцененной по некоторому уровню или эффективной шириной [7]), а также уровнем и частотным расположением боковых лепестков.

Выходные сигналы такого АЦП формируются с частотой дискретизации в виде дискретных отсчетов $\text{Re}U(nT_{\text{дис}})$, $\text{Im}U(nT_{\text{дис}})$,

$n = \overline{0, N-1}$. В типовом случае $F_{\text{дис}}$ выбирают исходя из значений промежуточной частоты и ширины спектра сигнала: для одноквадратурного преобразования $F_{\text{дис}} \geq 2(f_{\text{пр}} + 0.5\Delta f_0)$, а для двухквадратурного преобразования $F_{\text{дис}} \geq (f_{\text{пр}} + 0.5\Delta f_0)$. После квадратурного преобразования на видеочастоту целесообразно понизить частоту следования отсчетов (выполнить децимацию), что может быть обеспечено простым прореживанием или усреднением нескольких соседних отсчетов. Два этих варианта имеют кардинальные отличия в качестве формирования прореженного сигнала, связанные с соотношением частоты дискретизации и верхней границы диапазона существования эффективных помех, например верхней границы приема высокоуровневой помехи по боковым лепесткам амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) когерентного тракта приема сигналов до входа АЦП.

Будем полагать, что после АЦП с двухквадратурным преобразованием на видеочастоту отсчеты сигнала следуют с частотой $F_{\text{дис}_1}$, причем полезный сигнал с мощностью $2\sigma_c^2$ и шириной спектра Δf_0 , значительно меньшей $F_{\text{дис}_1}$, расположен на частоте $f = 0$, а шум с постоянной спектральной плотностью N_a расположен симметрично относительно частоты $f = 0$ в полосе $\Delta f_a \leq F_{\text{дис}_1}$. Необходимо выполнить децимацию сигнала, обеспечивающую уменьшение его частоты дискретизации с $F_{\text{дис}_1}$ на $F_{\text{дис}_2}$, причем с учетом двухквадратурного представления сигнала $F_{\text{дис}_2} \geq \Delta f_0$.

В случае децимации путем простого проре-

живания в N_D раз (выбирается каждый N_D -й отсчет исходного сигнала), обеспечивающего понижение частоты до величины

$$F_{\text{дис}_2} = \frac{F_{\text{дис}_1}}{N_D},$$

после прореживания в полосе анализа $F_{\text{дис}_2}$

увеличивается в $\frac{\Delta f_a}{F_{\text{дис}_2}}$ раз. Например, если

$\Delta f_a = F_{\text{дис}_1}$, то после прореживания спектральная плотность шумов увеличится в N_D раз из-за размножения АЧХ [6] дециматора. В итоге отношение сигнал/шум на выходе такого дециматора для заданных условий уменьшается в N_D раз.

В случае децимации путем усреднения N_D отсчетов в цифровом фильтре нижних частот (ФНЧ) временные отсчеты выходного сигнала ФНЧ $U_D(g)$, $g = \overline{0, N_2-1}$ формируются из отсчетов входного сигнала $U(n)$, $n = \overline{0, N_1-1}$ в соответствии с выражением $U_D(g) =$

$$= \frac{1}{N_D} \sum_{n=gN_D}^{gN_D+N_D-1} U(n), \quad g = \overline{0, N_2-1} \quad (\text{коэффициент}$$

передачи ФНЧ равен "1"). Спектральная плотность шумов после децимации в полосе анализа $F_{\text{дис}_2}$ относительно спектральной плотности полезного сигнала не изменяется.

На рис. 14–16 представлены энергетические спектры сигналов до и после децимации, выполненной двумя рассмотренными способами.

Исходным сигналом была последовательность временных отсчетов принятого сигнала после 8-разрядного АЦП, следующих с частотой $F_{\text{дис}_1} = 2^{14}$ Гц. Принятый сигнал включал гармонический сигнал на частоте $f_c = 201.0$ Гц с мощностью $2\sigma_c^2 \cong -3.0$ дБВт и шум с мощностью $2\sigma_a^2 \cong 0.83$ дБВт, спектральная плотность которого равномерно распределена в интервале $F_{\text{дис}_1}$ и имеет значение $N_a = \frac{2\sigma_a^2}{F_{\text{дис}_1}} \cong -41.317$ дБВт/Гц. Децимация выполнялась с коэффициентом децимации $N_D = 16$ на частоту дискретизации $F_{\text{дис}_2} = 2^{10}$ Гц, причем

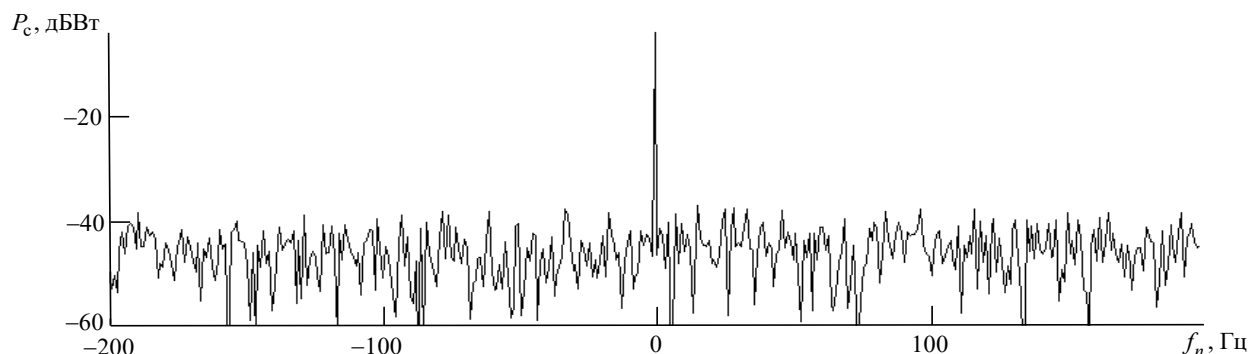


Рис. 14. Спектр гармонического сигнала перед децимацией

Fig. 14. Harmonic signal spectrum prior to decimation

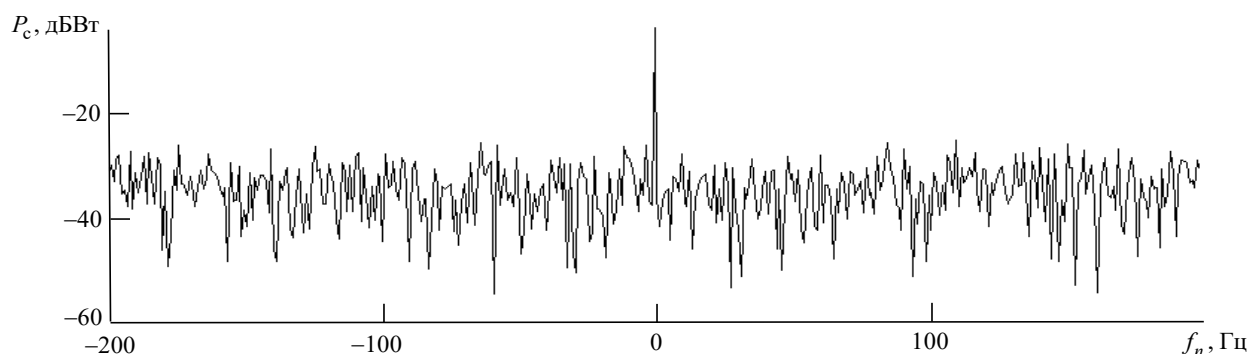


Рис. 15. Спектр гармонического сигнала после децимации путем выбора отсчетов

Fig. 15. Harmonic signal spectrum following decimation by sampling

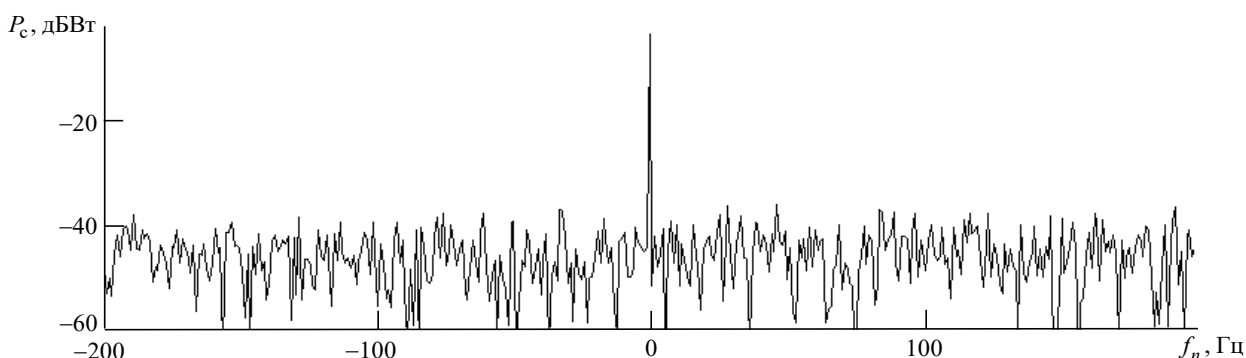


Рис. 16. Спектр гармонического сигнала после децимации путем усреднения отсчетов

Fig. 16. Harmonic signal spectrum following decimation by averaging samples

$10 \lg N_D = 12.04$ дБ. Спектры получены путем ДПФ в соответствии с (6) от последовательности длительностью $T_H = 1$ с (разрешение по частоте $\Delta F_H = 1$ Гц).

На рис. 14 представлен фрагмент энергетического спектра сигнала до децимации ($N_{\text{ДПФ}} = 2^{14}$). Полученные оценки $2\sigma_c^2 \cong -3.01$ дБВт и $N_a \cong -41.317$ дБВт/Гц соответствуют исходным условиям.

На рис. 15 представлен фрагмент энергетического спектра сигнала после децимации, выполнен-

ной простым прореживанием в 16 раз (выбором каждого 16-го отсчета) и преобразующей частоту

дискретизации к величине $F_{\text{дис}_2} = 2^{10}$ Гц.

Спектр сформирован путем ДПФ с числом точек $N_{\text{ДПФ}} = 2^{10}$. Видно, что мощность гармонического сигнала составила $2\sigma_c^2 \cong -2.711$ дБВт и осталась фактически прежней, а спектральная плотность шумов $N_a \cong -28.882$ дБВт/Гц увеличилась на 12.43 дБ, что соответствует коэффициенту $N_D = 16$.

На рис. 16 представлен фрагмент энергетического спектра принятого сигнала после децимации, выполненной путем усреднения каждых 16 отсчетов. Сигналы на выходе дециматора следуют с частотой $F_{\text{дис}_2} = 2^{10}$ Гц. Спектр сформирован путем ДПФ с числом точек $N_{\text{ДПФ}} = 2^{10}$. Видно, что мощность гармонического сигнала $2\sigma_c^2 \cong -3.512$ дБВт и спектральная плотность шумов $N_a \cong -41.289$ дБВт/Гц остались фактически неизменными по отношению к принятому сигналу до децимации.

Заключение. Мощность шумов квантования $2\sigma_{0-\text{АЦП}}^2$ уменьшается при уменьшении цены младшего разряда $U_{\text{АЦП}}$, что требует на практике обеспечения максимального соответствия разрядной сетки АЦП динамическому диапазону входного сигнала. Не менее важным является уменьшение спектральной плотности мощности шумов квантования $N_{0S-\text{АЦП}}$ путем увеличения частоты дискретизации $F_{\text{дис}}$ АЦП. Из (3) следует важная закономерность: влияние цены младшего разряда $U_{\text{АЦП}}$ на спектральную плотность шумов квантования имеет квадратичную зависимость, а частоты дискретизации — линейную. Следовательно, уменьшение цены младшего разряда, например, в 2 раза или увеличение числа разрядов АЦП на "1" даст в отношении спектральной плотности мощности шумов квантования такой же эффект, как увеличение частоты дискретизации в 4 раза.

Установка разработчиком радиолокатора не-

обоснованного "запаса" динамического диапазона АЦП путем увеличения цены младшего разряда приведет к росту шумов квантования МО и, соответственно, к снижению дальности обнаружения радиолокатора. Количественную определенность в этом устанавливают выражения (8) и (9).

Полученные выражения (7) и (8) для расчета спектральной плотности мощности шумов квантования мешающих отражений позволяют проводить инженерные расчеты при проектировании радиолокаторов. Динамичное управление масштабом разрядной сетки АЦП (ценой младшего разряда) наиболее целесообразно применять в радиолокаторе с импульсным зондирующим сигналом, так как именно в его приемном тракте однозначно проявляется зависимость мощности отраженных сигналов от четвертой степени дальности.

Из (9) следует, что влияние шумов квантования МО начинается тогда, когда их спектральная плотность мощности становится соизмеримой со спектральной плотностью внутренних шумов приемного устройства. Использование полученных математических выражений позволяет выполнять инженерные расчеты при проектировании радиолокатора, устанавливая взаимосвязи энергопотенциала (мощность зондирующего сигнала, коэффициент усиления антенны), коэффициента шума приемника и параметров АЦП.

Децимация сигнала, выполняемая после аналого-цифрового преобразования, должна исключать увеличение спектральной плотности шумов и соответствующее снижение отношения сигнал/шум.

Список литературы

1. Справочник по радиолокации: в 2 кн. Кн. 1 / под ред. М. И. Скольника; пер. с англ. под ред. В. С. Вербы. М.: Техносфера, 2014. 672 с.
2. Бартон Д. К., Вард Г. Справочник по радиолокационным измерениям / пер. с англ. под ред. М. М. Вейсбейна. М.: Сов. радио, 1976. 392 с.
3. Barton D. K., Leonov S. A. Radar technology encyclopedia. Boston, Mass.: Artech House, 1998. 511 p.
4. Barton D. K. Radar Equations for Modern Radar. Boston, Mass.: Artech House, 2013. 428 p.
5. Фельдман Ю. И., Мандуровский И. А. Теория флуктуаций локационных сигналов, отраженных распределенными целями / под ред. Ю. И. Фельдмана. М.: Радио и связь, 1988. 272 с.
6. Гейстер С. Р. Адаптивное обнаружение-распознавание с селекцией помех по спектральным портретам. Минск: Военная академия РБ, 2000. 172 с.
7. Охрименко А. Е. Основы радиолокации и радиоэлектронной борьбы. Ч. 1: Основы радиолокации. М.: Воениздат, 1983. 456 с.
8. Bennet W. R. Spectra of Quantized Signals // Bell System Tech. J. 1948. Vol. 27. P. 446–471.
9. Дженкинс Г., Ваттс Д. Спектральный анализ и его приложения / пер. с англ. В. Ф. Писаренко. М.: Мир, 1972. Т. 2. 285 с.
10. Рабинер Л., Гоулд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов / пер. с англ. А. Л. Зайцевой, Э. Г. Назаренко, Н. Н. Тетекиной; под ред. Ю. Н. Александрова. М.: Мир, 1978. 848 с.
11. Применение цифровой обработки сигналов / под ред. А. Оппенгейма; пер. с англ. под ред. А. М. Рязанцева. М.: Мир, 1980. 552 с.
12. Гольденберг Л. М., Матюшкин Б. Д., Поляк М. Н.

Цифровая обработка сигналов: справ. М.: Радио и связь, 1985. 312 с.

13. Оппенгейм А., Шафер Р. Цифровая обработка сигналов / пер. с англ. С. А. Кулешова; под ред. А. С. Ненашева. М.: Техносфера, 2006. 856 с.

14. Лайонс Р. Цифровая обработка сигналов / пер. с англ. под ред. А. А. Бритова. 2-е изд. М.: Бином, 2006. 653 с.

15. Кестер У. Аналого-цифровое преобразование / пер. с англ. под ред. Е. Б. Володина. М.: Техносфера, 2007. 1015 с.

Информация об авторах

Гейстер Сергей Романович – доктор технических наук (2004), профессор (2006), ведущий научный сотрудник ОАО "АЛЕВКУРП". Автор более 150 научных работ. Сфера научных интересов – построение радиотехнических систем различного назначения; радиолокационное распознавание; адаптивная обработка сигналов; радиоэлектронная защита.

Адрес: ОАО "АЛЕВКУРП", ул. Московская, д. 1а, Королев Стан, 223050, Республика Беларусь
E-mail: hsr_1960@yahoo.com

Кириченко Валерий Викторович – ведущий научный сотрудник ОАО "АЛЕВКУРП". Автор более 10 научных работ. Сфера научных интересов – формирование и обработка радиосигналов; моделирование реальных процессов и устройств.

Адрес: ОАО "АЛЕВКУРП", ул. Московская, д. 1а, Королев Стан, 223050, Республика Беларусь
E-mail: kirvv1964@yandex.ru

References

1. Skolnik M. I. Radar Handbook, 3rd ed. NY, McGraw-Hill, 2008, 1328 p.

2. Barton D. K., Ward H. Handbook of Radar Measurement. N. J., Prentice-Hall, 1969, 426 p.

3. Barton D. K., Leonov S. A. Radar technology encyclopedia. Boston, Mass., Artech House, 1998, 511 p.

4. Barton D. K. Radar Equations for Modern Radar. Boston, Mass., Artech House, 2013, 428 p.

5. Fel'dman Yu. I., Mandurovskii I. A. *Teoriya fluktuatsii lokatsionnykh signalov, otrazhennykh raspredelemnymi tselyami* [Theory of fluctuations of location signals reflected by distributed targets]. Ed. by Yu. I. Fel'dman. Moscow, *Radio i svyaz'*, 1988, 272 p. (In Russ.)

6. Heister S. R. *Adaptivnoe obnaruzhenie-raspoznavanie s selektsiei pomekh po spektral'nykh portretam* [Adaptive detection-recognition with interference selection based on spectral portraits]. Minsk, *Voennaya akademiya RB*, 2000, 172 p. (In Russ.)

7. Okhrimenko A. E. *Osnovy radiolokatsii i radioelektronnoi bor'by. Ch. 1. Osnovy radiolokatsii* [Fundamentals of radar and electronic warfare. Part 1. Fundamentals of

Radar]. Moscow, *Voenizdat*, 1983, 456 p. (In Russ.)

8. Bennet W. R. Spectra of Quantized Signals. Bell System Tech. J. 1948, vol. 27, pp. 446–471.

9. Jenkins G., Watts D. Spectral Analysis and Its Applications. Holden-Day, San Francisco, 1968, p. 525.

10. Rabiner L., Gold B. Theory and Application of Digital Signal Processing. Prentice Hall Inc., Englewood Cliffs, N. J., 1975, 762 p.

11. Applications of Digital Signal Processing. Ed. by A. Oppenheim. Prentice Hall Inc., Englewood Cliffs, N. J., 1978, 499 p.

12. Gol'denberg L. M., Matyushkin B. D., Polyak M. N. *Tsifrovaya obrabotka signalov: Spravochnik* [Digital Signal Processing: Handbook]. Moscow, *Radio i svyaz'*, 1985, 312 p. (In Russ.)

13. Oppenheim A., Schaffer R. Discrete-Time Signal Processing. 3rd ed. NJ, Prentice Hall, 1999, 870 p.

14. Lyons R. G. Understanding Digital Signal Processing. NJ, Prentice Hall, 2001, 517 p.

15. Kester W. Analog-Digital Conversion. Norwood, Analog Devices, 2004.

Information about the authors

Sergey R. Heister, Dr Sci. (Eng.) (2004), Professor (2006), Leading Researcher at the JSC "ALEVKURP". The author of more than 150 scientific. Area of expertise: construction of radio engineering systems for various purposes; radar recognition; adaptive signal processing; radioelectronic protective measures.

Address: JSG "ALEVKURP", 1a Moscow St., Korolev Stan 223050, Republic of Belarus
E-mail: hsr_1960@yahoo.com

Valery V. Kirichenko, Senior Researcher at the JSC "ALEVKURP". The author of more than 10 scientific publications. Area of expertise: formation and processing of radio signals; simulation of real processes and devices.

Address: JSG "ALEVKURP", 1a Moscow St., Korolev Stan 223050, Republic of Belarus
E-mail: kirvv1964@yandex.ru

Приборы и системы измерения на основе акустических, оптических и радиоволн

УДК 531.768

Оригинальная статья

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2021-24-6-51-62>

Оптимизация конструкции встречно-штыревого преобразователя кольцевого резонатора на поверхностных акустических волнах

С. Ю. Шевченко^{1✉}, Д. А. Михайленко¹, Б. Ньямверу²

¹ Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ"
им. В. И. Ульянова (Ленина), Санкт-Петербург, Россия

² Колледж бизнес-образования CBE, Дар-эс-Салам, Танзания

✉ syshevchenko@mail.ru

Аннотация

Введение. В предыдущих публикациях авторами рассматривались частотные характеристики и способы закрепления чувствительных элементов в виде волнового кольцевого резонатора на поверхностных акустических волнах в корпусе из различных материалов, а также влияние внешних факторов на чувствительные элементы. При анализе полученных результатов было замечено, что полоса пропускания достаточно широкая, что может отрицательно сказаться на детектировании сигнала при измерении ускорения с помощью разрабатываемого чувствительного элемента. Возникла необходимость уменьшить полосу пропускания чувствительного элемента за счет изменения конструкции встречно-штыревого преобразователя (ВШП). Используя компьютерное моделирование COMSOL Multiphysics, было продемонстрировано несколько вариантов ВШП и показано, что эта цель может быть достигнута изменением геометрии штыря ВШП.

Цель работы. Продемонстрировать оптимальную топологию ВШП с малой полосой пропускания, что влечет за собой улучшение детектирования сигнала при влиянии ускорения на чувствительный элемент.

Материалы и методы. Применение метода конечных элементов и математическая обработка в AutoCAD и COMSOL Multiphysics.

Результаты. Предложено 9 типов топологий встречно-штыревых преобразователей. Проведены исследования при помощи программного обеспечения COMSOL Multiphysics вышеуказанных типов ВШП на подложках из ниобата лития, выступающего в качестве материала чувствительного элемента, и представлены частотные характеристики. Проведена оценка полученных данных и сделаны выводы об оптимальной конструкции кольцевого резонатора: наиболее эффективной структурой является ВШП с прямоугольными штырями без селективного изъятия.

Заключение. Генерация волны в кольцевом резонаторе может быть выполнена при изъятии не более одной пары ВШП на 10 и более периодов. При этом изъятие ВШП должно быть равномерным. При увеличении количества изъятых ВШП нарушается геометрия кольцевого резонатора и волна покидает конструкцию. Наличие общей шины позволяет удерживать поверхностную акустическую волну внутри конструкции ВШП, а сужение периодов к внутренней части конструкции позволяет улучшить частотные характеристики кольцевого резонатора на поверхностных акустических волнах.

Ключевые слова: микроэлектромеханические системы, микромеханический акселерометр, чувствительный элемент, поверхностные акустические волны, встречно-штыревой преобразователь, анизотропные материалы, изотропные материалы, топология

Для цитирования: Шевченко С. Ю., Михайленко Д. А., Ньямверу Б. Оптимизация конструкции встречно-штыревого преобразователя кольцевого резонатора на поверхностных акустических волнах // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2021. Т. 24, № 6. С. 51–62. doi: 10.32603/1993-8985-2021-24-6-51-62

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Источник финансирования. Работа выполнена при финансовой поддержке Комитета по науке и высшей школе Санкт-Петербурга в рамках гранта в форме субсидий в сфере научной и научно-технической деятельности.

Статья поступила в редакцию 11.11.2021; принята к публикации после рецензирования 13.12.2021; опубликована онлайн 29.12.2021



Optimizing the Design of Surface-Acoustic-Wave Ring Resonator by Changing the Interdigitated Transducer Topology

Sergey Yu. Shevchenko^{1✉}, Denis A. Mikhailenko¹, Boniface Nyamweru²

¹Saint Petersburg Electrotechnical University, St Petersburg, Russia

²College of Business Education CBE, Dar es Salaam, Tanzania

✉syshevchenko@mail.ru

Abstract

Introduction. Previous works considered the frequency characteristics and methods for fixing sensitive elements in the form of a wave ring resonator on surface acoustic waves in a housing made of various materials, as well as the influence of external factors on sensitive elements. It was found that the passband in such a case is sufficiently wide, which can affect adversely signal detection when measuring acceleration using the sensitive element under development. Therefore, it has become relevant to reduce the sensitive element's bandwidth by changing the design of the interdigitated transducer (IDT).

Aim. To demonstrate an optimal topology for an IDT with a low bandwidth, leading to improved signal detection when acceleration affects the sensitive element.

Materials and methods. The finite element method and mathematical processing in AutoCAD and in COMSOL Multiphysics.

Results. Nine topologies of IDT are proposed. All these types were investigated using the COMSOL Multiphysics software on lithium niobate substrates, which material acts as a sensitive element. The frequency characteristics are presented. The data obtained allowed an optimal design of the ring resonator to be proposed: an IDT with rectangular pins without selective withdrawal.

Conclusion. Self-generation in a ring resonator can be performed by withdrawing no more than one pair of IDTs for 10 or more periods. In this case, the withdrawal of IDTs should be uniform. With an increase in the number of IDT withdrawals, the geometry of the ring resonator is violated, and the wave leaves the structure. The presence of a shared bus keeps the surface acoustic wave inside the IDT structure, and the narrowing of the periods towards the inner part of the structure makes it possible to improve the frequency characteristics of the ring resonator on surface acoustic waves.

Keywords: microelectromechanical systems, micromechanical accelerometer, sensitive element, surface acoustic waves, interdigitated transducer, anisotropic material, isotropic material, topology

For citation: Shevchenko S. Yu., Mikhailenko D. A., Nyamweru B. Optimizing the Design of Surface-Acoustic-Wave Ring Resonator by Changing the Interdigitated Transducer Topology. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2021, vol. 24, no. 6, pp. 51–62. doi: 10.32603/1993-8985-2021-24-6-51-62

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

Acknowledgements. This research was funded by the Committee for Science and Higher Education of St. Petersburg within the framework of a grant in the form of subsidies in the field of scientific and scientific-technical activities.

Submitted 11.11.2021; accepted 13.12.2021; published online 29.12.2021

Введение. В настоящее время одним из главных компонентов большинства современных устройств можно назвать микроэлектромеханические системы (МЭМС), которые сочетают в себе минимальные габариты благодаря размещению элементов на одной плате, низкую стоимость за счет массового производства и низкое потребление энергии на уровне единиц ватт. Также МЭМС имеют высокую частоту измерений. За счет применяемых технологий при изготовлении микроэлектроники размер датчиков

можно уменьшать до спичечной головки, но при этом точность и механическая прочность будут снижаться. Последние 2 параметра, считающиеся недостатками, не являются определяющими в потребительском сегменте, что и позволило МЭМС получить широкое распространение в медицине [1], спорте [2], игровой индустрии [3] и особенно в портативной технике [4–6].

В начале XXI в. акселерометры также были реализованы как МЭМС, что позволило им получить

Оптимизация конструкции встречно-штыревого преобразователя кольцевого резонатора на поверхностных акустических волнах

Optimizing the Design of Surface-Acoustic-Wave Ring Resonator by Changing the Interdigitated Transducer Topology

распространение в таких устройствах, как смартфон [7], геймпад [8], контроллер движения [9], жесткий диск [10], видеорегиcтpатор автомобиля [11], и во многих др. Классические микроакселерометры имеют такие же недостатки, как и все МЭМС-датчики – малую точность и механическую прочность. Малая прочность связана с низкой прочностной характеристикой торсионов, что приводит к их неспособности выдерживать перегрузки, вызванные чрезмерным ускорением и/или внешними механическими силами.

Датчики на основе поверхностных акустических волн (ПАВ), хотя и менее развиты на сегодняшний день, но представляют собой разумную и, в значительной степени, многообещающую альтернативу. Датчики ПАВ в своей конструкции не имеют торсионов, а чувствительный элемент жестко закреплен на корпусе датчика, что позволяет выдерживать значительно большие перегрузки по сравнению с классическими МЭМС. Последние разработки на основе монолитных твердотельных конструкций характеризуются относительно высокой стабильностью параметров и низким энергопотреблением (0.5...1 Вт) [12].

Вариации конструкции датчиков, основанных на воздействии акустических волн, практически безграничны. Таким образом, можно построить датчики на поверхностных акустических волнах, чувствительные к слабым постоянным сигналам [13], а также датчики углового движения на объемных акустических волнах [14] из-за поляризации волны.

В настоящее время акселерометры на ПАВ создаются малым количеством компаний [15], а наибольшее распространение получили датчики на ПАВ как системы для анализа пара и газа [16], контроля температуры [17] и определения давления [18]. Основные исследования в области акселеро-

метров на ПАВ и схожих датчиков направлены на поиск новых пьезоэлектрических материалов для консоли чувствительных элементов (ЧЭ), которые могли бы преодолеть типичные ограничения существующих материалов (SiO_2 , LiNbO_3).

Исследования авторов статьи направлены на совершенствование конструкций чувствительного элемента прямоугольной и треугольной форм, которым сейчас присущ недостаток в виде одностороннего крепления консоли пьезоэлектрического элемента к корпусу датчика, вследствие чего нагрузка распределяется неравномерно. Ранее авторы предложили конструкцию микромеханического акселерометра на ПАВ на основе чувствительного элемента кольцевой формы [19], а также рассмотрели оптимальное крепление консоли в корпусе, материал для перспективной конструкции ЧЭ в соответствии с его частотными характеристиками и оценили потенциальное влияние внешних воздействий, таких, как чрезмерное ускорение и температура на ЧЭ [20]. В предыдущей работе также была выявлена широкая полоса пропускания, поэтому в данной работе рассматривается оптимизация предложенной ранее конструкции и уменьшение ширины полосы пропускания с уменьшением боковых лепестков мод. Работа проводилась с использованием компьютерного моделирования в программном пакете COMSOL Multiphysics 5.5.

Конструкция чувствительного элемента. Общий вид чувствительного элемента мембраны соответствует ЧЭ из [20] с креплением консоли к корпусу с помощью силиконового клея (рис. 1). Модель была построена в программе AutoCAD с последующим импортом модели в COMSOL Multiphysics 5.5 из-за ограниченных возможностей редактора САПР последнего. Резонатор состоит из двух кольцевых

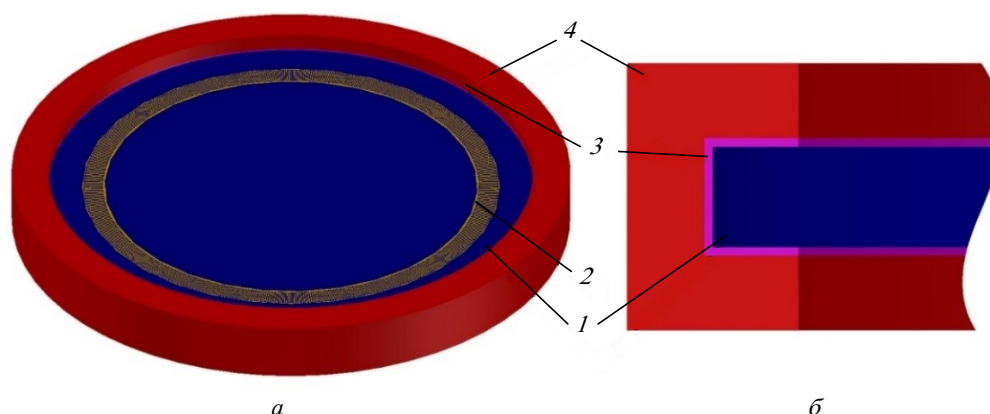


Рис. 1. Конструкция чувствительного элемента на поверхностных акустических волнах: а – общий вид; б – вид спереди (1 – консоль; 2 – встречно-штыревой преобразователь; 3 – силиконовый клей; 4 – корпус)

Fig. 1. The design of the sensitive element based on surface acoustic waves: а – general view; б – front view (1 – console; 2 – inter-digital transducer; 3 – silicone adhesive; 4 – case)

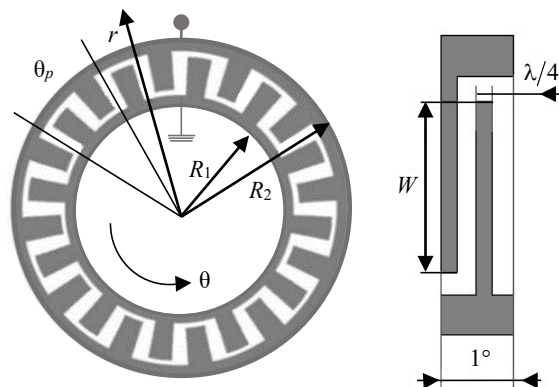


Рис. 2. Встречно-штыревой преобразователь

Fig. 2. Inter-digital transducer

встречно-штыревых преобразователей (1) и пьезоэлектрического кристалла, расположенного между преобразователями (2). Вся конструкция ограничена как по глубине, так и по радиусу демпфирующей средой для подавления паразитных отражений волн от внешних границ.

Общая схема встречно-штыревого преобразователя (ВШП) представлена на рис. 2. В работе используются следующие параметры ВШП: длина периода ВШП в центре кольца составляет 19.2 мкм при угловом периоде преобразователя $p = 1$ и высоте $h = 0.2$ мкм. Принимая это значение за длину волны (λ) и учитывая, что ПАВ затухают на глубине около 3λ , высота структуры будет 7λ , или 134.4 мкм. Вылет консоли составляет 1500 мкм. Габаритные параметры чувствительного элемента представлены в табл. 1.

Свойства ВШП полностью определяются их конструктивными характеристиками, а именно геометрией электродов (переменная ширина электродов, аподизация – изменение взаимного перекрытия соседних электродов на длине ВШП по какому-либо функциональному закону) и их расположением (апертура, периодичность, наклон, число электродов). Также взаимное расположение

Табл. 1. Габаритные параметры чувствительного элемента

Table 1. Dimensional parameters of the sensitive element

Параметр	Значение
Угловой период θ_p	1°
Внутренний радиус R_1	1000 мкм
Внешний радиус R_2	1120 мкм
Высота ВШП h	0.2 мкм
Апертура W	12 мкм
Радиус консоли R_0	1500 мкм
Высота консоли h_0	134.3 мкм

преобразователей определяет время задержки сигнала и относительную неравномерность фазовой характеристики, возможность коррекции фронта (например, пленочными волноводами) и отвлечение энергии ПАВ в соседние каналы. Существенно влияет и способ подключения к общим потенциальным шинам (емкостный, оптический, многофазный, с делением потенциала).

Простой ВШП имеет постоянные пространственный период и длину электродов по апертуре и АЧХ вида $\sin x/x$ с низкой избирательностью. Для повышения селективных требований можно воспользоваться различными методами взвешивания (амплитудное или аподизация) ВШП, которые достигаются изменением, например, периода, длины, ширины электродов.

Поскольку полоса пропускания ВШП обратно пропорциональна числу его электродов, то в эквидистантном аподизованном ВШП сильно возрастают отражения, которые можно снизить, применив структуру ВШП с расщепленными электродами, с прореженными электродами или с изломом электродов.

Преобразователь является частотно-избирательным элементом, поэтому его амплитудно-частотная характеристика имеет максимум на частоте акустического синхронизма f_0 и описывается выражением

$$H(f) = NA \frac{\sin\left(\pi N \frac{f - f_0}{f_0}\right)}{\pi N \frac{f - f_0}{f_0}},$$

где N – число пар электродов; A – амплитуда волны; f_0 – рабочая частота преобразователя; f – текущее значение частоты преобразователя. Частота акустического синхронизма определяется как

$$f_0 = v_{\text{п}} / (2h_{\text{эл}}),$$

где $v_{\text{п}}$ – скорость распространения ПАВ в материале; $h_{\text{эл}} = \lambda_{\text{п}}/2$; $\lambda_{\text{п}}$ – расстояние между центрами пар электродов.

Полоса пропускания характеризуется числом пар электродов N и определяется по уровню

$$0.707H(f_0) : \Delta f = 1/T = v_{\text{п}}/L = v_{\text{п}}/(N\lambda_{\text{п}}) = f_0/N,$$

где T – длительность выходного импульса; L – расстояние между близлежащими краями входного и выходного преобразователей.

Напылить резонатор в виде кольца на сегодняшний день технологически сложно, поэтому в работе рассматривается возможность сегментации преобразователя. Качество и метод изготовления прототипов во многом определяют характеристики устройств с ПАВ. Наиболее распространенным прецизионным методом нанесения топологии на пьезоэлектрическую подложку является фотолитография – метод создания фрагментов на поверхности из-за чувствительности покрытий к интенсивному энергетическому излучению, позволяющий воссоздать определенное взаимное расположение и форму заданных элементов.

Существует 3 основных типа фотолитографии: контактная, проекционная и безмасочная лазерная (электронный луч).

Контактная фотолитография используется для прототипирования и производства мелкосерийной продукции. Для этого типа используется более дешевое и простое оборудование, чем для других видов фотолитографии. В процессе работы устройства специальный шаблон плотно прилегает к полупроводниковой пластине, на ее поверхность предварительно наносится фоторезист. Ртутная или светодиодная лампа освещает изображение топологии, а ее длина волны отвечает за минимальные параметры образующегося фрагмента, расположенного на пластине. Современные прецизионные показатели оборудования контактной фотолитографии составляют 0.5...1.0 мкм. Этот тип имеет ряд недостатков: ограниченное количество циклов (не более 70) и снижение качества продукта при каждом последующем выпуске.

Для уменьшения некачественной продукции из-за контакта был разработан метод литографии с микроззором, суть которого заключается в том, что фотографический шаблон "отодвигается" от самой подложки на несколько микрометров. Это позволяет полностью обработать пластину за один проход. Данный метод получил широкое

распространение в серийном производстве изделий с точностью около 1 мкм.

При изготовлении полупроводниковых приборов применяется проекционная фотолитография, что исключает использование контактного метода, так как минимальные параметры топологического фрагмента оборудования (до 20 нм) намного меньше разрешающей способности машин для контактного способа производства. Основное преимущество метода – отсутствие контакта фотошаблона и фоторезиста на пластине. Таким образом, шаблон не повреждается и может служить долго. Также возможно достичь минимального разрешения 20 нм.

Для лазерной фотолитографии без масок используются источники сфокусированного лазерного излучения или электронный столб, генерирующий сфокусированный электронный луч, для освещения фоторезиста и создания желаемой топологии (изображения) на подложке или фотомаске. Сфокусированный лазерный луч освещает изображение топологии, а его длина волны отвечает за минимальные параметры образующегося фрагмента, расположенного на пластине.

Оборудование для контактной фотолитографии значительно дешевле, что делает его рентабельным для использования в научно-исследовательских лабораториях, университетах, исследовательских центрах и на небольших предприятиях.

Основной способ смены ВШП в работе – удаление определенного количества электродов из конструкции с заменой общей шины. Отсутствие общей шины, согласно теории ПАВ, приводит к самогенерации волны.

Метод взвешивания, при котором не изменяется степень перекрытия электродов разной полярности, называется методом селективного удаления (рис. 3). Принцип состоит в том, чтобы выборочно исключить некоторые источники поверхностно-активных веществ из исходной не-

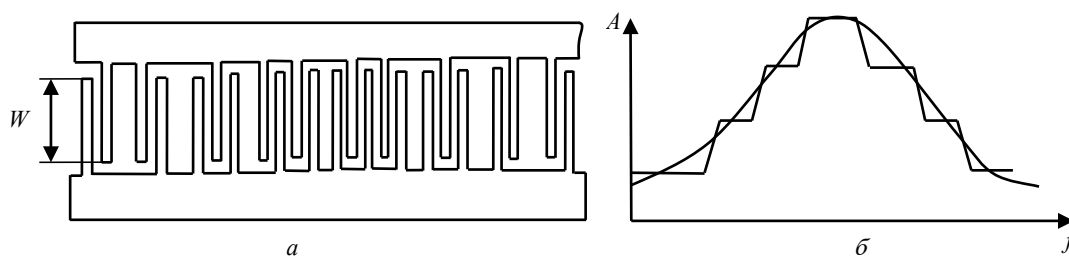


Рис. 3. ВШП с весовой обработкой с удалением электродов: а – весовая обработка с выборочным снятием электродов; б – амплитуда весовой функции

Fig. 3. IDT following weight processing and electrode withdrawal: а – weight processing with selective electrode withdrawal; б – amplitude of the weight function

Табл. 2. Характеристики пьезоэлектрических материалов и силиконового клея

Table 2. Characteristics of piezoelectric materials and silicone adhesive

Параметр	Срез YX-128° LiNbO ₃	Силиконовый клей
Скорость распространения волны, м/с	3961	–
Плотность, кг/м ³	4640	1700
Модуль упругости, Па	170·10 ⁹	25·10 ⁶
Коэффициент Пуассона	0.25	0.48

Табл. 3. Матричный вид тензора упругости 4-го ранга среза YX-128° ниобата лития, ГПа

Table 3. Matrix form of the tensor of elasticity of the 4th rank of the cut YX/128° of lithium niobate, GPa

	$C_{E_{1n}}$	$C_{E_{2n}}$	$C_{E_{3n}}$	$C_{E_{4n}}$	$C_{E_{5n}}$	$C_{E_{6n}}$
$C_{E_{m1}}$	202.900	69.985	57.842	12.846	0	0
$C_{E_{m2}}$	69.985	193.970	90.330	9.312	0	0
$C_{E_{m3}}$	57.842	90.330	221.160	8.003	0	0
$C_{E_{m4}}$	12.846	9.312	8.003	75.323	0	0
$C_{E_{m5}}$	0	0	0	0	56.860	–5.092
$C_{E_{m6}}$	0	0	0	0	–5.092	77.919

Табл. 4. Матрица связи среза YX/128° ниобата лития, См/м²

Table 4. Coupling matrix cut YX/128° of lithium niobate, S/m²

	e_{1n}	e_{2n}	e_{3n}	e_{4n}	e_{5n}	e_{6n}
e_{m1}	0	0	0	0	4.4724	0.2788
e_{m2}	–1.8805	4.4467	–1.5221	0.0674	0	0
e_{m3}	1.7149	–2.6921	2.3136	0.6338	0	0

Табл. 5. Матрица относительной диэлектрической проницаемости среза YX/128° ниобата лития

Table 5. Cut YX/128° of lithium niobate relative permittivity matrix

	$\epsilon_{rS\ 1n}$	$\epsilon_{rS\ 2n}$	$\epsilon_{rS\ 3n}$
$\epsilon_{rS\ m1}$	43.6000	0	0
$\epsilon_{rS\ m2}$	0	38.1270	–7.0055

аподизированной ВШП.

Из-за дополнительной дискретизации импульсной характеристики и интерференции волн от разных групп электродов в АЧХ преобразователя появляются ангармонические характеристики, уровень которых вблизи полосы пропускания составляет 35...40 дБ и уменьшается до 15...20 дБ с ростом частоты. Взвешивание выборочным удалением электродов более точно аппроксимирует за-

данный импульсный отклик при увеличении количества электродов, поэтому метод подходит для реализации узких полос пропускания.

Характеристики используемых материалов представлены в табл. 2–5. Для данной работы был выбран материал ниобат лития, так как он имеет наибольшую температурную стабильность по сравнению с другими материалами, представленными в [20]. Также чувствительный элемент с подложкой из

ниобата лития проще в изготовлении по сравнению с нитридом алюминия, так как нитрид алюминия является пленочным материалом и должен наноситься на подложку, например, кварца.

Компьютерное моделирование. На рис. 4–12 представлены виды ВШП, характеристики которых моделировались в данной работе.

Как видно из рис. 4–12, основным методом модернизации конструкции является селективное изъятие ВШП. Также при моделировании одного

из видов ВШП (рис. 4) была предложена отличная от других конструкция ВШП с сохранением прямоугольности штырей и периода 19.2 мкм на внешнем радиусе конструкции.

Моделирование частотных характеристик проводилось в COMSOL Multiphysics для консоли из пьезоэлектрического материала LiNbO_3 в диапазоне от 190 до 230 МГц. На рис. 13–21 представлены результаты моделирования для всех видов ВШП, указанных на рис. 4–12.

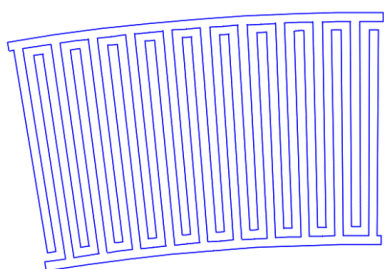


Рис. 4. Первый вид ВШП. Первоначальный вид ВШП. Все штыри конические. На всех участках от внешнего до внутреннего радиусов расстояние между штырями $\pi/4$

Fig. 4. First type of IDT. Initial view of IDT. All pins are tapered. In all areas from the outer to the inner radii, equal distances ($\pi/4$) are observed between the pins

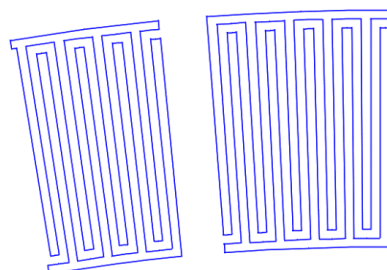


Рис. 7. Четвертый вид ВШП. Селективное удаление. Каждая десятая пара штырей удаляется. Общая шина отсутствует

Fig. 7. The fourth type of IDT. Selective withdrawal. Every tenth pair of pins is withdrawn. No shared bus

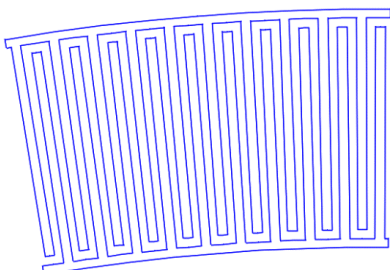


Рис. 5. Второй вид ВШП. Штыри прямоугольные. На внешнем радиусе период составляет 19.2 мкм

Fig. 5. The second type of IDT. Rectangular pins. At the outer radius, the period is 19.2 μm

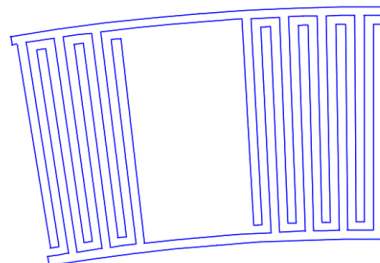


Рис. 8. Пятый вид ВШП. Селективное удаление. Через каждые 10 пар штырей удаляются 3 пары штырей. Присутствует общая шина

Fig. 8. The fifth type of IDT. Selective withdrawal. Every ten pairs of pins, 3 pairs of pins are withdrawn. A shared bus

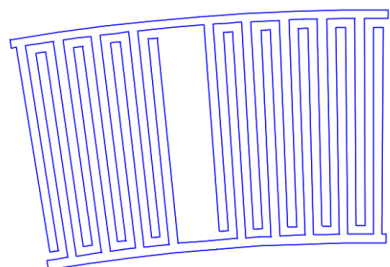


Рис. 6. Третий вид ВШП. Селективное удаление. Каждая десятая пара штырей удаляется, но есть общая шина

Fig. 6. The third type of IDT. Selective withdrawal. Every tenth pair of pins is withdrawn. A shared bus

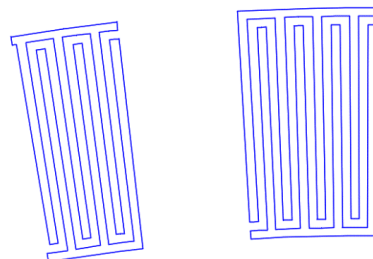


Рис. 9. Шестой вид ВШП. Селективное удаление. Через каждые 10 пар штырей удаляются 3 пары штырей. Отсутствует общая шина

Fig. 9. Sixth type of IDT. Selective withdrawal. Every ten pairs of pins, 3 pairs of pins are withdrawn. No shared bus

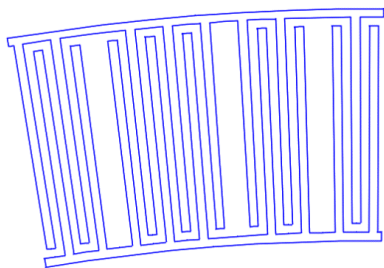


Рис. 10. Седьмой вид ВШП. Селективное удаление. Через каждые 3–4 пары штырей удаляется один штырь из пары. Присутствует общая шина

Fig. 10. The seventh type of IDT. Selective withdrawal. Every 3–4 pairs of pins, one pin is withdrawn from the pair. A shared bus

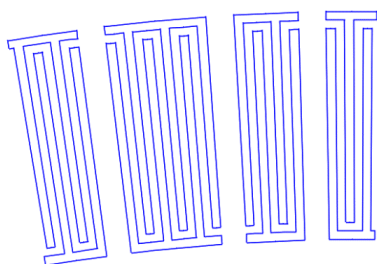


Рис. 11. Восьмой вид ВШП. Селективное удаление. Через каждые 3–4 пары штырей удаляется один штырь из пары. Общая шина отсутствует

Fig. 11. The eighth type of IDT: selective withdrawal. Every 3–4 pairs of pins, one pin is withdrawn from the pair. No shared bus

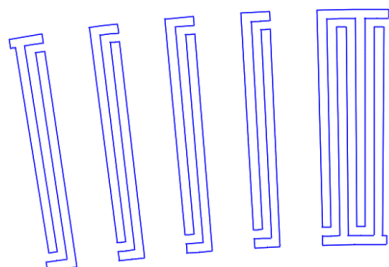


Рис. 12. Девятый вид ВШП. Селективное удаление. Каждая вторая пара штырей удаляется. Отсутствует общая шина.

Fig. 12. Ninth type of IDT. Selective withdrawal. Every other pair of pins is withdrawn. No shared bus

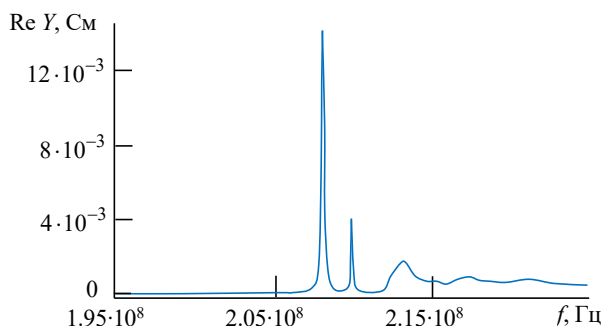


Рис. 13. Реальная составляющая комплексной проводимости для первого типа ВШП

Fig. 13. Real component of the complex conductivity for the first type of IDT

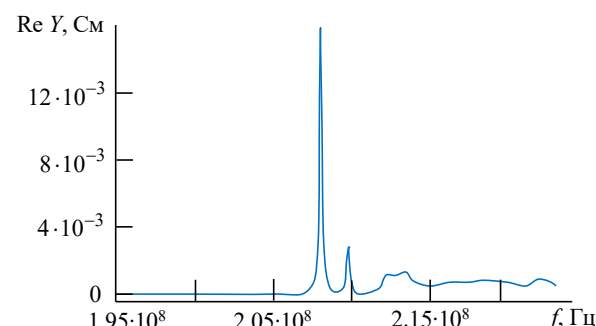


Рис. 14. Реальная составляющая комплексной проводимости для второго типа ВШП

Fig. 14. Real component of the complex conductivity for the second type of IDT

Как видно из графиков, частота резонанса во всех случаях различна и имеет разброс в диапазоне 207.9...211.4 МГц, поскольку поверхность консоли имеет различный процент металлизации.

Из анализа полученных данных следует, что наиболее эффективной структурой является ВШП с прямоугольными штырями без селективного изъятия: значение максимума первой моды (0.01592 См) превосходит более чем в 5 раз значение максимума второй моды (0.003 См), что соответствует правилу трех сигм. Полоса пропускания составляет 107 кГц, что является достаточно малым значением по отношению к данным, полученным в [18]. Полосы пропускания и максимальное значение первой моды для всех видов ВШП представлены в табл. 6.

Следующим по эффективности типом ВШП является ВШП с радиальным распределением штырей без селективного изъятия. Отношение максимума первой моды ко второй равно 3.5.

Использование третьего и четвертого видов ВШП возможно при создании чувствительного элемента, поскольку отношение максимальных значений первой моды ко второй равно или больше трех и первая мода значительно превосходит сигнал, полученный объемными акустическими волнами.

Пятый и седьмой виды ВШП не рекомендуются к использованию, поскольку максимальные значения первой и второй мод схожи, что негативно скажется на определении выходного сигнала при некоторых значениях ускорения.

Шестой, восьмой и девятый тип ВШП не рекомендуется использовать из-за малого полезного сигнала по отношению к сигналу от объемных акустических волн.

Сравнивая схожие типы ВШП (3–4, 5–6, 7–8), можно заключить, что общая шина в кольцевом резонаторе позволяет сохранить больше энергии и получить больший сигнал.

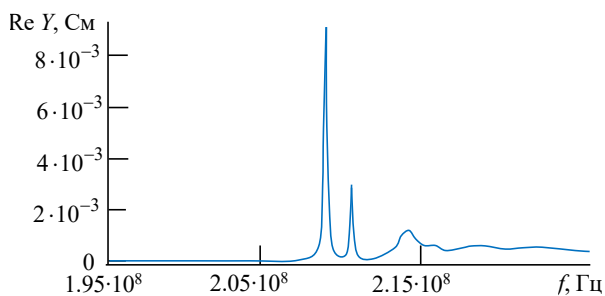


Рис. 15. Реальная составляющая комплексной проводимости для третьего типа ВШП

Fig. 15. Real component of the complex conductivity for the third type of IDT

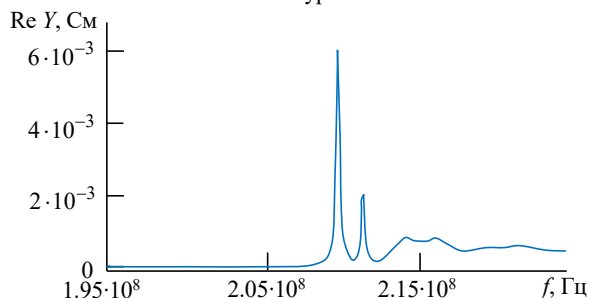


Рис. 16. Реальная составляющая комплексной проводимости для четвертого типа ВШП

Fig. 16. Real component of the complex conductivity for the fourth type of IDT

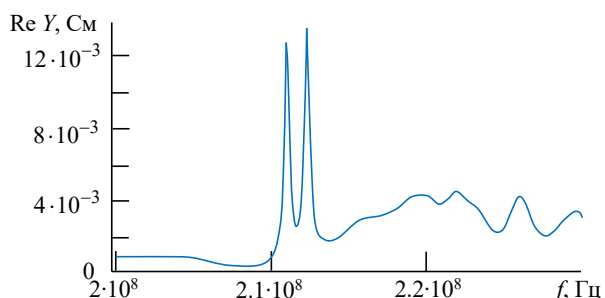


Рис. 17. Реальная составляющая комплексной проводимости для пятого типа ВШП

Fig. 17. Real component of the complex conductivity for the fifth type of IDT

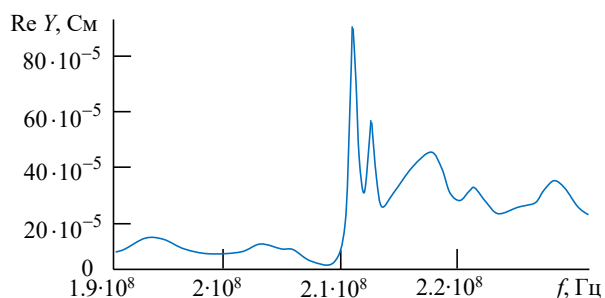


Рис. 18. Реальная составляющая комплексной проводимости для шестого типа ВШП

Fig. 18. Real component of the complex conductivity for the sixth type of IDT

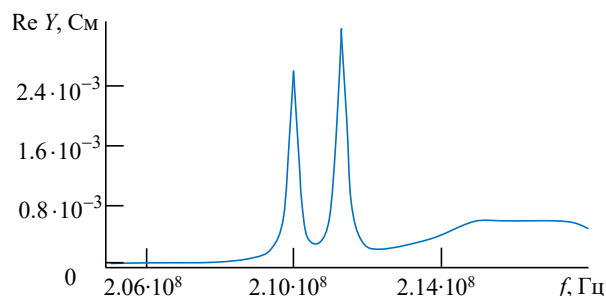


Рис. 19. Реальная составляющая комплексной проводимости для седьмого типа ВШП

Fig. 19. Real component of the complex conductivity for the seventh type of IDT

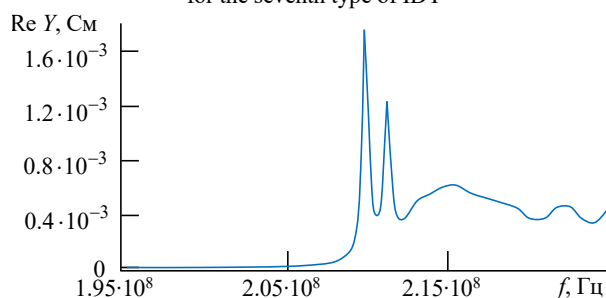


Рис. 20. Реальная составляющая комплексной проводимости для восьмого типа ВШП

Fig. 20. Real component of the complex conductivity for the eighth type of IDT

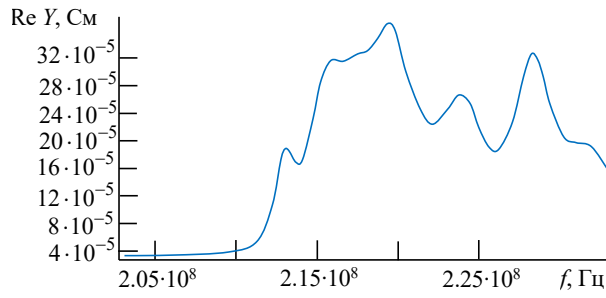


Рис. 21. Реальная составляющая комплексной проводимости для девятого типа ВШП

Fig. 21. Real component of the complex conductivity for the ninth type of IDT

Табл. 6. Максимальное значение первой моды и полоса пропускания по результатам моделирования

Table 6. Maximum value of the first harmonic and bandwidth according to the simulation results

Вид ВШП	Максимальное значение первой моды, См	Значение полосы пропускания, кГц
1	0.01420	169
2	0.01592	107
3	0.00906	138
4	0.00605	196
5	0.00132	310
6	0.00091	520
7	0.00320	304
8	0.00173	345
9	—	—

Вывод. Автогенерация в кольцевом резонаторе может быть выполнена при изъятии не более одной пары ВШП на 10 и более периодов. При этом изъятие ВШП должно быть равномерным. При увеличении количества изъятых ВШП нарушается геометрия кольцевого резонатора и волна покидает конструкцию.

Наличие общей шины позволяет удерживать

поверхностную акустическую волну внутри конструкции ВШП.

Сужение периодов к внутренней части конструкции позволяет улучшить частотные характеристики кольцевого резонатора на поверхностных акустических волнах, а именно:

- увеличить соотношение максимальных значений первой моды ко второй;
- уменьшить полосу пропускания.

Список литературы

1. Design and analysis of a capacitive MEMS accelerometer as a wearable sensor in identifying low-frequency vibration profiles / M. Preeti, K. Guha, K. L. Baishnab, A. S. C. S. Sastry; ed. by G. Dutta, A. Biswas, A. Chakrabarti // *Modern Techniques in Biosensors: Detection Methods and Commercial Aspects*. Singapore: Springer, 2021. P. 37–61. doi: 10.1007/978-981-15-9612-4_2
2. Tang W., Chen C. Motion recognition system of table tennis players based on MEMS sensor // *Multimedia Technology and Enhanced Learning, ICMTEL 2021* / ed. by W. Fu, Y. Xu, S.-H. Wang, Y. Zhang. Cham.: Springer, 2021. P. 128–141. doi: 10.1007/978-3-030-82565-2_11
3. Laser beam scanning based AR-display applying resonant 2D MEMS mirrors / O. Petrak, F. Schwarz, L. Pohl, M. Reher, C. Janicke, J. Przytarski, F. Senger, J. Albers, T. Giese, L. Ratzmann, P. Blicharski, S. Marauska, T. Wantoch, U. Hofmann // *Proc. SPIE*. 2021. Vol. 11765. P. 1–18. doi: 10.1117/12.2579695
4. Single-pixel MEMS imaging systems / G. Zhou, Z. H. Lim, Y. Qi, G. Zhou // *Micromachines*. 2020. Vol. 11, № 2. P. 219. doi: 10.3390/mi11020219
5. Kourani A., Yang Y., Gong S. A Ku-band oscillator utilizing overtone lithium niobate RF-MEMS resonator for 5G // *IEEE Microwave and Wireless Components Lett.* 2020. Vol. 30, № 7. P. 681–684. doi: 10.1109/LMWC.2020.2996961
6. A MEMS-based multi-parameter integrated chip and its portable system for water quality detection / Z. Wu, J. Wang, C. Bian, J. Tong, S. Xia // *Micromachines*. 2020. Vol. 11, № 2. P. 63. doi: 10.3390/mi11010063
7. iPhone 12 Pro and iPhone 12 Pro Max – Technical Specifications. URL: <https://www.apple.com/uk/iphone-12-pro/specs/> (дата обращения 07.11.2021)
8. DualSense wireless controller. The innovative new controller for PS5. URL: <https://www.playstation.com/en-gb/accessories/dualsense-wireless-controller/> (дата обращения 07.11.2021)
9. PlayStation VR. Technical specifications. URL: <https://www.playstation.com/en-gb/ps-vr/tech-specs/> (дата обращения 07.11.2021)
10. Momentus 7200.2. Product Overview // Seagate. URL: https://www.seagate.com/docs/pdf/marketing/po_momentus_7200_2.pdf (дата обращения 07.11.2021)
11. Car DVR camera system: PROTECT 802 (2 channels, GPS, accelerometer). URL: https://www.dipolnet.com/car_dvr_camera_system_prote
- ct_802_2_channels_gps_accelerometer__m70802.htm (дата обращения 07.11.2021)
12. Morgan D., Paige E. G. S. Propagation effects and materials // *Surface Acoustic Wave Filters*. 2nd ed. Oxford: Academic Press, 2007. P. 87–113. doi: 10.1016/B978-0-12-372537-0.X5000-6
13. Physical principles of a piezo accelerometer sensitive to a nearly constant signal / V. Gupalov, A. Kukaev, S. Shevchenko, E. Shalymov, V. Venediktov // *Sensors*. 2018. Vol. 18, № 10, 3258. P. 1–5. doi: 10.3390/s18103258
14. The effect of a rotating medium on bulk acoustic wave polarization: From theoretical considerations to perspective angular motion sensor design / Y. Durukan, M. Shevelko, A. Peregodov, E. Popkova, S. Shevchenko // *Sensors*. 2020. Vol. 20, № 9, 2487. P. 1–11. doi: <https://doi.org/10.3390/s20092487>
15. Product Finder // PCB Piezotronics. URL: <https://www.pcb.com/products/product-finder?tx=15> (дата обращения 07.11.2021)
16. Constantinoiu I., Viespe C. Development of Pd/TiO₂ porous layers by pulsed laser deposition for surface acoustic wave H₂ gas sensor // *Nanomaterials*. 2020. Vol. 10, № 4, 760. P. 1–10. doi: 10.3390/nano10040760
17. Optimization of SAW devices with LGS/Pt structure for sensing temperature / X. Li, W. Wang, S. Fan, Y. Yin, Y. Jia, Y. Liang, M. Liu // *Sensors*. 2020. Vol. 20, № 9, 2441. P. 1–13. doi: 10.3390/s20092441
18. Water Pressure Monitoring Using a Temperature-compensated WP-SAW pressure sensor / Z. Tang, W. Wu, J. Gao, P. Yang, J. Luo, C. Fu // *IEEE 18th Intern. Conf. on Industrial Informatics (INDIN)*, Warwick, United Kingdom, 20–23 July 2020. Piscataway: IEEE, 2020. P. 354–357. doi: 10.1109/INDIN45582.2020.9442222
19. Shevchenko S. Y., Khivrich M. A., Markelov M. A. Ring-shaped sensitive element design for acceleration measurements: overcoming the limitations of angular-shaped sensors // *Electronics*. 2019. Vol. 8, 141. P. 1–12. doi: 10.3390/electronics8020141
20. Shevchenko S. Y., Mikhailenko D. A., Markelov O. A. Comparison of AlN vs. SiO₂/LiNbO₃ membranes as sensitive elements for the SAW-based acceleration measurement: Overcoming the anisotropy effects // *Sensors*. 2020. Vol. 20, № 2, 464. P. 1–13. doi: 10.3390/s20020464

Информация об авторах

Шевченко Сергей Юрьевич – кандидат технических наук (2007), доцент (2013) кафедры ЛИНС Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 80 научных публикаций. Сфера научных интересов – микросенсоры навигационных систем. Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5, Санкт-Петербург, 197376, Россия
E-mail: syshvchenko@mail.ru
<https://orcid.org/0000-0002-4047-7757>

Михайленко Денис Андреевич – аспирант кафедры ЛИНС Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор трех научных публикаций. Сфера научных интересов – микромеханические системы навигации и компьютерное моделирование физических процессов. Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5, Санкт-Петербург, 197376, Россия
E-mail: kratosloaded@mail.ru
<https://orcid.org/0000-0001-8274-1475>

Ньямверу Бонифаций – студент Департамента правовой и промышленной метрологии Колледжа бизнес-образования СВЕ. Сфера научных интересов – оптические метрологические системы. Адрес: Колледж бизнес-образования СВЕ, ул. Биби-Тити-Мохаммед, Дар-эс-Салам, 1968, Танзания
E-mail: bonifacenyamweru23@gmail.com

References

1. Preeti M., Guha K., Baishnab K. L., Sastry A. S. C. S. Design and Analysis of a Capacitive MEMS Accelerometer as a Wearable Sensor in Identifying Low-Frequency Vibration Profiles. *Modern Techniques in Biosensors: Detection Methods and Commercial Aspects*. Ed. by G. Dutta, A. Biswas, A. Chakrabarti. Singapore, Springer, 2021, pp. 37–61. doi: 10.1007/978-981-15-9612-4_2
2. Tang W., Chen C. Motion Recognition System of Table Tennis Players Based on MEMS Sensor. *Multimedia Technology and Enhanced Learning. ICMTEL 2021*. Ed. by W. Fu, Y. Xu, S.-H. Wang, Y. Zhang. Cham, Springer, 2021, pp. 128–141. doi: 10.1007/978-3-030-82565-2_11
3. Petrak O., Schwarz F., Pohl L., Reher M., Janicke C., Przytarski J., Senger F., Albers J., Giese T., Ratzmann L., Blicharski P., Marauska S., Wantoch T., Hofmann U. Laser Beam Scanning Based AR-Display Applying Resonant 2D MEMS Mirrors. *Proc. SPIE*. 2021, vol. 11765, pp. 1–18. doi: 10.1117/12.2579695
4. Zhou G., Lim Z. H., Qi Y., Zhou G. Single-Pixel MEMS Imaging Systems. *Micromachines*. 2020, vol. 11, no. 2, p. 219. doi: 10.3390/mi11020219
5. Kourani A., Yang Y., Gong S. A Ku-Band Oscillator Utilizing Overtone Lithium Niobate RF-MEMS Resonator for 5G. *IEEE Microwave and Wireless Components Lett.* 2020, vol. 30, no. 7, pp. 681–684. doi: 10.1109/LMWC.2020.2996961
6. Wu Z., Wang J., Bian C., Tong J., Xia S. A MEMS-Based Multi-Parameter Integrated Chip and Its Portable System for Water Quality Detection. *Micromachines*. 2020, vol. 11, no. 2, p. 63. doi: 10.3390/mi11010063
7. iPhone 12 Pro and iPhone 12 Pro Max – Technical Specifications. Available at: <https://www.apple.com/uk/iphone-12-pro/specs/> (accessed 07.11.2021)
8. DualSense wireless controller. The innovative new controller for PS5. Available at: <https://www.playstation.com/en-gb/accessories/dualsense-wireless-controller/> (accessed 07.11.2021)
9. PlayStation VR. Technical Specifications. Available at: <https://www.playstation.com/en-gb/ps-vr/tech-specs/> (accessed 07.11.2021)
10. Momentus 7200.2. Product Overview. Available at: https://www.seagate.com/docs/pdf/marketing/momentus_7200_2.pdf (accessed 07.11.2021)
11. Car DVR camera system: PROTECT 802 (2 channels, GPS, accelerometer). Available at: https://www.dipolnet.com/car_dvr_camera_system_protect_802_2_channels_gps_accelerometer_M70802.htm (accessed 07.11.2021)
12. Morgan D., Paige E. G. S. Propagation Effects and Materials. *Surface Acoustic Wave Filters*. 2nd ed. Oxford, Academic Press, 2007, pp. 87–113. doi: 10.1016/B978-0-12-372537-0.X5000-6
13. Gupalov V., Kukaev A., Shevchenko S., Shalymov E., Venediktov V. Physical Principles of a Piezo Accelerometer Sensitive to a Nearly Constant Signal. *Sensors*. 2018, vol. 18, no. 10, 3258, pp. 1–5. doi: 10.3390/s18103258
14. Durukan Y., Shevelko M., Peregudov A., Popkova E., Shevchenko S. The Effect of a Rotating Medium on Bulk Acoustic Wave Polarization: From Theoretical Considerations to Perspective Angular Motion Sensor Design. *Sensors*. 2020, vol. 20, no. 9, 2487, pp. 1–11. doi: <https://doi.org/10.3390/s20092487>
15. Product Finder. PCB Piezotronics. Available at: <https://www.pcb.com/products/product-finder?tx=15> (accessed 07.11.2021)
16. Constantinoiu I., Viespe C. Development of Pd/TiO₂ Porous Layers by Pulsed Laser Deposition for

Surface Acoustic Wave H₂ Gas Sensor. Nanomaterials. 2020, vol. 10, no. 4, 760, pp. 1–10. doi: 10.3390/nano10040760

17. Li X., Wang W., Fan S., Yin Y., Jia Y., Liang Y., Liu M. Optimization of SAW Devices with LGS/Pt Structure for Sensing Temperature. Sensors. 2020, vol. 20, no. 9, 2441, pp. 1–13. doi: 10.3390/s20092441

18. Tang Z., Wu W., Gao J., Yang P., Luo J., Fu C. Water Pressure Monitoring Using a Temperature-Compensated WP-SAW Pressure Sensor. IEEE 18th Intern. Conf. on Industrial Informatics (INDIN). 2020, pp. 354–357. doi: 10.1109/INDIN45582.2020.9442222

19. Shevchenko S. Y., Khivrich M. A., Markelov M. A. Ring-Shaped Sensitive Element Design for Acceleration Measurements: Overcoming the Limitations of Angular-Shaped Sensors. Electronics. 2019, vol. 8, 141, pp. 1–12. doi: 10.3390/electronics8020141

20. Shevchenko S. Y., Mikhailenko D. A., Markelov O. A. Comparison of AlN vs. SiO₂/LiNbO₃ Membranes as Sensitive Elements for the SAW-Based Acceleration Measurement: Overcoming the Anisotropy Effects. Sensors. 2020, vol. 20, no. 2, 464, pp. 1–13. doi: 10.3390/s20020464

Information about the authors

Sergey Yu. Shevchenko, Cand. Sci. (2007), Associate Professor (2013) of the Department of Laser Measurement and Navigation Systems of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of more than 80 scientific publications. Area of expertise: microsensors of navigation systems.

Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 Professor Popov St., St Petersburg 197376, Russia

E-mail: syshevchenko@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0002-4047-7757>

Denis A. Mikhailenko, Postgraduate of the Department of Laser Measurement and Navigation Systems of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 3 scientific publications. Area of expertise: micromechanical navigation systems and computer simulation of physical processes.

Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 Professor Popov St., St Petersburg 197376, Russia

E-mail: kratosloaded@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0001-8274-1475>

Boniface Nyamweru, student at the Department of Legal and Industrial Metrology, College of Business Education CBE. Area of expertise: optical metrology systems.

Address: College of Business Education CBE, Bibi Titi Mohamed St., Dar es Salaam 1968, Tanzania

E-mail: bonifacenyamweru23@gmail.com

Метрология и информационно-измерительные приборы и системы

УДК 537.874

Оригинальная статья

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2021-24-6-63-70>

Определение параметров электронных устройств методом пассивной радиосенсорной технической диагностики

К. А. Бойков✉

МИРЭА – Российский технологический университет, Москва, Россия

✉ nauchnyi@yandex.ru

Аннотация

Введение. В настоящее время техническая диагностика (ТД) стремительно развивается как в области программных средств, так и в аппаратной среде. Несмотря на это современные методы ТД (виброметрия, тепловой контроль, JTAG-тестирование, оптический контроль) либо обладают высокой инерцией, занимают процессорное время, требуют остановки функционирования электронного устройства, либо требуют гальванического контакта с объектом исследования, что зачастую недопустимо. Данные недостатки позволяет устранить пассивная радиосенсорная ТД. В современной научной литературе практически не определены параметры технического диагностирования электронных устройств, которые она обеспечивает.

Цель работы. Представление параметров электронных устройств, оценку которых может обеспечить пассивная радиосенсорная ТД.

Материалы и методы. Для получения сигнальных радиопрофилей использовались методы проведения экспериментальных исследований с применением метрологического оборудования, программно-численные методы моделирования радиоволновых процессов и анализа результатов. С целью нахождения параметров сигнального радиопрофиля использовался математический метод решения дифференциальных уравнений.

Результаты. Освещены основные принципы, результаты и инструментарий радиосенсорной ТД. Получено уравнение для сигнального радиопрофиля, излучаемого электронным узлом устройства, а также выражение для его свободных составляющих. Показан способ оценки корректности проведения ТД при известном числе свободных составляющих принятого сигнального радиопрофиля и репера. Представлена возможность получения информации о температуре, падении напряжения, быстродействии излучающих узлов, а также состоянии входящих в него компонентов и режимах работы p - n -переходов. Показано, что данную информацию несут в себе параметры уравнения для сигнального радиопрофиля.

Заключение. Полученное основное уравнение позволяет провести бесконтактную, дистанционную пассивную радиосенсорную ТД не только методом корреляционного анализа принятого сигнала, но и с детальным разбором типа неисправности каждого электронного узла. Данный метод ТД с использованием значений представленных параметров открывает новые возможности в области исследования технического состояния электронных устройств.

Ключевые слова: техническая диагностика, сигнальный радиопрофиль, свободные колебания, время затухания, суперпозиция излучений

Для цитирования: Бойков К. А. Определение параметров электронных устройств методом пассивной радиосенсорной технической диагностики // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2021. Т. 24, № 6. С. 63–70. doi: 10.32603/1993-8985-2021-24-6-63-70

Конфликт интересов. Автор заявляет об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 22.11.2021; принята к публикации после рецензирования 19.12.2021; опубликована онлайн 29.12.2021



Determination of Parameters of Electronic Devices by the Method of Passive Radio-Sensor Technical Diagnostics

Konstantin A. Boikov✉

MIREA – Russian Technological University, Moscow, Russia

✉ nauchnyi@yandex.ru

Abstract

Introduction. Technical diagnostics (TD) as a nascent discipline is rapidly developing in the field of both software and hardware. Modern TD methods, such as vibrometry, thermal control, JTAG testing and optical control, either exhibit high inertia, consume processor time, require suspension of the electronic device, or demand a galvanic contact with the study object, which is often unacceptable. These disadvantages can be eliminated by passive radio-sensor TD. To date, little information has been published on the parameters of electronic devices provided by this method.

Aim. Determination of the parameters of electronic devices, the assessment of which can be provided by passive radio-sensor TD.

Materials and methods. Signal radio profiles were obtained experimentally using metrological equipment and software-numerical methods for modeling radio wave processes. The parameters of the signal radio profile were calculated by a mathematical method for solving differential equations.

Results. The main principles and results of radio-sensor TD, as well as the simplest toolkit, are shown. An equation is obtained for the signal radio profile emitted by the electronic unit of the device, as well as an expression for its free components. An approach for assessing the TD correctness based on the number of free components of the received signal radio profile and the reference is described. The possibility of obtaining information about temperature, voltage drop, speed of emitting nodes, as well as the state of its components and modes of operation of p - n junctions is demonstrated. It is shown that this information is carried by the parameters of the basic equation for the signal radio profile.

Conclusion. The derived basic equation allows a non-contact, remote passive radio-sensor TD to be conducted by correlation analysis of the received signal, providing a detailed examination of malfunctions in each electronic unit. The described TD method based on the presented parameters is promising for assessing the technical state of electronic devices.

Keywords: technical diagnostics, signal radio profile, free oscillations, decay time, radiation superposition

For citation: Boikov K. A. Determination of Parameters of Electronic Devices by the Method of Passive Radio-Sensor Technical Diagnostics. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2021, vol. 24, no. 6, pp. 63–70. doi: 10.32603/1993-8985-2021-24-6-63-70

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

Submitted 22.11.2021; accepted 19.12.2021; published online 29.12.2021

Введение. Техническая диагностика (ТД) относительно молодая наука и в общем смысле представляет отрасль научно-технических знаний, состоящих из теории, методов и средств обнаружения дефектов объектов технической природы [1]. Методы ТД непрерывно совершенствуются, а области применения расширяются, так как ТД становится основным способом подтверждения надежности функционирования электронных устройств. Развитием ТД является метод пассивной радиосенсорной технической диагностики (ПРТД), впервые представленный в [2], основанный на регистрации электрической составляющей ближнего поля электро-

магнитных излучений, возникающих при перераспределении энергии в реактивных накопителях электронных узлов. В отличие от известных методов ТД (виброметрия, тепловой контроль, оптический контроль) ПРТД не требует гальванического контакта с исследуемым образцом, не занимает процессорное время и не влияет на объект исследования. Это является бесспорным преимуществом ПРТД перед современными методами ТД, в том числе и перед одним из отработанных производственных средств для выполнения ТД – JTAG-тестированием, известным также под названием "граничное сканирование" [3].

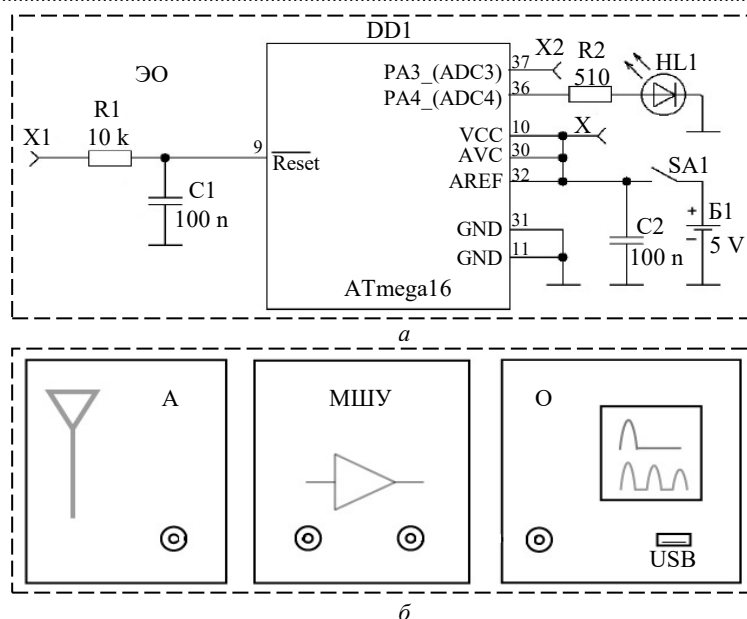


Рис. 1. Структурная схема измерительного экспериментального стенда:
а – экспериментальный образец; б – измерительный стенд

Fig. 1. Block diagram of the measuring experimental stand: а – experimental sample; б – measuring stand

Материалы и методы. Как и любой другой метод ТД, ПРТД имеет свой инструментарий, а также набор диагностируемых параметров, явно или косвенно получаемых в результате исследований. Базовым применением ПРТД является сравнение полученного от объекта излучения или сигнального радиопрофиля (СРП), отражающего процесс его функционирования, с СРП корректно функционирующего аналогичного устройства (репером) для дальнейшей постобработки методами корреляционного анализа.

Структурная схема измерительного экспериментального стенда для осуществления метода ПРТД представлена на рис. 1.

Экспериментальный образец (ЭО) (рис. 1, а) состоит из микроконтроллера ATmega16 (DD1) [4], обвязочных компонентов (R1, R2, C1, C2) и периферийной нагрузки в виде светодиода (HL1). Выбор микроконтроллера для ЭО не случаен, поскольку гибкость и простота его конфигурации позволяют проводить эксперименты наиболее эффективно. В функциональном состоянии ЭО работает по заданному алгоритму. После подачи питания от источника Б1 посредством ключа SA1 контроллер DD1 конфигурируется на функционирование: настраивает порт A4 на выход (вывод 36 DD1) и подключает его к потенциалу питания, зажигая светодиод HL1. Подачей напряжения низкого уровня на вход X1 осуществляется сброс микроконтроллера на выполнение начального конфигурирования.

При подаче питающего напряжения на ЭО

излученный СРП принимается широкополосной измерительной рупорной антенной П6-123 (А) и усиливается малошумящим сверхширокополосным усилителем (МШУ) LNA 10M-8GHz. Усиленный СРП обнаруживается и регистрируется сверхбыстродействующим осциллографом (О) реального времени R&H RTP164. Далее полученные данные загружаются в персональный компьютер для постобработки и корреляционного анализа полученных значений.

На рис. 2 представлены 2 СРП ключевого элемента порта общего назначения микроконтроллера AtMega16 в момент активации нагрузки HL1: 1 – нагрузка исправна, 2 – нагрузка

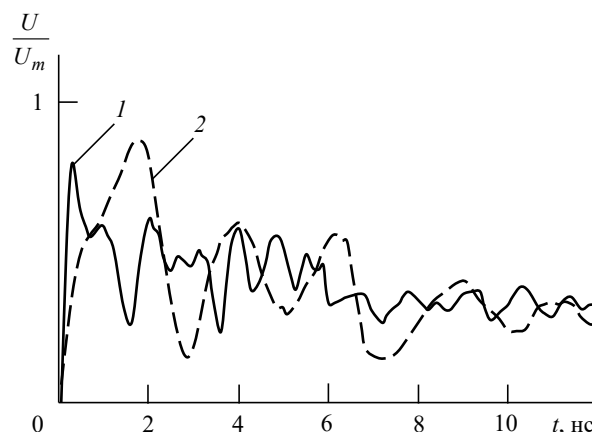


Рис. 2. Осциллограмма приведенного СРП при активации нагрузки: 1 – нагрузка исправна; 2 – нагрузка неисправна (отсутствует)

Fig. 2. Oscillogram of the given PSA when the load is activated:
1 – the load is fault-free; 2 – the load is faulty (absent)

ка повреждена (отсутствует).

При наличии исправной нагрузки (рис. 2, 1) СРП представляет собой суперпозицию полей излучения, связанных с барьерной и диффузионной емкостями светодиода, а также емкостью подзатворного диэлектрика и емкостью сток-подложка МДП-транзистора (ключа), коммутирующего порт общего назначения. Когда же нагрузка неисправна или отсутствует (рис. 2, 2), СРП представляет собой перераспределение энергии в накопителях, связанных только с емкостью подзатворного диэлектрика МДП-транзистора (ключа). Взаимная корреляция кривых 1 и 2 на рис. 2: $r < 0.7$, что свидетельствует об их существенном различии.

Однако на практике существуют случаи, когда неисправность не проявляется в столь явном виде и обычного корреляционного анализа СРП недостаточно. Для более широкого представления возможностей ПРТД необходимо перейти к аналитическому отношению нагрузок потребителей и накопителей в исследуемом узле, определяемому значением корней характеристического уравнения, составленного для излучающей цепи [5]:

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

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

Для электрической составляющей электромагнитных излучений имеет смысл переписать уравнение относительно напряжения U . При замене в (1) значения тока через емкостный накопитель на $i = C \frac{dU}{dt}$ получим:

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

При колебательном перераспределении энергии (2) можно свести к известному характеристическому уравнению с нулевой правой частью:

$$RCp + LCp^2 + 1 = 0. \quad (3)$$

где $p = \frac{dU}{dt}$ – параметр, показывающий порядок дифференциального уравнения.

Поскольку при излучении энергии электронным устройством (или узлом) речь идет о колебательном характере процесса перераспределения

энергии, т. е. общее решение (3) является свободной составляющей ($U_{св}$), а корни комплексно-сопряженными $p_{1,2} = -\delta \pm j\omega$. Тогда выражение свободной составляющей имеет вид [6]

$$U_{св}(t) = U_0 e^{-\delta t} \sin(\omega t), \quad (4)$$

где U_0 – постоянная интегрирования, зависящая от значений параметров накопителей; δ – коэффициент затухания; ω – угловая частота.

Результаты. На практике узел состоит из группы компонентов, итоговый СРП узла – суперпозиция СРП входных и выходных цепей его составляющих, излучающих свободные затухающие колебания в моменты времени, соответствующие приходу управляющего импульса. В соответствии с (4) можно записать:

$$U(t) = \sum_{i=1}^N U_{сви}(t) = \sum_{i=1}^N U_{0i} e^{-\delta_i(t-t_{0i})} \sin[2\pi f_i(t-t_{0i})], \quad (5)$$

где N – число источников затухающих колебаний; $U_{сви}$ – мгновенное значение приведенного уровня i -го колебания; U_{0i} – приведенная амплитуда первой полуволны i -го колебания; δ_i – коэффициент затухания i -го колебания; t – текущий момент времени; t_{0i} – момент времени начала излучения i -го колебания; f_i – частота i -го колебания.

Следует заметить, что (5) является основным уравнением для СРП, излучаемого электронным узлом устройства, и справедливо только при выполнении условия $t - t_{0i} > 0$, при $t - t_{0i} \leq 0$: $U_{сви} = 0$. С физической точки зрения это означает отсутствие i -го колебания в момент, когда в соответствующем узле или элементе еще не происходит перераспределение энергии между реактивными накопителями.

На рис. 3 представлен сложный СРП, иллюстрирующий (5). Данный профиль получен в результате моделирования схемы, состоящей из двух параллельно соединенных МОП-ключей с известными входными и выходными характеристиками [7].

При получении СРП в результате измерений (рис. 3, а) для разложения его на составляющие (рис. 3, б) и нахождения их параметров необходимо провести операцию декомпозиции, т. е. сопоставить исходному СРП сумму составляющих

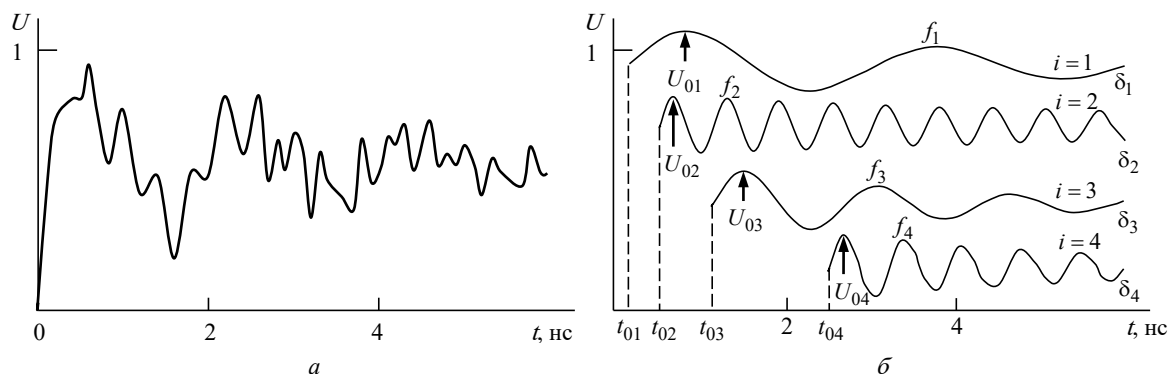


Рис. 3. СРП, полученный в результате моделирования: а – суперпозиция излучений; б – составляющие СРП

Fig. 3. SRP obtained as a result of modeling: а – superposition of radiation; б – components of the SRP

сигналов, математическая обработка которых более полно раскрывает информационные аспекты исходного сигнала [8]. Поскольку представленный СРП получен по результатам моделирования, то формовременные параметры его составляющих известны заранее, что не требует проведения математически сложной операции декомпозиции для дальнейших исследований.

Зная N в (5) (рис. 3, б), можно определить, все ли интересующие элементы узла участвуют в излучении. Если N полученного СРП меньше, чем N репера, то следует делать вывод о выходе из строя либо шунтировании некоторых компонентов интересующего узла. В случае равенства все элементы узла участвуют в излучении. При превышении числа излучателей в тестовом СРП по сравнению с репером можно говорить о неверном вычислении данного параметра либо некорректном производстве измерения.

Приведенная амплитуда первой полувоны колебаний U_0 определяется уровнем мощности излучения компонентов интересующего узла относительно друг друга. Известно, что в общем случае мощность излучения элемента узла пропорциональна квадрату падения напряжения на излучателе V и обратно пропорциональна удвоенному волновому сопротивлению излучателя Z [9]:

$$P \sim \frac{|V|^2}{2Z}. \quad (6)$$

Волновое сопротивление оценивается по формуле Хаммерстада–Дженсена [10–12]:

$$Z = \frac{Z_L}{\sqrt{\epsilon_r}}, \quad (7)$$

где ϵ_r – относительная диэлектрическая проницаемость изолирующего материала подложки [11];

$$Z_L = \frac{Z_0}{2\pi} \ln \left\{ \frac{H}{W} \left[6 + (2\pi - 6) \exp \left[- \left(30.67 \frac{H}{W} \right)^{0.75} \right] \right] + \sqrt{1 + \left(\frac{2H}{W} \right)^2} \right\} + \quad (8)$$

– волновое сопротивление в однородной среде, где Z_0 – волновое сопротивление вакуума; W – ширина излучателя; H – высота подложки.

Как видно из (7) и (8), волновое сопротивление излучателя не зависит от электрических параметров исследуемого узла, следовательно, с достаточно высокой точностью, опираясь на (6), параметр U_0 в (5) может быть использован для оценки значения падений напряжения на излучателе в момент колебательного перераспределения энергии в нем.

Коэффициент затухания колебаний δ или время затухания τ (величина, обратная δ) показывает, как быстро колебания теряют свою энергию [13]:

$$\delta = \frac{R}{2L}, \quad (9)$$

где R – эквивалентное омическое сопротивление контура; L – эквивалентная индуктивность контура.

Эквивалентная индуктивность контура фактически не меняется под воздействием внешних факторов, тогда как эквивалентное омическое сопротивление имеет существенную температурную зависимость. Максимальным температурным изменениям подвержены удельные сопротивления подводящего проводника ρ и удельные сопротивления токопроводящих областей полупроводниковых приборов:

$$\frac{d\rho}{dT} = \alpha_\rho \rho, \quad (10)$$

где α_p – температурный коэффициент удельного сопротивления проводника (для меди $\alpha_p = 4.1 \cdot 10^{-3} \text{ K}^{-1}$).

С точки зрения ПРТД, с учетом (9) и (10) время затухания показывает в основном отличие температуры излучающего узла от температуры, при которой были сняты СРП репера.

Частота свободного колебания f может быть определена как [14]

$$f = \frac{\sqrt{\frac{1}{LC} - \delta^2}}{2\pi}. \quad (11)$$

Здесь

$$C = \frac{2.64 \cdot 10^{-11} (\epsilon_r + 1.41)}{\ln\left(\frac{5.98H}{0.8W + T}\right)} l + C_k \quad (12)$$

– эквивалентная емкость контура [11], где l – длина излучателя; C_k – емкости компонентов (подзатворная емкость полевых транзисторов, барьерные и диффузионные емкости p - n -переходов).

Индуктивность излучателя связана с его емкостью через волновое сопротивление [11]:

$$L = \frac{2.64 \cdot 10^{-11} (\epsilon_r + 1.41)}{\ln\left(\frac{5.98H}{0.8W + T}\right)} l Z^2. \quad (13)$$

Выражения (9), (11)–(13) при значениях эквивалентных емкостей в районе десятков пикофарад, а эквивалентных омических сопротивлений около десятых долей ома (справедливо на практике) означают, что частота колебания f несет в себе информацию о качестве подзатворных диэлектриков в МОП-транзисторах либо о режимах работы p - n -переходов излучающих узлов.

Момент времени начала излучения t_0 показывает, как быстро сигнал прошел от одной группы реактивных накопителей к другой (например, от входной цепи МОП-транзистора до выходной – параметр Turn-On Delay Time), тем самым отражая быстродействие узла. Сравнив значение данного параметра, полученное в результате измерения, со справочным значением, можно сделать вывод о техническом состоянии узла.

Обсуждение. Учитывая изложенное, можно построить таблицу параметров СРП и соответствующих им параметров электронного узла.

Определение параметров СРП, представленных в таблице, имеет смысл при сравнении их с

Параметры сигнального радиопрофиля
Signal radio profile parameters

Параметр СРП	Параметр электронного устройства
U_0	Падение напряжения на излучателе
δ	Температура излучающего узла
t_0	Быстродействие излучающего узла
f	Качество диэлектрика, режим работы p - n -перехода
N	Число излучающих узлов

параметрами репера. Однако даже визуально исследуя рис. 3, б, можно сказать, что излучение узла состоит из четырех компонентов ($N = 4$), т. е. излучают входные и выходные цепи двух параллельно включенных МОП-транзисторов. Также можно сделать вывод о характере нагрузки МОП-транзисторов – омическая, поскольку от нее нет дополнительных излучений, режим работы МОП-транзисторов ключевой (инверторный).

Очевидно, что быстродействие первого транзистора выше, поскольку $t_{02} - t_{01} \approx 0.4 \text{ нс}$ (задержка включения первого транзистора), $t_{04} - t_{03} \approx 1.4 \text{ нс}$ (задержка включения второго транзистора).

Поскольку $U_{01} \approx U_{02} \approx U_{03} \approx U_{04}$, можно сделать вывод об идентичном падении напряжения на излучателях, причем на затвор МОП-транзисторов подан управляющий потенциал, равный напряжению питания узла (что соответствует действительности).

Представленные в статье результаты позволяют оценить преимущества бесконтактного и практически безынерционного метода ПРТД. Проведя несложные измерения по регистрации излучаемого СРП, возможно дистанционное обнаружение структурных и функционально-аппаратных неисправностей, целостности сигналов электронных устройств, что особенно актуально при исследовании микропроцессорных устройств, эксплуатируемых в условиях, исключающих возможность применения технологии JTAG-тестирования, требующей надежного гальванического доступа к опросу параметров аппаратной обвязки радиоэлектронного изделия [15]. Разложение сложного СРП на составляющие и оценка их параметров открывает новые возможности в области ТД молниеносно развивающейся электронной техники как в области программных средств, так и в аппаратной среде.

Список литературы

1. Mineev V. A., Danilov A. D. Automation of technical diagnostics of electronic devices // Modern informatization problems in simulation and social technologies (MIP2020'SCT): Proc. of the XXVth Intern. Open Science Conf., Yelm. USA: Science Book Publishing House LLC, 2020. P. 158–163.
2. Бойков К. А., Костин М. С., Куликов Г. В. Радиосенсорная диагностика целостности сигналов внутрисхемной и периферийной архитектуры микропроцессорных устройств // Российский технологический журн. 2021. Т. 9, № 4. С. 20–27. doi: 10.32362/2500-316X-2021-9-4-20-27
3. A JTAG-based management bus on backplane for modular instruments / Y. Hu, W. Li, Y. F. Wang, G. Jin, X. Jiang // J. of Instrumentation. 2019. Vol. 14, № 9. P. T09002. doi: 10.1088/1748-0221/14/09/T09002
4. Очкуренко Г. О. Программирование микроконтроллеров семейства AtMega на базе системы Arduino // Теория и практика современной науки. 2019. № 4 (46). С. 178–183.
5. Ефимов А. А., Мельников С. Ю. Моделирование переходных процессов в цепях переменного тока средствами Multisim // Информатизация инженерного образования: тр. Междунар. науч.-практ. конф. ИНФОРИНО-2016. М.: Издательский дом МЭИ, 2016. С. 498–501.
6. Моделирование переходных процессов в катушке-конденсаторе при импульсном воздействии / П. А. Бутырин, Г. Г. Гусев, Д. В. Михеев, А. А. Кваснюк, М. В. Карпунина, Ф. Н. Шакирзянов // Изв. Российской академии наук. Энергетика. 2019. № 1. С. 109–122. doi: 10.1134/S000233101901014X
7. Бойков К. А. Моделирование температурной зависимости колебательного перераспределения энергии при собственных электромагнитных излучениях в электронных схемах на МОП-транзисторах // Моделирование, оптимизация и информационные технологии. 2021. Т. 9, № 4. С. 1–11. doi: 10.26102/2310-6018/2021.35.4.002
8. Ravi Shankar Reddy G., Rameshwar Rao. Oscillatory-Plus-Transient Signal Decomposition Using TQWT and MCA // J. of electronic science and technology. 2019. Vol. 17, № 2. P. 135–151. doi: 10.11989/JEST.1674-862X.6071911
9. Лебедев Е. Ф., Осташев В. Е., Ульянов А. В. Устройства генерирования сверхширокополосных излучений радиочастотного диапазона с генераторами возбуждения полупроводникового типа // Вестн. Концерна ВКО "Алмаз – Антей". 2018. № 1 (24). С. 35–42. doi: 10.38013/2542-0542-2018-1-35-42
10. Hammerstad E., Jensen O. Accurate Models for Microstrip Computer-Aided Design // IEEE MTT-S Intern. Microwave Symp. 1980. P. 407–409. doi: 10.1109/MWSYM.1980.1124303
11. Бойков К. А. Моделирование и анализ колебательного перераспределения энергии при собственных электромагнитных излучениях в ключевых радиоэлектронных схемах на МОП-транзисторах // Журн. радиоэлектроники. 2021. № 6. С. 1–14. doi: 10.30898/1684-1719.2021.6.14
12. Калькуляторы. URL: <https://radiopro.ru/calculator/list> (дата обращения 15.11.2021)
13. Нурматов О. Е. Анализ электромеханических колебаний в регулируемой электрической системе // Энергетические и электротехнические системы: междунар. сб. науч. тр. / Магнитогорский техн. ун-т им. Г. И. Носова. Магнитогорск, 2017. С. 106–116.
14. Болдуреску Д. К., Лазарев М. В. Программа визуализации колебаний в RLC-контуре // Студенческая наука Подмосквю: материалы Междунар. науч. конф. молодых ученых / ГГТУ. Орехово-Зуево, 2019. С. 32–34.
15. Костин М. С., Ворунин Д. С. Реинжиниринг радиоэлектронных средств / МИРЭА. М., 2018. 132 с.

Информация об авторе

Бойков Константин Анатольевич – кандидат технических наук (2018), доцент (2021) кафедры радиоволновых процессов и технологий МИРЭА – Российского технологического университета. Автор 30 научных работ. Сфера научных интересов – техническая диагностика, регенеративные системы, декомпозиция сложных сигналов, масштабно-временное преобразование сигналов.
Адрес: МИРЭА – Российский технологический университет, пр. Вернадского, д. 78, Москва, 119454, Россия
E-mail: nauchnyi@yandex.ru
<https://orcid.org/0000-0003-0213-7337>

References

1. Mineev V. A., Danilov A. D. Automation of Technical Diagnostics of Electronic Devices. Modern Informatization Problems in Simulation and Social Technologies (MIP2020'SCT): Proc. of the XXVth Intern. Open Science Conf., Yelm, USA, Science Book Publishing House LLC, 2020, pp. 158–163.
2. Boikov K. A., Kostin M. S., Kulikov G. V. Radiosen-
- sory Diagnostics of the Integrity of Signals of In-Circuit and Peripheral Architecture of Microprocessor Devices. Russian Technological J. 2021, vol. 9, no. 4, pp. 20–27. doi: 10.32362/2500-316X-2021-9-4-20-27 (In Russ.)
3. Hu Y., Li W., Wang Y. F., Jin G., Jiang X. A JTAG-Based Management Bus on Backplane for Modular Instruments. J. of Instrumentation. 2019, vol. 14, no. 9,

p. T09002. doi: 10.1088/1748-0221/14/09/T09002

4. Ochkurenko G. O. Programming of Microcontrollers of the AtMega Family Based on the Arduino System. *Teoriya i praktika sovremennoi nauki* [Theory and Practice of Modern Science]. 2019, no. 4 (46), pp. 178–183. (In Russ.)

5. Efimov A. A. Melnikov S. Yu. Modeling of Transient Processes in Alternating Current Circuits by Means of Multi-Sim. *Informatizatsiya inzhenerenogo obrazovaniya* [Informatization of Engineering Education]. Proc. of the Intern. Sci. and Pract. Conf. INFORINO-2016. Moscow, *Izdatel'skiy dom MEI*, 2016, pp. 498–501. (In Russ.)

6. Butyrin P. A., Gusev G. G., Mikheev D. V., Kvasnjuk A. A., Karpunina M. V., Shakirzjanov F. N. Modeling of Transient Processes in a Coil-Capacitor under Impulse Influence. *Bulletin of the Russian Academy of Sciences. Energy*. 2019, no. 1, pp. 109–122. doi: 10.1134/S000233101901014X (In Russ.)

7. Boikov K. A. Modeling the Temperature Dependence of the Vibrational Redistribution of Energy with its Own Electromagnetic Radiation in Electronic Circuits on MOS Transistors. *Modeling, Optimization and Information Technology*. 2021, vol. 9, no. 4, pp. 1–11. doi: 10.26102/2310-6018/2021.35.4.002 (In Russ.)

8. Ravi Shankar Reddy G., Rameshwar Rao. Oscillatory-Plus-Transient Signal Decomposition Using TQWT and MCA. *J. of electronic science and technology*. 2019, vol. 17, no. 2, pp. 135–151. doi: 10.11989/JEST.1674-862X.6071911

9. Lebedev Y. F., Ostashev V. Y., Ulyanov A. V. Means for Generating Ultra-Wideband and Radio-Frequency

Emissions with Semiconductor Field Generators. *J. of "Almaz – Antey"*. 2018, № 1 (24), pp. 35–42. doi: 10.38013/2542-0542-2018-1-35-42 (In Russ.)

10. Hammerstad E., Jensen O. Accurate Models for Microstrip Computer-Aided Design. *IEEE MTT-S Intern. Microwave Symp. IEEE*, 1980, pp. 407–409. doi: 10.1109/MWSYM.1980.1124303

11. Boikov K. A. Modeling and Analysis of Wavering Redistribution of Energy in the Presence of its Own Electromagnetic Radiation in Key Electronic Circuits on MOS Transistors. *Zhurnal Radioelektroniki* [J. of Radio Electronics]. 2021, no. 6, pp. 1–14. doi: 10.30898/1684-1719.2021.6.14 (In Russ.)

12. Calculators. *RadioProg*. Available at: <https://radioprogram.ru/calculator/list> (accessed 15.11.2021).

13. Nurmatov O. E. Analysis of Electromechanical Vibrations in a Regulated Electrical System. *Energeticheskie i elektrotekhnicheskie sistemy* [Energy and Electrical Systems]. Magnitogorsk, *Nosov Magnitogorsk State Technical University*, 2017, pp. 106–116. (In Russ.)

14. Boldurescu D. K. Program for Visualization of Oscillations in the RLC-Contour. *Studencheskaya nauka Podmoskov'yu: Materialy Mezhdunarodnoi nauchnoi konferentsii molodykh uchenykh* [Student Science of the Moscow Region: Proc. of the Intern. Scientific Conf. of Young Scientists]. Orekhovo-Zuevo, *State Humanitarian and Technological University*, 2019, pp. 32–34. (In Russ.)

15. Kostin M. S., Vorunichev D. S. *Reinzhiniring radioelektronnykh sredstv* [Reengineering of Radio-Electronic Means]. Moscow, *MIREA*, 2018, 131 p. (In Russ.)

Information about the author

Konstantin A. Boikov, Cand. Sci. (Eng.) (2018), Associate Professor (2021) at the Department of Radio Wave Processes and Technologies, MIREA – Russian Technological University. The author of 30 scientific publications. Area of expertise: technical diagnostics, regenerative systems, decomposition of complex signals, time-scale transformation of signals.

Address: MIREA – Russian Technological University, 78 Vernadsky Ave., Moscow 119454, Russia

E-mail: nauchnyi@yandex.ru.

<https://orcid.org/0000-0003-0213-7337>

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

УДК 616-71

Оригинальная статья

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2021-24-6-71-83>

Оценка возможности применения смарт-трекеров в составе телемедицинских систем для удаленного мониторинга общего состояния здоровья пациентов в режиме реального времени

И. В. Поспелова[✉], И. В. Черепанова, Д. С. Брагин, В. Н. Серебрякова

Научно-исследовательский институт кардиологии, Томский национальный исследовательский медицинский центр Российской академии наук, Томск, Россия

[✉]pospelova.irina88@gmail.com

Аннотация

Введение. Одной из перспективных областей развития современной науки является разработка телемедицинских систем, направленных на удаленный мониторинг состояния здоровья пациентов. Особенно актуальным является использование таких систем для слежения за состоянием здоровья пациентов, перенесших хирургические вмешательства. Такие пациенты обладают подвижностью, в связи с этим датчики, измеряющие жизненные показатели, не должны доставлять дискомфорта при постоянном использовании. В качестве таких датчиков возможно использовать носимые смарт-трекеры.

Цель работы. Изучить возможность использования смарт-трекеров в составе телемедицинской системы мониторинга состояния здоровья пациента.

Материалы и методы. В рамках исследования на базе смарт-браслетов модели GSMIN WR 41 проводится серия измерений для оценки точности определения пульса, давления и сатурации на разных испытуемых в состоянии покоя и при интенсивной физической нагрузке. Также определяется средний интервал выполнения измерений смарт-браслетом и исследуется функционирование смарт-браслета в составе телемедицинской системы мониторинга жизненных показателей.

Результаты. Исследования демонстрируют, что погрешность измерения показателей здоровья пациента смарт-браслетом, за исключением систолического давления, в среднем не превышает 10 %. Для корректировки высокой погрешности измерения систолического давления разработан алгоритм оценки общего состояния здоровья пациента. Также выяснилось, что смарт-браслет способен регистрировать резкое изменение показателей жизнедеятельности пациента, а среднее время измерения и передачи показаний на сервер в составе телемедицинской системы составляет в среднем 45 с.

Заключение. Анализируя результаты проведенных исследований, можно заключить, что смарт-браслеты возможно использовать для удаленного мониторинга текущего состояния здоровья пациента в режиме реального времени. Подтверждением данных выводов служит телемедицинская система, разработанная на базе исследуемых смарт-браслетов.

Ключевые слова: система локального позиционирования, телемедицина, смарт-трекеры, Bluetooth Low Energy, удаленный непрерывный мониторинг

Для цитирования: Оценка возможности применения смарт-трекеров в составе телемедицинских систем для удаленного мониторинга общего состояния здоровья пациентов в режиме реального времени / И. В. Поспелова, И. В. Черепанова, Д. С. Брагин, В. Н. Серебрякова // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2021. Т. 24, № 6. С. 71–83. doi: 10.32603/1993-8985-2021-24-6-71-83

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 27.08.2021; принята к публикации после рецензирования 19.10.2021; опубликована онлайн 29.12.2021



Feasibility Assessment of Using Smart Trackers in Telemedicine Systems to Remotely Monitor the Overall Health of Patients in Real-Time

Irina V. Pospelova✉, Irina V. Cherepanova, Dmitriy S. Bragin, Victoria N. Serebryakova

Cardiology Research Institute, Tomsk National Research
Medical Center, Russian Academy of Sciences, Tomsk, Russia

✉ pospelova.irina88@gmail.com

Abstract

Introduction. The development of telemedicine systems intended to remotely monitor the health status of patients constitutes one of the most promising areas of contemporary science. Particularly relevant is the use of such systems to track the health of surgically treated patients. Since such patients are mobile, sensors measuring vital signs should not cause any discomfort in regular use. Thus, wearable smart trackers can be used for these purposes.

Aim. The paper aims to study the possibility of using smart trackers in a telemedicine system for monitoring patient health.

Materials and methods. In the study, a series of measurements was performed using GSMIN WR 41 smart bracelets in order to estimate their accuracy when measuring pulse, blood pressure, and oxygen saturation for different research subjects at rest and during intense physical exercises. In addition, the average measurement interval of the smart bracelet was determined; the operation of the smart bracelet in the telemedicine system for monitoring vital signs was considered.

Results. The studies show that an average error in the measurement of vital signs (except for systolic pressure) using the smart bracelet does not exceed 10 %. In order to avoid the high error in measuring systolic pressure, an algorithm for assessing the general health of patients was developed. In addition, it is shown that the smart bracelet can detect an abrupt change in the vital signs of patients, with the average time of their measurement and data transmission to the server of the telemedicine system coming to 45 seconds.

Conclusion. The study results indicate that smart bracelets can be used to remotely monitor the health of patients in real-time. These findings are confirmed by the telemedicine system designed on the basis of the smart bracelets considered in the paper.

Keywords: indoor-positioning system, telemedicine, smart trackers, Bluetooth Low Energy, remote continuous monitoring

For citation: Pospelova I. V., Cherepanova I. V., Bragin D. S., Serebryakova V. N. Feasibility Assessment of Using Smart Trackers in Telemedicine Systems to Remotely Monitor the Overall Health of Patients in Real-Time. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2021, vol. 24, no. 6. pp. 71–83. doi: 10.32603/1993-8985-2021-24-6-71-83

Conflict of interest. The authors declare that there are no obvious and potential conflicts of interest related to the publication of this article.

Submitted 27.08.2021; accepted 19.10.2021; published online 29.12.2021

Введение. Научно-технический прогресс способствует развитию инновационных технологий, в том числе технологий, направленных на профилактику, диагностику, лечение и реабилитацию сердечно-сосудистых заболеваний. Одним из наиболее перспективных направлений в этой области является разработка телемедицинских систем, позволяющих осуществлять удаленный мониторинг жизненных показателей пациента.

Особенно актуально использование такого рода систем для удаленного непрерывного мониторинга состояния пациентов, перенесших хирургические вмешательства (например, аортокоронарное шунтирование). Чаще всего после проведения таких операций пациенты способны самостоятельно перемещаться по зданию медицинского учреждения и не всегда способны объективно оценивать свое текущее состояние здоровья. В

случае наступления послеоперационных осложнений и резкого ухудшения жизненных показателей важно вовремя отследить этот факт и оказать пациенту экстренную медицинскую помощь.

Основная сложность, возникающая в процессе разработки систем удаленного мониторинга показателей жизнедеятельности пациентов, заключается в подборе измерительного оборудования. Такое оборудование должно обладать рядом характеристик:

- компактность и удобство в использовании;
- гигиеничность;
- энергоэффективность;
- поддержка беспроводных каналов передачи данных;
- высокая точность измерения;
- надежность.

Все носимые устройства, применяемые для непрерывного удаленного мониторинга за состоянием здоровья пациентов, можно разделить на две большие категории [1]:

- 1) неимплантируемые носимые устройства, примыкающие к телу человека;
- 2) устройства, имплантируемые непосредственно в тело человека.

К неимплантируемым устройствам можно отнести:

– одежду на основе электронного текстиля [1–3]. Технология позволяет отслеживать электрокардиограмму (ЭКГ), температуру тела, частоту сердечных сокращений (ЧСС) и частоту дыхания. При внедрении в электронный текстиль биосенсоров технология позволяет анализировать состав биологических жидкостей пациента [3];

– смарт-трекеры, представляющие собой различные носимые устройства (браслеты, клипсы, очки, линзы и т. д.) [3–8]. Данная категория устройств позволяет следить за такими параметрами жизнедеятельности, как ЧСС, артериальное давление (АД), сатурация, уровень повседневной активности, фазы сна и т. д. [3–8]. При наличии биосенсоров в составе устройства становится возможным анализировать состав биологических жидкостей пациента [3];

– электронные патчи (или электронные пластыри) [7, 8], представляющие собой систему датчиков на гибкой клейкой основе, которая крепится на тело пациента и считывает его жизненные показатели (ЧСС, АД, температуру тела, частоту дыхания, уровень повседневной активности и сатурацию). Электронные патчи также могут оснащаться биосенсорами для анализа био-

химического состава телесных жидкостей пациента [3, 4, 6, 9, 10].

К имплантируемым устройствам можно отнести:

– электронные татуировки, наносимые непосредственно на кожу пациента, как и обычная татуировка. Чернила для электронных татуировок содержат беспроводные графеновые наносенсоры, не требующие источника питания, и позволяют отслеживать ЭКГ, электроэнцефалографию (ЭЭГ), электромиографию (ЭМГ), температуру тела и АД [1, 3]. При использовании биосенсоров в составе чернил умные татуировки также способны анализировать состав телесных жидкостей пациента;

– электронные таблетки с обратной связью, которые представляют собой датчики, помещаемые в специальную капсулу и имеющие вид обычной таблетки [3]. При проглатывании датчика капсула растворяется, а сам датчик анализирует состав желудочного сока и передает эту информацию на устройство сбора данных;

– растворимые имплантируемые датчики, которые чаще всего применяются для обследования пациентов или для выполнения лечебных процедур и по истечении заданного времени растворяются в организме человека [3];

– датчики и устройства, имплантируемые в тело человека на постоянной основе. К таким устройствам можно отнести кардиостимуляторы, мозговые имплантаты и пр.

На базе вышеперечисленных устройств возможна разработка телемедицинских систем для удаленного непрерывного мониторинга состояния здоровья пациентов [11–15]. Зачастую такие системы сложны в реализации и требуют изготовления собственных медицинских датчиков [12, 13]. Системы, обладающие высокой точностью измерений, используют сеть из нескольких датчиков. При этом часть датчиков может быть имплантирована непосредственно в тело пациента, тем самым доставляя ему неудобства и ограничивая его подвижность [11]. Также использование сети датчиков снижает надежность системы и усложняет процесс организации сбора и анализа данных. При выходе из строя или потере одного из датчиков возможно снижение точности измерений либо прекращение функционирования всей системы в целом.

Использование смарт-трекеров в качестве датчиков системы мониторинга здоровья пациентов является одним из наиболее удачных решений. Современные смарт-трекеры способны одновременно измерять несколько параметров здоровья человека

с приемлемой точностью (в частности, пульс, АД и сатурацию) и передавать эти данные по беспроводному каналу связи. Смарт-трекеры широко представлены на рынке и имеют оптимальное соотношение цены и качества, поэтому на их базе можно создавать гибкие и легко масштабируемые телемедицинские системы. При анализе научных источников почти не встречается статей, описывающих использование смарт-трекеров в качестве датчиков телемедицинских систем. Тем не менее в исследовании, описанном в [16], утверждается, что возможно использовать смарт-трекеры в качестве датчиков в составе систем непрерывного мониторинга здоровья пациентов.

Целью данной статьи является оценка возможности применения смарт-трекеров в составе телемедицинской системы, позволяющей осуществлять непрерывный мониторинг здоровья и местоположения пациентов, находящихся в здании клиники.

Методы. *Архитектура системы.* Система, представленная в данной статье, имеет четырехуровневую архитектуру (рис. 1):

- первый уровень включает в себя измерительное и коммуникационное оборудование. В качестве измерительного оборудования (токенов) используются смарт-трекеры с функцией измерения пульса, давления и сатурации, поддерживающие передачу данных по интерфейсу BLE. Коммуникационное оборудование представляет собой приемопередающие устройства на базе стека протоколов BLE, именуемые якорями. Якоря размещаются по периметру здания, и их местоположение заранее известно системе;

- на втором уровне располагаются шлюзы BLE/Ethernet, позволяющие объединять беспроводные датчики с проводной сетью системы;

- на третьем уровне находятся сервер и база данных (БД) системы. Сервер собирает данные с беспроводных датчиков системы и вычисляет текущее местоположение токена, а также текущий статус здоровья пациента, носящего этот токен. БД хранит в себе данные, необходимые для корректного функционирования системы (перечень токенов и якорей, координаты якорей и т. д.);

- четвертый уровень включает в себя автоматизированные рабочие места (АРМ) операторов системы. Основная функция АРМ – визуализация данных о позиционировании и показаниях жизнедеятельности пациентов, зарегистрированных в системе, а также оповещение оператора о возникновении критических ситуаций. Система, представленная в данной статье, предусматривает два

типа АРМ: настольный (Desktop) и мобильный (Mobile). Настольная версия АРМ функционирует на персональных компьютерах под управлением настольных операционных систем (Windows, Linux, BSD). Мобильная версия АРМ функционирует на устройствах под управлением операционной системы Android.

Используемое оборудование. В качестве токенов в системе используются смарт-браслеты. Выбор смарт-браслетов в качестве токенов системы обусловлен рядом факторов:

- обладают более низкой стоимостью по сравнению с другими типами смарт-трекеров;
- являются более гигиеничными в отличие от других типов смарт-трекеров;
- относятся к наиболее распространенной категории смарт-оборудования. Вследствие этого на рынке представлен широкий выбор устройств и есть возможность подобрать устройство с оптимальным соотношением цены и качества, а также совместимое с ним коммуникационное оборудование.

Для разработки системы было решено использовать смарт-браслеты модели GSMIN WR41. Данная модель позволяет измерять такие жизненные показатели, как пульс, АД и сатурацию, а также поддерживает передачу данных по интерфейсу BLE. Производитель заявляет, что погрешность измерения устройства находится в пределах 7 %, что является допустимым для общей оценки

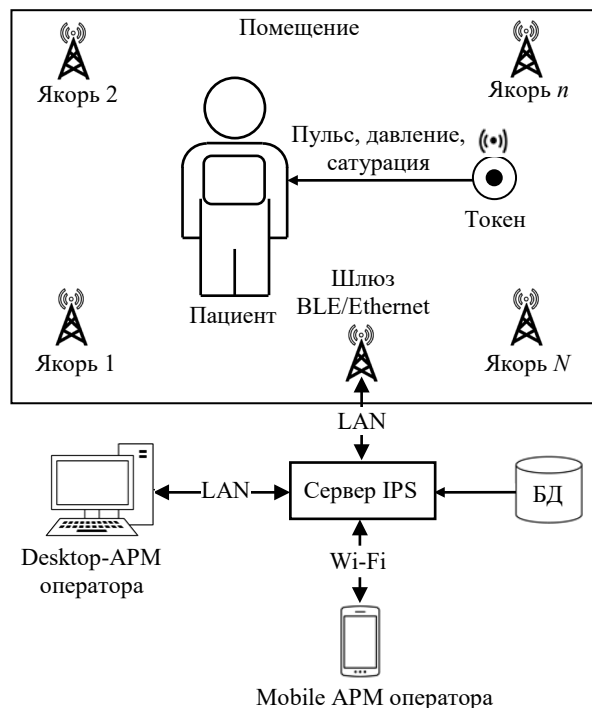


Рис. 1. Архитектура телемедицинской системы

Fig. 1. Architecture of the telemedicine system

текущего состояния пациента. Замеры жизненных показателей можно выполнять как посредством самого браслета, так и удаленно. При разработке системы авторские права производителя устройства не были нарушены. Технические характеристики устройства представлены в табл. 1 [17].

Табл. 1. Технические характеристики браслета GSMIN WR41

Table 1. Technical specification of the GSMIN WR41 smart bracelet

Характеристика	Значение
Поддержка (CPU)	Nordic 51822
Емкость аккумулятора, мА·ч	80
Время заряда аккумулятора, мин	90
Время работы без подзарядки аккумулятора	До 7 дней
Поддержка спецификации BLE	Да
Модель микросхемы для обмена данными по интерфейсу BLE	Nordic 51822
Влагозащита	IP67
Размеры, мм	245×24×11.6
Масса, г	23
Наличие дисплея	Да

Табл. 2. Технические характеристики микросхемы nRF52840

Table 2. Technical specification of the nRF52840 microcircuit

Характеристика	Значение
Поддержка спецификации BLE	Да
Поддерживаемые аппаратные интерфейсы	GPIO, UART, USB
Поддерживаемая скорость передачи данных по интерфейсу BLE	2 Мбит/с, 1 Мбит/с, 125 Кбит/с
Процессор (CPU)	ARM Cortex-M4 32-бит, 64 МГц
Оперативная память	1 Мб
Поддержка параллельной мультипротокольной работы	Да
Количество счетчиков реального времени	3

Выбор коммуникационного оборудования для разработки якорей системы напрямую зависит от BLE-микросхемы, использующейся в смарт-браслете. Согласно табл. 1 браслет WR41 использует для связи по интерфейсу BLE микросхему Nordic 51822 от компании Nordic Semiconductor. Проанализировав ассортимент продукции данной компании, в качестве базовой станции решили выбрать мультипротокольную микросхему nRF52840. Согласно информации производителя [17] данная микросхема предназначена для взаимодействия с носимыми устройствами (такими как смарт-часы, смарт-браслеты, устройства бесконтактной оплаты и пр.), а также для мониторинга здоровья и для решений в области интернета вещей. Технические характеристики микросхемы представлены в табл. 2.

Исследование точности измерений смарт-трекером показателей жизнедеятельности. В процессе исследования применимости токенов в составе телемедицинской системы было решено выполнить две серии тестовых измерений на разных испытуемых. Первый эксперимент позволил оценить точность измерений, выполняемых токенами системы, а второй – способность токенов фиксировать резкие изменения измеряемых жизненных показателей. Все испытуемые были разделены на две группы:

1) пациенты кардиологической клиники в возрасте 40–75 лет – в испытании участвовало 20 человек;

2) условно здоровые добровольцы в возрасте 20–35 лет – в испытании участвовало 25 человек.

Измерения в ходе проведения испытаний выполнялись двумя способами с использованием:

- медицинского тонометра и пульсоксиметра;
- токенов в составе разработанной телемедицинской системы.

При оценке точности измерений, выполняемых токенами, испытуемые из каждой группы находились в состоянии покоя. Каждый медицинский показатель для каждого испытуемого измерялся по 10 раз.

При оценке способности токенов фиксировать резкие изменения измеряемых жизненных показателей испытуемым предлагалось выполнить ряд интенсивных физических упражнений: пациентам кардиологической клиники – 10 приседаний, условно здоровым испытуемым – спуск и подъем по лестнице с первого по седьмой этаж. В процессе эксперимента каждый жизненный

показатель каждого испытуемого измерялся следующим образом:

- в состоянии покоя посредством медицинского оборудования;
- в состоянии покоя посредством токенов в составе разработанной системы;
- после выполнения физической нагрузки посредством медицинского оборудования;
- после выполнения физической нагрузки посредством токенов в составе разработанной системы.

Исследование периодичности опроса смарт-браслетов в составе системы. Для того чтобы оценить возможность обмена данными между токеном и другими уровнями системы в режиме реального времени, необходимо опытным путем определить временной интервал, в течение которого происходит измерение жизненных показателей пациента и их последующая передача в сеть. Для этого было разработано программное обеспе-

чение, позволяющее отслеживать сбор и передачу измеренных токеном показателей жизнедеятельности. Приложение отслеживало значения передаваемых показателей и время передачи этих показателей на протяжении 10 ч и записывало полученные данные в файл текстового формата.

Алгоритм оценки жизненных показателей пациента. Так как измерение пульса, давления и сатурации пациента посредством смарт-браслета выполняется с погрешностью, оценка общего текущего состояния пациента на основе анализа значения каждого из показателей в отдельности является неточной, что может привести к ложным срабатываниям системы. Для повышения точности оценки текущего состояния пациента и уменьшения количества ложных срабатываний предлагается анализировать все измеренные показатели жизнедеятельности в совокупности. Алгоритм анализа показателей жизнедеятельности можно разделить на две части: алгоритм сервер-

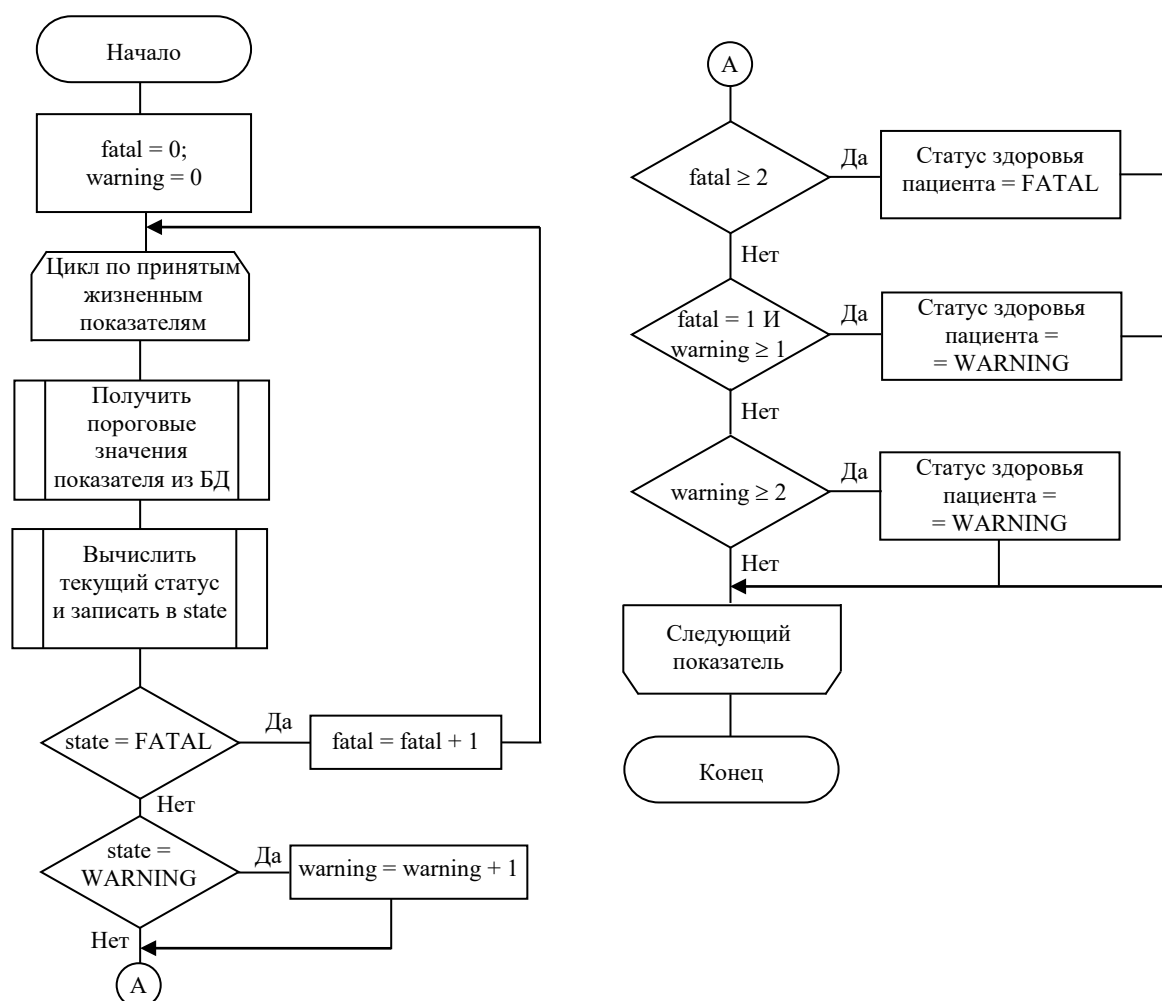


Рис. 2. Алгоритм оценки общего состояния здоровья пациента для серверной части системы

Fig. 2. Algorithm for assessing the general health of patients for the server side of the telemedicine system

ной части и алгоритм клиентской части. Блок-схема алгоритма оценки общего состояния здоровья пациента для серверной части системы представлена на рис. 2.

Система, описанная в данной статье, предполагает, что статус отдельного показателя и общего состояния здоровья пациента может принимать одно из трех значений:

NORMAL – значение показателя находится в пределах нормы;

WARNING – значение показателя на границе нормы;

FATAL – значение показателя является критическим.

В алгоритме (см. рис. 2) предусмотрены два счетчика: fatal и warning, которые подсчитывают количество показателей со статусом FATAL и WARNING соответственно. Измерения, получаемые серверной частью системы от каждого токена, представляют собой набор значений, который включает в себя текущие показания пульса, сатурации, систолического и диастолического давления. Пороговые значения для оценки каждого из показателей не являются универсальными и отличаются в зависимости от особенностей конкретного пациента (его пола, возраста, наличия сопутствующих заболеваний и т. д.). Установка пороговых значений для того или иного пациента осуществляется медицинским работником и записывается в соответствующие таблицы БД системы. При получении медицинских измерений от каждого токена сервер выполняет пошаговую обработку каждого принятого жизненного показателя. Сервер запрашивает у БД пороговые значения для текущего показателя текущего токена и определяет его текущий статус. Если статус показателя принимает значение FATAL, то счетчик fatal увеличивается на единицу. Если статус показателя принимает значение WARNING, то счетчик warning увеличивается на единицу. Если статус FATAL определен у двух и более принятых показателей, сервер определяет текущий статус здоровья пациента как FATAL. В случае когда при получении показателей один принимает значение FATAL, а второй – WARNING, сервер определяет текущий статус здоровья пациента как WARNING. Если два и более показателей имеют значение WARNING, сервер также определяет текущий статус здоровья пациента как WARNING. Определив текущий статус здо-

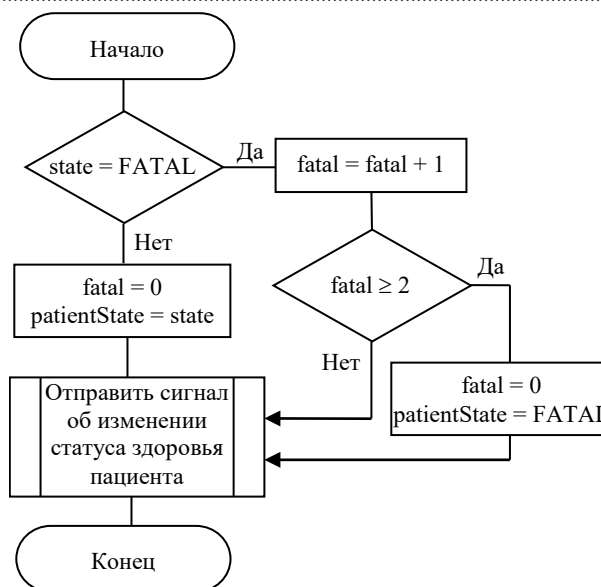


Рис. 3. Алгоритм оценки общего состояния здоровья пациента для клиентской части телемедицинской системы

Fig. 3. Algorithm for assessing the general health of patients for the client side of the telemedicine system

ровья пациента, сервер отправляет его вместе с результатами измерений на АРМ оператора, где полученные данные обрабатываются согласно алгоритму, представленному на рис. 3.

При приеме данных о жизненных показателях пациента АРМ оператора проверяет статус здоровья пациента, определенный сервером. Если сервер дважды определил статус здоровья пациента как FATAL, то АРМ считает, что текущее состояние пациента является критическим и отправляет соответствующий сигнал оператору системы. В противном случае АРМ изменяет текущий статус здоровья пациента на тот, который пришел от сервера системы.

Результаты. Оценка точности измерений показателей жизнедеятельности смарт-трекером. В табл. 3 представлены максимальная, минимальная и средняя погрешности измерения жизненных показателей смарт-браслетом для двух групп испытуемых, находящихся в состоянии покоя. Согласно данным, полученным в ходе проведения эксперимента, оказалось, что средняя погрешность измерения систолического давления для группы условно здоровых добровольцев составляет 19 %, а для группы пациентов кардиологической клиники – 18 %, что не соответствует заявлениям производителя устройства. Погрешность измерения пульса, сатурации и диастолического давления для обеих групп пациентов находится в пределах 7 %.

Табл. 3. Оценка погрешности измерений смарт-браслетом в состоянии покоя

Table 3. Measurement error of the smart bracelet at rest

Измеряемый показатель	Погрешность, %		
	мини-мальная	макси-мальная	средняя
<i>Условно здоровые добровольцы</i>			
Пульс	0.6	5.4	4
Систолическое давление	16	22	19
Диастолическое давление	1	4.4	4
Сатурация	0.2	0.9	0.7
<i>Пациенты кардиологической клиники</i>			
Пульс	1.7	3.3	1.6
Систолическое давление	15	21	18
Диастолическое давление	1.8	4.5	3.2
Сатурация	0.1	0.8	0.6

В процессе совершения испытуемыми интенсивной физической нагрузки смарт-браслет зафиксировал значительный рост пульса и давления, а также падение сатурации (табл. 4).

Оценка интервала опроса смарт-браслетов представлена в табл. 5. Как видно из табл. 5, средний интервал отклика браслета составляет 45 с и не превышает 64 с.

Результаты использования смарт-трекеров в составе телемедицинской системы. На базе проведенного исследования была разработана телемедицинская система, позволяющая отслеживать текущие показатели здоровья пациента, а также определять его текущее местоположение в здании клиники. Результаты обработки данных, полученных со смарт-браслета, отображаются на АРМ оператора (рис. 4).

Интерфейс АРМ оператора состоит из четырех окон (рис. 4, а):

– в окне "Пациенты" (1) отображается перечень пациентов, зарегистрированных в системе, а также их текущие жизненные показатели (пульс,

Табл. 4. Изменение показателей жизнедеятельности испытуемых в процессе совершения физической нагрузки

Table 4. Changes in the vital signs of the research subjects during physical activity

Измеряемый показатель	Погрешность, %		
	мини-мальная	макси-мальная	средняя
<i>Условно здоровые добровольцы</i>			
Пульс	6.17	6.17	6.17
Систолическое давление	52.12	52.12	52.12
Диастолическое давление	12.57	12.57	12.57
Сатурация	–0.25	–0.25	–0.25
<i>Пациенты кардиологической клиники</i>			
Пульс	12.47	12.47	12.47
Систолическое давление	54.53	54.53	54.53
Диастолическое давление	13.48	13.48	13.48
Сатурация	–1.54	–1.54	–1.54

Табл. 5. Оценка интервала опроса смарт-браслета

Table 5. Polling interval of the smart bracelet

Интервал отклика, с		
максимальный	минимальный	средний
64	1	45

сатурация, систолическое и диастолическое давление);

– в окне "Помещения" (2) отображается дерево помещений, охватываемых системой;

– в окне "Карта здания" (3) отображается план текущего этажа здания с указанием текущего местоположения выбранного пациента. Переход на план другого этажа можно сделать через окно "Помещения". В настоящее время система тестируется в рамках одной лаборатории, состоящей из четырех помещений;

– в окне "Оповещения" (4) отображаются сообщения о событиях, происходящих в процессе функционирования системы.

В рамках АРМ оператора реализована цветовая индикация. Так, зеленый цвет графиков жизненных показателей на панели "Пациенты" и

обозначение пациента на карте означает, что состояние здоровья пациента находится в пределах нормы. Сообщения информационного характера



Рис. 4. АРМ оператора: *a* – при нормальных жизненных показателях пациента; *b* – при жизненных показателях пациента на границе нормы; *v* – при критических жизненных показателях пациента

Fig. 4. Operator workstation: *a* – normal vital signs; *b* – vital signs bordering the normal range; *v* – critical vital signs

на панели "Оповещения" окрашены в черный цвет (рис. 4, а). Если жизненные показатели пациента находятся на границе нормы, то его показатели и обозначение на карте окрашиваются в желтый цвет, а в окно "Оповещения" выводится сообщение предупреждающего характера, также окрашенное желтым (рис. 4, б). Если состояние здоровья пациента является критическим, то его показатели в окне "Пациенты" и обозначение на карте окрашиваются в красный цвет, а в окно "Оповещения" выводится соответствующее сообщение, окрашенное красным (рис. 4, в).

Несмотря на использование алгоритма, позволяющего снизить количество ложных срабатываний системы, они все же происходят. Это зачастую связано со смещением токена пациентом в процессе использования в сторону участков тела с меньшим количеством кровеносных сосудов. При тестировании системы периодичность возникновения ложных срабатываний для одного пациента составила в среднем один раз в 5 ч.

Обсуждение. В результате проведенных экспериментов было выявлено, что погрешность измерений исследуемых смарт-браслетов не превышает 10 % (за исключением систолического давления), что находится в допустимых пределах для оценки общего состояния здоровья пациента. Также выяснилось, что смарт-браслеты способны фиксировать резкое изменение жизненных показателей пациента. Интервал между измерениями составляет в среднем 45 с, что позволяет использовать браслеты для непрерывного мониторинга здоровья пациентов в режиме реального времени. Для того чтобы уменьшить влияние большой погрешности измерения систолического давления на результаты оценки текущего состояния здоровья пациента и уменьшить количество ложных срабатываний системы, был разработан алгоритм, учитывающий значение всех жизненных показателей, измеряемых смарт-браслетом. Несмотря на использование данного алгоритма, ложные срабатывания все же случаются. Средняя периодичность ложных срабатываний системы для одного пациента составляет один раз в 5 ч.

На базе рассмотренного смарт-браслета была разработана телемедицинская система, выполня-

ющая функции непрерывного мониторинга за текущим состоянием здоровья и текущим местоположением пациентов в здании клиники. АРМ оператора системы позволяет просматривать значения показателей здоровья по каждому из пациентов, зарегистрированных в системе, а также следить за их перемещениями посредством интерактивной карты, входящей в состав графического интерфейса приложения. Каждый из пациентов, отображаемых в АРМ, имеет цветовую индикацию, которая зависит от текущего состояния его жизненных показателей. Все события, происходящие в системе, отображаются в АРМ на панели оповещений. Все оповещения, отображаемые в АРМ, также обладают цветовой индикацией в зависимости от характера события, наступившего в системе.

Выводы. Результаты проведенного исследования показывают, что смарт-браслеты способны фиксировать резкое изменение пульса, АД и сатурации. Скорость проведения измерений и их последующая передача по беспроводной сети позволяют отслеживать общее состояние здоровья пациента в режиме реального времени. Смарт-браслеты способны измерять показатели жизнедеятельности пациента с достаточно высокой точностью (не превышающей 10 %). В случаях когда погрешность измерения одного из отслеживаемых параметров превышает допустимое значение, результирующую оценку состояния здоровья можно скорректировать посредством алгоритмической обработки данных с целью уменьшения количества ложных срабатываний системы. Тем не менее ложные срабатывания периодически случаются, поэтому в будущем планируется сократить вероятность их возникновения путем улучшения алгоритмической обработки данных. В целом результаты исследования показали, что смарт-браслеты позволяют оценивать общее текущее состояние здоровья пациента, а следовательно, они могут применяться в составе различных телемедицинских систем. Практическим подтверждением данных выводов является телемедицинская система, разработанная на базе исследуемых браслетов и описанная в данной статье.

Авторский вклад

Поспелова Ирина Владимировна – аннотация, введение, подбор литературы.

Черепанова Ирина Владимировна – материалы и методы.

Брагин Дмитрий Сергеевич – результаты, обсуждение.

Серебрякова Виктория Николаевна – введение, заключение.

Author's contribution

Irina V. Pospelova, abstract, introduction, selection of literature sources.

Irina V. Cherepanova, materials and methods.

Dmitriy S. Bragin, results, discussion.

Victoria N. Serebryakova, introduction, conclusion.

Список литературы

1. Advances in healthcare wearable devices / Sh. M. A. Iqbal, I. Mahgoub, E. Du, M. A. Leavitt, W. Asghar // npj Flexible Electronics. 2021. Vol. 5, № 1. P. 1–14. doi: 10.1038/s41528-021-00107-x
2. De Fazio R., De Vittorio M., Visconti P. Innovative IoT Solutions and Wearable Sensing Systems for Monitoring Human Biophysical Parameters: A Review // Electronics. 2021. Vol. 10, № 14. P. 1660. doi: 10.3390/electronics10141660
3. Evolution of wearable devices with real-time disease monitoring for personalized healthcare / K. Guk, G. Han, Ja. Lim, K. Jeong, Taejoon Kang, Eu. Lim, Ju. Jung // Nanomaterials. 2019. Vol. 9, № 6. P. 813. doi: 10.3390/nano9060813
4. Khan S., Alam M. Wearable Internet of Things for Personalized Healthcare: Study of Trends and Latent Research // Health Informatics: A Computational Perspective in Healthcare. Singapore: Springer, 2021. P. 43–60. doi: 10.1007/978-981-15-9735-0_3
5. Massoomi M. R., Handberg E. M. Increasing and evolving role of smart devices in modern medicine // European Cardiology Review. 2019. Vol. 14, № 3. P. 181–186. doi: 10.15420/ecr.2019.02
6. Emerging telemedicine tools for remote COVID-19 diagnosis, monitoring, and management / L. Heather, Changhao Xu, You Yu, Wei Gao // ACS Nano. 2020. Vol. 14, № 12. P. 16180–16193. doi: 10.1021/acsnano.0c08494
7. Tamura T. Current progress of photoplethysmography and SPO2 for health monitoring // Biomedical engineering lett. 2019. Vol. 9, № 1. P. 21–36. doi: 10.1007/s13534-019-00097-w
8. Ding X., Zhang Y. T. Pulse transit time technique for cuffless unobtrusive blood pressure measurement: from theory to algorithm // Biomedical engineering lett. 2019. Vol. 9, № 1. P. 37–52. doi: 10.1007/s13534-019-00096-x
9. Liu X., Wei Y., Qiu Y. Advanced Flexible Skin-Like Pressure and Strain Sensors for Human Health Monitoring // Micromachines. 2021. Vol. 12, № 6. P. 695. doi: 10.3390/mi12060695
10. Advanced electronic skin devices for healthcare applications / Zh. Ma, Sh. Li, H. Wang, Wen Cheng, Yu. Li, L. Pan, Yi Shi // J. of Materials Chemistry B. 2019. Vol. 7, № 2. P. 173–197. doi: 10.1039/C8TB02862A
11. Jijesh J. J., Shivashankar & Keshavamurthy A Supervised Learning Based Decision Support System for Multi-Sensor Healthcare Data from Wireless Body Sensor Networks // Wireless Personal Communications. 2021. Vol. 116, № 3. P. 1795–1813. doi: 10.1007/s11277-020-07762-9
12. On Architecture of Self-Sustainable Wearable Sensor Node for IoT Healthcare Applications / S. Mohsen, A. Zekry, K. Y. Youssef, M. Abouelatta-Ebrahim // Wireless Personal Communications. 2021. Vol. 119, № 5. P. 1–15. doi: 10.1007/s11277-021-08229-1
13. Self-sustainable smart ring for long-term monitoring of blood oxygenation / M. Magno, G. A. Salvatore, P. Jokicet, L. Benini // IEEE Access. 2019. Vol. 7. P. 115400–115408. doi: 10.1109/ACCESS.2019.2928055
14. Patient Monitoring System with Miniaturization of Sensors / S. Geetha, Shilpa Pande, P. Deepalakshmi, R. Sheetal // International J. of Engineering and Advanced Technology (IJEAT). 2019. Vol. 9, iss. IS4. P. 495–501. doi: 10.35940/ijeat.A1111.12915419
15. Радиочастотные технологии локального позиционирования в здравоохранении / Д. С. Брагин, И. В. Пospelova, И. В. Черепанова, В. Н. Серебрякова // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2020. Т. 23, № 3. С. 62–79. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-3-62-79
16. Quévat A., Heinze A. The digital transformation of preventive telemedicine in France based on the use of connected wearable devices // Global Business and Organizational Excellence. 2020. Vol. 39, № 6. P. 17–27. doi: 10.1002/joe.22054
17. System-on-Chip nRF52840 // Nordic Semiconductor. URL: <https://www.nordicsemi.com/Products/nRF52840/GetStarted> (дата обращения 09.08.2021)

Информация об авторах

Пospelova Ирина Владимировна – инженер по специальности "Радиоэлектронные системы" (2012, Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники), мл. науч. сотр. лаборатории регистров сердечно-сосудистых заболеваний, высокотехнологичных вмешательств и телемедицины Научно-исследовательского института кардиологии Томского национального исследовательского медицинского центра Российской академии наук. Автор 9 научных публикаций. Сфера научных интересов – связь, медицина. Адрес: Научно-исследовательский институт кардиологии, Томский национальный исследовательский медицинский центр Российской академии наук, ул. Киевская, д. 111а, Томск, 634012, Россия
E-mail: pospelova.irina88@gmail.com
<http://orcid.org/0000-0002-4215-285X>

Оценка возможности применения смарт-трекеров в составе телемедицинских систем для удаленного мониторинга общего состояния здоровья пациентов в режиме реального времени
Feasibility Assessment of Using Smart Trackers in Telemedicine Systems to Remotely Monitor the Overall Health of Patients in Real-Time

Черепанова Ирина Владимировна – инженер по специальности "Радиоэлектронные системы" (2012, Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники), мл. науч. сотр. лаборатории регистров сердечно-сосудистых заболеваний, высокотехнологичных вмешательств и телемедицины Научно-исследовательского института кардиологии Томского национального исследовательского медицинского центра Российской академии наук. Сфера научных интересов – связь, медицина.

Адрес: Научно-исследовательский институт кардиологии, Томский национальный исследовательский медицинский центр Российской академии наук, ул. Киевская, д. 111а, Томск, 634012, Россия

E-mail: iv-sushkova@mail.ru

<http://orcid.org/0000-0002-6626-4979>

Брагин Дмитрий Сергеевич – инженер по специальности "Радиосвязь, радиовещание и телевидение" (2005, Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники), мл. науч. сотр. лаборатории регистров сердечно-сосудистых заболеваний, высокотехнологичных вмешательств и телемедицины Научно-исследовательского института кардиологии Томского национального исследовательского медицинского центра Российской академии наук. Автор 6 научных публикаций. Сфера научных интересов – связь, медицина.

Адрес: Научно-исследовательский институт кардиологии, Томский национальный исследовательский медицинский центр Российской академии наук, ул. Киевская, д. 111а, Томск, 634012, Россия

E-mail: braginds@mail.ru

<http://orcid.org/0000-0002-0875-3301>

Серебрякова Виктория Николаевна – кандидат медицинских наук (2010), руководитель лаборатории регистров сердечно-сосудистых заболеваний, высокотехнологичных вмешательств и телемедицины Научно-исследовательского института кардиологии Томского национального исследовательского медицинского центра Российской академии наук. Автор более 80 научных работ. Сфера научных интересов – медицина, кардиология.

Адрес: Научно-исследовательский институт кардиологии, Томский национальный исследовательский медицинский центр Российской академии наук, ул. Киевская, д. 111а, Томск, 634012, Россия

E-mail: vsk75@yandex.ru

<http://orcid.org/0000-0002-9265-708X>

References

1. Iqbal Sh. M. A., Mahgoub I., Du E., Leavitt M. A., Asghar W. Advances in healthcare wearable devices. *Npj Flexible Electronics*. 2021, vol. 5, no. 1, pp. 1–14. doi: 10.1038/s41528-021-00107-x
2. De Fazio R., De Vittorio M., Visconti P. Innovative IoT Solutions and Wearable Sensing Systems for Monitoring Human Biophysical Parameters: A Review. *Electronics*. 2021, vol. 10, no. 14, pp. 1660. doi: 10.3390/electronics10141660
3. Guk K., Han G., Lim Ja., Jeong K., Taejoon Kang, Lim Eu., Jung Ju. Evolution of wearable devices with real-time disease monitoring for personalized healthcare. *Nanomaterials*. 2019, vol. 9, no. 6, pp. 813. doi: 10.3390/nano9060813
4. Khan S., Alam M. Wearable Internet of Things for Personalized Healthcare: Study of Trends and Latent Research. *Health Informatics: A Computational Perspective in Healthcare*. Singapore, Springer, 2021, pp. 43–60. doi: 10.1007/978-981-15-9735-0_3
5. Massoomi M. R., Handberg E. M. Increasing and evolving role of smart devices in modern medicine. *European Cardiology Review*. 2019, vol. 14, no. 3, pp. 181–186. doi: 10.15420/ecd.2019.02
6. Heather L., Changhao Xu, You Yu, Wei Gao. Emerging telemedicine tools for remote COVID-19 diagnosis, monitoring, and management. *ACS Nano*. 2020, vol. 14, no. 12, pp. 16180–16193. doi: 10.1021/acsnano.0c08494
7. Tamura T. Current progress of photoplethysmography and SPO2 for health monitoring. *Biomedical engineering letters*. 2019, vol. 9, no. 1, pp. 21–36. doi: 10.1007/s13534-019-00097-w
8. Ding X., Zhang Y. T. Pulse transit time technique for cuffless unobtrusive blood pressure measurement: from theory to algorithm. *Biomedical engineering letters*. 2019, vol. 9, no. 1, pp. 37–52. doi: 10.1007/s13534-019-00096-x
9. Liu X., Wei Y., Qiu Y. Advanced Flexible Skin-Like Pressure and Strain Sensors for Human Health Monitoring. *Micromachines*. 2021, vol. 12, no. 6, pp. 695. doi: 10.3390/mi12060695
10. Ma Zh., Li Sh., Wang H., Cheng Wen, Li Yu., Pan L., Shi Yi. Advanced electronic skin devices for healthcare applications. *J. of Materials Chemistry B*. 2019, vol. 7, no. 2, pp. 173–197. doi: 10.1039/C8TB02862A
11. Jijesh J. J., Shivashankar & Keshavamurthy. A Supervised Learning Based Decision Support System for Multi-Sensor Healthcare Data from Wireless Body Sensor Networks. *Wireless Personal Communications*. 2021, vol. 116, no. 3, pp. 1795–1813. doi: 10.1007/s11277-020-07762-9
12. Mohsen S., Zekry A., Youssef K. Y., Abouelatta-Ebrahim M. On Architecture of Self-Sustainable Wearable Sensor Node for IoT Healthcare Applications. *Wireless Per-*

sonal Communications. 2021, vol. 119, no. 5, pp. 1–15. doi: 10.1007/s11277-021-08229-1

13. Magno M., Salvatore G. A., Jokicet P., Benini L. Self-sustainable smart ring for long-term monitoring of blood oxygenation. IEEE Access. 2019, vol. 7, pp. 115400–115408. doi: 10.1109/ACCESS.2019.2928055

14. Geetha S., Shilpa Pande, Deepalakshmi P., Sheetal R. Patient Monitoring System with Miniaturization of Sensors. International Journal of Engineering and Advanced Technology (IJEAT). 2019, vol. 9, iss. IS4, pp. 495–501. doi: 10.35940/ijeat.A1111.12915419

15. Bragin D. S., Pospelova I. V., Cherepanova I. V.,

Serebryakova V. N. Radiofrequency Technologies of Local Positioning in Healthcare. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2020, vol. 23, no. 3. pp. 62–79. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-3-62-79

16. Quévat A., Heinze A. The digital transformation of preventive telemedicine in France based on the use of connected wearable devices. Global Business and Organizational Excellence. 2020, vol. 39, no. 6, pp. 17–27. doi: 10.1002/joe.22054

17. System-on-Chip nRF52840. Nordic Semiconductor. Available at: <https://www.nordicsemi.com/Products/nRF52840/GetStarted> (accessed 09.08.2021)

Information about the authors

Irina V. Pospelova, Engineer of Computer Software and Automated Systems (2016, National Research Tomsk Polytechnic University), Junior Researcher Scientist of the Laboratory of registries of cardiovascular diseases, high-tech interventions and telemedicine, Cardiology Research Institute, Tomsk National Research Medical Center, Russian Academy of Sciences. The author of 9 scientific publications. Area of expertise: communication, medicine. Address: Cardiology Research Institute, Tomsk National Research Medical Center, Russian Academy of Sciences (Cardiology Research Institute, Tomsk NRMC), 111a, Kievskaya St., Tomsk 634012, Russia
E-mail: pospelova.irina88@gmail.com
<http://orcid.org/0000-0002-4215-285X>

Irina V. Cherepanova, Engineer of Electronic systems (2012, Tomsk state university of control systems and radioelectronics). Junior Researcher Scientist of the Laboratory of registries of cardiovascular diseases, high-tech interventions and telemedicine, Cardiology Research Institute, Tomsk National Research Medical Center, Russian Academy of Sciences. Area of expertise: communication, medicine. Address: Cardiology Research Institute, Tomsk National Research Medical Center, Russian Academy of Sciences (Cardiology Research Institute, Tomsk NRMC), 111a, Kievskaya St., Tomsk 634012, Russia
E-mail: iv-sushkova@mail.ru
<http://orcid.org/0000-0002-6626-4979>

Dmitriy S. Bragin, Engineer of Radio, broadcasting and Television (2005, Tomsk state university of control systems and radioelectronics). Junior Researcher Scientist of the Laboratory of registries of cardiovascular diseases, high-tech interventions and telemedicine, Cardiology Research Institute, Tomsk National Research Medical Center, Russian Academy of Sciences. The author of 6 scientific publications. Area of expertise: communication, medicine. Address: Cardiology Research Institute, Tomsk National Research Medical Center, Russian Academy of Sciences (Cardiology Research Institute, Tomsk NRMC), 111a, Kievskaya St., Tomsk 634012, Russia
E-mail: braginds@mail.ru
<http://orcid.org/0000-0002-0875-3301>

Victoria N. Serebryakova, PhD (2010), Head of the Laboratory of registries of cardiovascular diseases, high-tech interventions and telemedicine, Cardiology Research Institute, Tomsk National Research Medical Center, Russian Academy of Sciences. The author of more than 80 scientific publications. Area of expertise: medicine, cardiology. Address: Cardiology Research Institute, Tomsk National Research Medical Center, Russian Academy of Sciences (Cardiology Research Institute, Tomsk NRMC), 111a, Kievskaya St., Tomsk 634012, Russia
E-mail: vsk75@yandex.ru
<http://orcid.org/0000-0002-9265-708X>

Благодарность рецензентам

Наш журнал продолжает практику двойного слепого рецензирования. Привлечение к оценке рукописей внешних экспертов из разных учебных и научных организаций позволяет получить объективное мнение ученых, специализирующихся на темах исследований авторов. Критика и замечания, высказываемые в рецензиях, крайне важны не только для редактора, но и для самих авторов. Вместе с редакцией наши эксперты в свое личное время и совершенно бескорыстно отбирают достойные рукописи и дорабатывают их для подготовки к публикации. Редакция журнала искренне благодарит всех рецензентов, которые в 2021 г. помогли поддержать высокий научный уровень журнала. Мы очень ценим такую поддержку и надеемся на наше дальнейшее сотрудничество.

Редакция особо благодарит экспертов, оказавших активную помощь в анализе, оценке и отборе для публикации поступивших материалов:

Быстрова Н. Е., д.т.н., проф., Новгородский государственный университет им. Ярослава Мудрого, Великий Новгород

Веремьева В. И., к.т.н., проф., НИИ Прогноз, Санкт-Петербург

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

Головкова А. А., д.т.н. проф., Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), Санкт-Петербург

Ипатова В. П., д.т.н., проф., Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), Санкт-Петербург

Красичкова А. С., д.т.н., проф., Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), Санкт-Петербург

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

Обуховца В. А., д.т.н., проф., Южный федеральный университет, Таганрог

Попова Д. И., д.т.н., проф., Рязанский государственный радиотехнический университет им. В. Ф. Уткина, Рязань

Сергиенко А. Б., к.т.н., проф., Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), Санкт-Петербург

Черепанова А. С., д.ф.-м.н., проф., Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого, Санкт-Петербург

Юлдашева З. М., д.т.н., проф., Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), Санкт-Петербург

Спасибо за время, уделенное работе над рукописями, и полезные замечания! Ваша работа, уважаемые коллеги, позволяет журналу и далее повышать профессиональный уровень публикуемых материалов.

Правила для авторов статей

В редакцию журнала "Известия вузов России. Радиоэлектроника" необходимо представить:

- распечатку рукописи (1 экз.) – твердую копию файла статьи, подписанную всеми авторами (объем оригинальной статьи не менее 8 страниц, обзорной статьи не более 20 страниц);
- электронную копию статьи;
- отдельный файл для каждого рисунка и каждой таблицы в формате тех редакторов, в которых они были подготовлены. Размещение рисунка в электронной копии статьи не освобождает от его представления отдельным файлом;
- экспертное заключение о возможности опубликования в открытой печати (1 экз.);
- сведения об авторах и их электронную копию (на русском и английском языках) (1 экз.);
- рекомендацию кафедры (подразделения) к опубликованию (следует указать предполагаемую рубрику) (1 экз.);
- сопроводительное письмо (1 экз.).

Принимаются к публикации статьи на русском и английском языках.

Рукопись не может быть опубликована, если она не соответствует предъявляемым требованиям и материалам, представляемым с ней.

Структура научной статьи

Авторам рекомендуется придерживаться следующей структуры статьи:

- Заголовочная часть:
 - УДК (выравнивание по левому краю);
 - название статьи;
 - авторы (перечень авторов – Ф. И. О. автора (-ов) полностью. Инициалы ставятся перед фамилиями, после каждого инициала точка и пробел; инициалы не отрываются от фамилии. Если авторов несколько – Ф. И. О. разделяются запятыми), если авторов больше 3, необходимо в конце статьи указать вклад каждого в написание статьи;
 - место работы каждого автора и почтовый адрес организации. Если авторы относятся к разным организациям, то после указания всех авторов, относящихся к одной организации, дается ее наименование, а затем список авторов, относящихся ко второй организации, наименование второй организации, и т. д.;
 - аннотация – 200–250 слов, характеризующих содержание статьи;
 - ключевые слова – 5–7 слов и/или словосочетаний, отражающих содержание статьи, разделенных запятыми; в конце списка точка не ставится;
 - источник финансирования – указываются источники финансирования (гранты, совместные проекты и т. п.). Не следует использовать сокращенные названия институтов и спонсирующих организаций;
 - благодарности. В данном разделе выражается признательность коллегам, которые оказывали помощь в выполнении исследования или высказывали критические замечания в адрес статьи. Прежде чем выразить благодарность, необходимо заручиться согласием тех, кого планируете поблагодарить;
 - конфликт интересов – авторы декларируют отсутствие явных и потенциальных конфликтов интересов, связанных с публикацией настоящей статьи. Например, «Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов». Если конфликт интересов возможен, то необходимо пояснение (см. <https://publicationethics.org>).
- Заголовочная часть на английском языке:
 - название (Title);

- авторы (Authors);
 - место работы каждого автора (Affiliation). Необходимо убедиться в корректном (согласно уставу организации) написании ее названия на английском языке. Перевод названия возможен лишь при отсутствии англоязычного названия в уставе. Если авторы относятся к разным организациям, то после указания всех авторов, относящихся к одной организации, дается ее наименование, затем приводится список авторов, относящихся ко второй организации, наименование второй организации, и т. д.;
 - аннотация (Abstract);
 - ключевые слова (Keywords);
 - источник финансирования (Acknowledgements);
 - конфликт интересов (Conflict of interest).
- Текст статьи.
 - Приложения (при наличии).
 - Авторский вклад. Если авторов больше 3, необходимо указать вклад каждого в написание статьи.
 - Список литературы (библиографический список);
 - Информация об авторах.

Название статьи должно быть информативным, с использованием основных терминов, характеризующих тему статьи, и четко отражать ее содержание в нескольких словах. Хорошо сформулированное название – гарантия того, что работа привлечет читательский интерес. Следует помнить, что название работы прочтут гораздо больше людей, чем ее основную часть.

Авторство и место в перечне авторов определяется договоренностью последних. При примерно равном авторском вкладе рекомендуется алфавитный порядок.

Аннотация представляет собой краткое описание содержания изложенного текста. Она должна отражать актуальность, постановку задачи, пути ее решения, фактически полученные результаты и выводы. Содержание аннотации рекомендуется представить в структурированной форме:

Введение. Приводится общее описание исследуемой области, явления. Аннотацию не следует начинать словами «Статья посвящена...», «Цель настоящей статьи...», так как вначале надо показать необходимость данного исследования в силу пробела в научном знании, почему и зачем проведено исследование (описать кратко).

Цель работы. Постановка цели исследования (цель может быть заменена гипотезой или исследовательскими вопросами).

Материалы и методы. Обозначение используемой методологии, методов, процедуры, где, как, когда проведено исследование и пр.

Результаты. Основные результаты (приводятся кратко с упором на самые значимые и привлекательные для читателя/научного сообщества).

Обсуждение (Заключение). Сопоставление с другими исследованиями, описание вклада исследования в науку.

В аннотации не следует упоминать источники, использованные в работе, пересказывать содержание отдельных разделов.

При написании аннотации необходимо соблюдать особый стиль изложения: избегать длинных и сложных предложений, выражать мысли максимально кратко и четко. Составлять предложения только в настоящем времени и только от третьего лица.

Рекомендуемый объем аннотации – 200–250 слов.

Ключевые слова – набор слов, отражающих содержание текста в терминах объекта, научной отрасли и методов исследования. Рекомендуемое количество ключевых слов/фраз – 5–7, количество слов внутри ключевой фразы – не более 3.

Текст статьи излагается в определенной последовательности. Рекомендуется придерживаться формата IMRAD (Introduction, Methods, Results, Discussion; Введение, Методы, Результаты, Обсуждение):

Введение. Во введении автор знакомит с предметом, задачами и состоянием исследований по теме публикации; при этом необходимо обязательно ссылаться на источники, из которых берется информация. Автор приводит описание "белых пятен" в проблеме или того, что еще не сделано, и формулирует цели и задачи исследования.

В тексте могут быть применены сноски, которые нумеруются арабскими цифрами. В сносках могут быть размещены: ссылки на анонимные источники из Интернета, ссылки на учебники, учебные пособия, ГОСТы, авторефераты, диссертации (если нет возможности процитировать статьи, опубликованные по результатам диссертационного исследования).

Методы. Необходимо описать теоретические или экспериментальные методы исследования, используемое оборудование и т. д., чтобы можно было оценить и/или воспроизвести исследование. Метод или методологию проведения исследования целесообразно описывать в том случае, если они отличаются новизной.

Научная статья должна отображать не только выбранный инструментарий и полученные результаты, но и логику самого исследования или последовательность рассуждений, в результате которых получены теоретические выводы. По результатам экспериментальных исследований целесообразно описать стадии и этапы экспериментов.

Результаты. В этом разделе представлены экспериментальные или теоретические данные, полученные в ходе исследования. Результаты даются в обработанном варианте: в виде таблиц, графиков, диаграмм, уравнений, фотографий, рисунков. В этом разделе приводятся только факты. В описании полученных результатов не должно быть никаких пояснений – они даются в разделе «Обсуждение».

Обсуждение (Заключение и Выводы). В этой части статьи авторы интерпретируют полученные результаты в соответствии с поставленными задачами исследования, приводят сравнение полученных собственных результатов с результатами других авторов. Необходимо показать, что статья решает научную проблему или служит приращению нового знания. Можно объяснять полученные результаты на основе своего опыта и базовых знаний, приводя несколько возможных объяснений. Здесь излагаются предложения по направлению будущих исследований.

Список литературы (библиографический список) содержит сведения о цитируемом, рассматриваемом или упоминаемом в тексте статьи литературном источнике. В список литературы включаются только рецензируемые источники (статьи из научных журналов и монографии).

Список литературы должен иметь не менее 15 источников (из них, при наличии, не более 20 % – на собственные работы), имеющих статус научных публикаций.

Приветствуются ссылки на современные англоязычные издания (требования МНБД Scopus – 80 % цитируемых англоязычных источников).

Ссылки на неопубликованные и нетиражированные работы не допускаются. Не допускаются ссылки на учебники, учебные пособия, справочники, словари, диссертации и другие малотиражные издания.

Если описываемая публикация имеет цифровой идентификатор Digital Object Identifier (DOI), его необходимо указывать в самом конце библиографической ссылки в формате "doi: ...". Проверять наличие DOI статьи следует на сайте: <http://search.crossref.org> или <https://www.citethisforme.com>.

Нежелательны ссылки на источники более 10–15-летней давности, приветствуются ссылки на современные источники, имеющие идентификатор doi.

За достоверность и правильность оформления представляемых библиографических данных авторы несут ответственность вплоть до отказа в праве на публикацию.

Аннотация на английском языке (Abstract) в русскоязычном издании и международных базах данных является для иностранных читателей основным и, как правило, единственным источником информации о содержании статьи и изложенных в ней результатах исследований. Зарубежные специалисты по аннотации оценивают публикацию, определяют свой интерес к работе российского ученого, могут использовать ее в своей публикации и сделать на нее ссылку, открыть дискуссию с автором.

Текст аннотации должен быть связным и информативным. При написании аннотации рекомендуется использовать Present Simple Tense. Present Perfect Tense является допустимым. Рекомендуемый объем – 200–250 слов.

Список литературы (References) для зарубежных баз данных приводится полностью отдельным блоком, повторяя список литературы к русскоязычной части. Если в списке литературы есть ссылки на иностранные публикации, то они полностью повторяются в списке, готовящемся в романском алфавите. В References совершенно недопустимо использовать российский ГОСТ 7.0.5–2008. Библиографический список представляется с переводом русскоязычных источников на латиницу. При этом применяется транслитерация по системе BSI (см. <http://ru.translit.net/?account=bsi>).

Типовые примеры описания в References приведены на сайте журнала <https://re.eltech.ru>.

Сведения об авторах

Включают для каждого автора фамилию, имя, отчество (полностью), ученую или академическую степень, ученое звание (с датами присвоения и присуждения), почетные звания (с датами присвоения и присуждения), краткую научную биографию, количество печатных работ и сферу научных интересов (не более 5–6 строк), название организации, должность, служебный и домашний адреса, служебный и домашний телефоны, адрес электронной почты. Если ученых и/или академических степеней и званий нет, то следует указать место получения высшего образования, год окончания вуза и специальность. Также требуется включать идентификационный номер исследователя ORCID (Open Researcher and Contributor ID), который отображается как адрес вида <http://orcid.org/xxxx-xxxx-xxxx-xxxx>. При этом важно, чтобы кабинет автора в ORCID был заполнен информацией об авторе, имел необходимые сведения о его образовании, карьере, другие статьи. Вариант «нет общедоступной информации» при обращении к ORCID не допускается. В сведениях следует указать автора, ответственного за прохождение статьи в редакции.

Правила оформления текста

Текст статьи подготавливается в текстовом редакторе Microsoft Word. Формат бумаги А4. Параметры страницы: поля – верхнее, левое и нижнее 2.5 см, правое 2 см; колонтитулы – верхний 2 см, нижний 2 см. Применение полужирного и курсивного шрифтов допустимо при крайней необходимости.

Дополнительный, поясняющий текст следует выносить в подстрочные ссылки при помощи знака сноски, а при большом объеме – оформлять в виде приложения к статье. Ссылки на формулы и таблицы даются в круглых скобках, ссылки на использованные источники (литературу) – в квадратных прямых.

Все сведения и текст статьи набираются гарнитурой "Times New Roman"; размер шрифта 10.5 pt; выравнивание по ширине; абзацный отступ 0.6 см; межстрочный интервал "Множитель 1.1"; автоматическая расстановка переносов.

Правила верстки списка литературы, формул, рисунков и таблиц подробно описаны на сайте <https://re.eltech.ru>.

Перечень основных тематических направлений журнала

Тематика журнала соответствует группам специальностей научных работников:

- 05.12.00 – "Радиотехника и связь" (05.12.04 – Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения, 05.12.07 – Антенны, СВЧ-устройства и их технологии, 05.12.13 – Системы, сети и устройства телекоммуникаций, 05.12.14 Радиолокация и радионавигация);
- 05.27.00 – "Электроника" (05.27.01 – Твердотельная электроника, радиоэлектронные компоненты, микро- и нанoeлектроника на квантовых эффектах, 05.27.02 – Вакуумная и плазменная электроника, 05.27.03 – Квантовая электроника, 05.27.06 – Технология и оборудование для производства полупроводников, материалов и приборов электронной техники);
- 05.11.00 – "Приборостроение, метрология и информационно-измерительные приборы и системы" в редакции приказа ВАК от 10.01.2012 № 5 (05.11.01 – Приборы и методы измерения по видам измерений, 05.11.03 – Приборы навигации, 05.11.06 – Акустические приборы и системы, 05.11.07 – Оптические и оптико-электронные приборы и комплексы, 05.11.08 – Радиоизмерительные приборы, 05.11.10 – Приборы и методы для измерения ионизирующих излучений и рентгеновские приборы, 05.11.13 – Приборы и методы контроля природной среды, веществ, материалов и изделий, 05.11.14 – Технология приборостроения, 05.11.15 – Метрология и метрологическое обеспечение, 05.11.16 – Информационно-измерительные и управляющие системы (по отраслям), 05.11.17 – Приборы, системы и изделия медицинского назначения, 05.11.18 – Приборы и методы преобразования изображений и звука).

Указанные специальности представляются в журнале следующими основными рубриками:

"Радиотехника и связь":

- Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов.
- Проектирование и технология радиоэлектронных средств.
- Телевидение и обработка изображений.
- Электродинамика, микроволновая техника, антенны.
- Системы, сети и устройства телекоммуникаций.
- Радиолокация и радионавигация.

"Электроника":

- Микро- и нанoeлектроника.
- Квантовая, твердотельная, плазменная и вакуумная электроника.
- Радиофотоника.
- Электроника СВЧ.

"Приборостроение, метрология и информационно-измерительные приборы и системы":

- Приборы и системы измерения на основе акустических, оптических и радиоволн.
- Метрология и информационно-измерительные приборы и системы.
- Приборы медицинского назначения, контроля среды, веществ, материалов и изделий.

Адрес редакционной коллегии: 197376, Санкт-Петербург, ул. Проф. Попова, 5, СПбГЭТУ "ЛЭТИ", редакция журнала "Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника"

Технические вопросы можно выяснить по адресу radioelectronic@yandex.ru

Уважаемые авторы!

Обратите внимание, что на основании рекомендации Высшей аттестационной комиссии (ВАК) приказом Минобрнауки России от 24 февраля 2021 г. № 118 утверждена новая номенклатура научных специальностей, по которым присуждаются ученые степени.

Защиты диссертаций по старой номенклатуре научных специальностей (приказ Министерства образования и науки Российской Федерации от 23 октября 2017 г. № 1027 с последующими изменениями) будут идти до 16 октября 2022 г.

На основании рекомендации президиума ВАК от 21 мая 2021 г. № 13/19 журнал будет публиковать статьи по старой номенклатуре научных специальностей до 4-го номера включительно (выход номера в сентябре 2022 г.)

Соответственно прием статей по данной номенклатуре будет осуществляться до 1 июля 2022 г. Прием журналом статей по новой номенклатуре научных специальностей – с 01 января 2022 г.

С 01.01.2022 г. по 01.07.2022 г. журналом принимаются статьи по старой и новой номенклатурам научных специальностей, с 01.07.2022 г. – только по новой номенклатуре научных специальностей

Перечень основных тематических направлений журнала

Тематика журнала соответствует группам специальностей научных работников.

Старая номенклатура научных специальностей, по которым присуждаются ученые степени (действует до 16.10.2022 г.):

- 05.12.00 – "Радиотехника и связь" (05.12.04 – Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения, 05.12.07 – Антенны, СВЧ-устройства и их технологии, 05.12.13 – Системы, сети и устройства телекоммуникаций, 05.12.14 – Радиолокация и радионавигация);
- 05.27.00 – "Электроника" (05.27.01 – Твердотельная электроника, радиоэлектронные компоненты, микро- и нанoeлектроника на квантовых эффектах, 05.27.02 – Вакуумная и плазменная электроника, 05.27.03 – Квантовая электроника, 05.27.06 – Технология и оборудование для производства полупроводников, материалов и приборов электронной техники);
- 05.11.00 – "Приборостроение, метрология и информационно-измерительные приборы и системы" (05.11.01 – Приборы и методы измерения по видам измерений, 05.11.03 – Приборы навигации, 05.11.06 – Акустические приборы и системы, 05.11.07 – Оптические и оптико-электронные приборы и комплексы, 05.11.08 – Радиоизмерительные приборы, 05.11.10 – Приборы и методы для измерения ионизирующих излучений и рентгеновские приборы, 05.11.13 – Приборы и методы контроля природной среды, веществ, материалов и изделий, 05.11.14 – Технология приборостроения, 05.11.15 – Метрология и метрологическое обеспечение, 05.11.16 – Информационно-измерительные и управляющие системы (по отраслям), 05.11.17 – Приборы, системы и изделия медицинского назначения, 05.11.18 – Приборы и методы преобразования изображений и звука).

Новая номенклатура научных специальностей, по которым присуждаются ученые степени:

2.2 – Электроника, фотоника, приборостроение и связь:

- 2.2.1 – Вакуумная и плазменная электроника.
- 2.2.2 – Электронная компонентная база микро- и нанoeлектроники, квантовых устройств.
- 2.2.3 – Технология и оборудование для производства материалов и приборов электронной техники.
- 2.2.4 – Приборы и методы измерения (по видам измерений).
- 2.2.5 – Приборы навигации.
- 2.2.6 – Оптические и оптико-электронные приборы и комплексы.
- 2.2.7 – Фотоника.
- 2.2.8 – Методы и приборы контроля и диагностики материалов, изделий, веществ и природной среды.
- 2.2.9 – Проектирование и технология приборостроения и радиоэлектронной аппаратуры.
- 2.2.10 – Метрология и метрологическое обеспечение.
- 2.2.11 – Информационно-измерительные и управляющие системы.
- 2.2.12 – Приборы, системы и изделия медицинского назначения.
- 2.2.13 – Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения.
- 2.2.14 – Антенны, СВЧ-устройства и их технологии.
- 2.2.15 – Системы, сети и устройства телекоммуникаций.
- 2.2.16 – Радиолокация и радионавигация.

Указанные специальности представляются в журнале следующими основными рубриками:

- Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов.
- Проектирование и технология радиоэлектронных средств.
- Телевидение и обработка изображений.
- Электродинамика, микроволновая техника, антенны.
- Системы, сети и устройства телекоммуникаций.
- Радиолокация и радионавигация.

- Микро- и наноэлектроника.
- Квантовая, твердотельная, плазменная и вакуумная электроника.
- Радиофотоника.
- Электроника СВЧ.

- Приборы и системы измерения на основе акустических, оптических и радиоволн.
- Метрология и информационно-измерительные приборы и системы.
- Приборы медицинского назначения, контроля среды, веществ, материалов и изделий.

Известия высших учебных заведений России. **РАДИОЭЛЕКТРОНИКА**
Journal of the Russian Universities. **RADIOELECTRONICS**

Том 24 № 6 2021

Vol. 24 No. 6 2021

Научный редактор А. М. Мончак
Редакторы Э. К. Долгатов, И. Г. Скачек
Компьютерная верстка М. И. Попова

Science Editor A. M. Monchak
Editors E. K. Dolgatov, I. G. Skachek
DTP Professional M. I. Popova

Подписано в печать 29.12.21. Формат 60×84 1/8.
Бумага офсетная. Печать цифровая.
Уч.-изд. л. 11.96. Печ. л. 11.5. Тираж 300 экз. (1-й завод 1–150 экз.) Заказ 169.
Цена свободная.

Signed to print 29.12.21. Sheet size 60×84 1/8.
Educational-ed. liter. 11.96. Printed sheets 11.5. Number of copies 300.
Printing plant 1–150 copies. Order no. 169.
Free price.

Издательство СПбГЭТУ «ЛЭТИ»
197376, С.-Петербург, ул. Проф. Попова, 5

ETU Publishing house
5 Prof. Popov St., St Petersburg 197376, Russia