



DOI: 10.32603/1993-8985

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

Известия высших учебных заведений России

РАДИОЭЛЕКТРОНИКА

Том 28 № 1 2025



Journal of the Russian Universities

RADIOELECTRONICS

Vol. 28 No. 1 2025

Санкт-Петербург
Издательство СПбГЭТУ «ЛЭТИ»

2025

Saint Petersburg
ETU Publishing house

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

Индекс по каталогу АО «Почта России» П4296

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

Издается 6 раз в год.

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

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

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

Редакция журнала:

197022, Санкт-Петербург,

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

Тел.: 8 (812) 234-10-13,

e-mail: radioelectronic@yandex.ru

RE.ELTECH.RU

© СПбГЭТУ «ЛЭТИ», оформление, 2020

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

ГЛАВНЫЙ РЕДАКТОР

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

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

В. М. КУТУЗОВ, д.т.н., 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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

ОТВЕТСТВЕННЫЙ СЕКРЕТАРЬ

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

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

Журнал выполняет следующие задачи:

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

позиций ученых России в области теории и практики радиоэлектроники;

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



Материалы журнала доступны по лицензии Creative Commons Attribution 4.0



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

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

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

Editorial address:

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

EDITORIAL BOARD

EDITOR-IN-CHIEF

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

CHAIRMAN OF THE EDITORIAL BOARD

Vladimir M. KUTUZOV, Dr Sci. (Eng.), 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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

EXECUTIVE SECRETARY

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

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

Key Objectives:

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

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



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

СОДЕРЖАНИЕ

Научные статьи

Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов

- Евстратько В. В., Сухотин В. В., Зубов Т. А., Мишуров А. В., Коноваленко А. И.
Применение модуляции с малым пик-фактором в системах радиосвязи.....6

Проектирование и технология радиоэлектронных средств

- Коробков М. А., Барабанов В. С. Вероятностный подход к оценке качества проведения операции фотолитографии при производстве печатных плат.....17
- Кузин А. А., Кузнецов С. Е., Мякинников А. В., Фадеев Р. С., Шабалин С. А.
Экспериментальное исследование метода когерентной совместной обработки в распределенном автомобильном радаре.....35

Электродинамика, микроволновая техника, антенны

- Грибов Г. С. Оценка поляризационных и пространственных параметров сигнала источника радиоизлучения с помощью триортогональной антенны.....51

Системы, сети и устройства телекоммуникаций

- Егоров В. В., Клионский Д. М. Анализ и обработка OFDM-сигналов в условиях шума с использованием вейвлет-преобразования при временной синхронизации.....65

Радиолокация и радионавигация

- Белокуров В. А., Нгуен Ч. К. Алгоритм стабилизации уровня ложной тревоги на фоне шума с нестационарным средним значением.....77
- Кушнерев Н. А., Родин М. В., Попов Д. О.
Улучшение технических характеристик АФАР импульсных РЛС за счет снижения неравномерности энергопотребления передающих модулей.....88
- Григорьев А. С., Казанцев А. А., Терентьев А. М., Ставцев Б. С.
Моделирование процесса радиолокационного обнаружения с использованием цифровых двойников антенной системы и объекта наблюдения.....102
- Нгуен Ван Туан. Результаты эксперимента бистатической радиолокации на базе OFDM-сигнала синхронизации 5G.....116

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

- Фариоддин Шариати, Павлов В. А. Совместное применение глубокого обучения и радиомических признаков для классификации КТ-изображений легких.....126

От редакции

- Правила для авторов статей.....138

CONTENTS

Original articles

Radio Electronic Facilities for Signal Transmission, Reception and Processing

Evstratko V. V., Sukhotin V. V., Zubov T. A., Mishurov A. V., Konovalenko A. I.

Application of Low Crest Factor Modulation in Radio Communication Systems.....6

Engineering Design and Technologies of Radio Electronic Facilities

Korobkov M. A., Barabanov V. S. Probabilistic Approach

to Assessing Photolithography Quality in the Production of Printed Circuit Boards.....17

Kuzin A. A., Kuznetsov S. E., Miakinkov A. V., Fadeev R. S., Shabalin S. A.

Experimental Study of Coherent Collaborative Processing Method
in Distributed Automotive Radar.....35

Electrodynamics, Microwave Engineering, Antennas

Gribov G. S. Estimation of Polarization and Spatial Parameters of a Radio Source Signal

Using Triorthogonal Antenna.....51

Telecommunication Systems, Networks and Devices

Egorov V. V., Klionskiy D. M. OFDM Signal Processing and Analysis in the Presence

of Noise Using Wavelet Transform for Temporal Synchronization.....65

Radar and Navigation

Belokurov B. A., Nguyen T. Q. Algorithm for False Alarm Stabilization against the Background

of Nonstationary Noise with Trend Estimation.....77

Kushnerev N. A., Rodin M. V., Popov D. O. Improving the Technical Characteristics

of AESA Pulse Radars by Reducing the Power Consumption Droop of Transmitting Modules.....88

Grigoriev A. S., Kazantsev A. A., Terentyev A. M., Stavtsev B. S.

Radar Detection Simulation by Digital Twins of Target and Antenna System.....102

Nguyen Van Tuan. Experimental Results on Bistatic Radar Based

on 5G OFDM Synchronization Signal.....116

Medical Devices, Environment, Substances, Material and Product

Faridoddin Shariaty, Pavlov V. A. Combined Application of Deep Learning

and Radiomic Features for Classification of Lung CT Images.....126

From the Editor

Author's Guide.....138

Применение модуляции с малым пик-фактором в системах радиосвязи

В. В. Евстратько, В. В. Сухотин[✉], Т. А. Зубов,
А. В. Мишуров, А. И. Коноваленко

Сибирский федеральный университет, Красноярск, Россия

✉ vsuhotin@sfu-kras.ru

Аннотация

Введение. Системы радиосвязи для малых околоземных объектов имеют ряд особенностей, которые обусловлены спецификой их применения. Они должны отвечать ряду противоречивых требований. С одной стороны, они должны обеспечивать высокую скорость передачи данных (до 20 Мбит/с), с другой – обеспечивать функционирование на большие расстояния до 150 км и более, обладая при этом малыми габаритами и энергопотреблением (как правило, не более 5...20 Вт). Основная часть энергии, потребляемой бортовой системой радиосвязи малых околоземных объектов, приходится на усилитель мощности, поэтому в таких системах связи целесообразно использовать модуляцию с наименьшим значением пик-фактора.

Цель работы. Исследовать влияние параметров и режимов работы усилителя на основные параметры системы радиосвязи: выходную мощность, коэффициент полезного действия (КПД), внеполосное излучение передатчика и чувствительность приемника для сигналов с разными видами модуляции и разным значением пик-фактора.

Материалы и методы. Испытательный стенд состоял из генераторов псевдослучайной последовательности и несущей, передатчиков QPSK, OQPSK и SR-FQPSK, усилителя, приемников QPSK, OQPSK и SR-FQPSK, аттенюаторов, анализатора спектра, измерителя мощности и измерителя ошибок. Измерение параметров проводилось с использованием методов, заложенных в приборах.

Результаты. Исследования показали, что при работе усилителя в нелинейном режиме в области компрессии возрастает КПД и выходная мощность. Мощность внеполосного излучения максимальна для сигнала с модуляцией QPSK. Чем ближе к области компрессии работает усилитель и чем больше пик-фактор сигнала, тем ниже чувствительность приемника.

Заключение. Применение модуляции с малым пик-фактором (в данном случае SR-FQPSK) позволяет получить максимальную выходную мощность усилителя, максимальный КПД и минимальный уровень внеполосного излучения, что повышает энергетическую эффективность системы радиосвязи, увеличивает дальность связи и позволяет в полной мере использовать частотное разделение каналов.

Ключевые слова: пик-фактор, модуляция сигнала, система радиосвязи, QPSK, усилитель мощности, энергопотребление

Для цитирования: Применение модуляции с малым пик-фактором в системах радиосвязи / В. В. Евстратько, В. В. Сухотин, Т. А. Зубов, А. В. Мишуров, А. И. Коноваленко // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2025. Т. 28, № 1. С. 6–16. doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-1-6-16

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Источник финансирования. Исследование выполнено в рамках государственного задания ФГАОУ ВО Сибирский федеральный университет (номер FSRZ-2023-0008).

Статья поступила в редакцию 16.10.2024; принята к публикации после рецензирования 17.12.2024; опубликована онлайн 28.02.2025

Application of Low Crest Factor Modulation in Radio Communication Systems

Vladislav V. Evstratko, Vitaly V. Sukhotin✉, Timur A. Zubov,
Andrey V. Mishurov, Artem I. Konovalenko

Siberian Federal University, Krasnoyarsk, Russia

✉ vsuhotin@sfu-kras.ru

Abstract

Introduction. Radio communication systems for small Earth-orbiting objects possess a number of specific features associated with their application area, thus being expected to meet conflicting requirements. These include, on the one hand, provision of a high data transfer rate (up to 20 Mbps) and, on the other, operation at large distances of up to 150 km or more, while having small dimensions and power consumption (usually no more than 5...20 W). The main share of energy required by onboard radio communication systems of small Earth-orbiting objects is consumed by the power amplifier. Therefore, such communication systems should use modulation with the lowest possible crest factor.

Aim. To investigate the effect of the parameters and operating modes of the amplifier on those of the radio communication system, such as its output power, efficiency, out-of-band transmitter radiation, and receiver sensitivity for signals with different types of modulation and different crest factor values.

Materials and methods. The laboratory bench consisted of pseudo-random sequence and carrier generators; QPSK, OQPSK, and SR-FQPSK transmitters; amplifier; QPSK, OQPSK, and SR-FQPSK receivers; attenuators; spectrum analyzer; power meter; and error meter. The parameters were measured using the methods embedded in the devices: spectrum analyzer, power meter, and error meter.

Results. The conducted experiments showed that operation of the amplifier in a nonlinear mode leads to an increase in the efficiency and output power in the field of compression. The out-of-band power is maximum for a QPSK modulated signal. The closer to the compression region the amplifier works and the larger the crest factor of the signal, the lower the sensitivity of the receiver.

Conclusion. The use of a low crest factor modulation (SR-FQPSK in the case of this study) ensures the maximum output power of the amplifier, the maximum efficiency, and the minimum level of out-of-band radiation. This increases the energy efficiency of radio communication systems and extends the communication range, thus allowing a more efficient use of frequency separation channels.

Keywords: crest factor, signal modulation, radio system, QPSK, power amplifier, power consumption

For citation: Evstratko V. V., Sukhotin V. V., Zubov T. A., Mishurov A. V., Konovalenko A. I. Application of Low Crest Factor Modulation in Radio Communication Systems. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2025, vol. 28, no. 1, pp. 6–16. doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-1-6-16

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

Source of funding. The researches was carried out within the framework of the state assignment of the Federal State Autonomous Educational Institution of Higher Education of the Siberian Federal University (number FSRZ-2023-0008).

Submitted 16.10.2024; accepted 17.12.2024; published online 28.02.2025

Введение. Системы радиосвязи для малых околоземных объектов (МОО) имеют ряд особенностей, которые обусловлены спецификой их применения. Под термином "малые" [1] понимают МОО с массой от 2 до 25 кг, чаще всего оснащенные электрической силовой установкой. Продолжительность полета МОО варьируется от нескольких часов до суток, высота полета, как правило, не превышает 3000 м. Системы радиосвязи для МОО должны отвечать ряду противо-

речивых требований. С одной стороны, они должны обеспечивать высокую скорость передачи данных (до 20 Мбит/с), с другой – обеспечивать функционирование на большие расстояния до 150 км и более, обладая при этом малыми габаритами и энергопотреблением (как правило, не более 5...20 Вт). Основная часть энергии, потребляемой бортовой системой радиосвязи МОО, приходится на усилитель мощности [2, 3], поэтому в таких системах связи целесообразно ис-

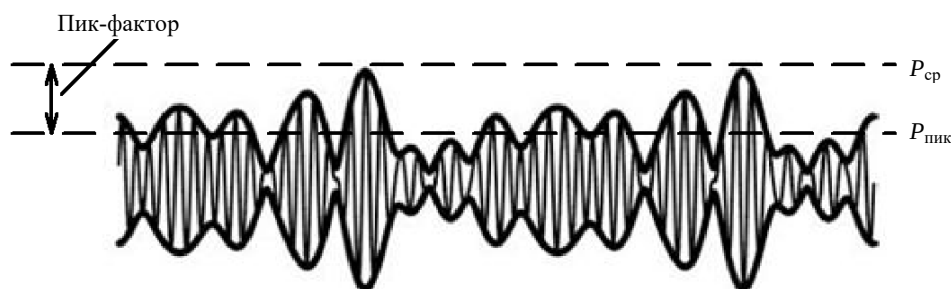


Рис. 1. Пик-фактор модулированного сигнала

Fig. 1. Crest factor of modulated signal

пользовать модуляцию с наименьшим значением пик-фактора [4]. Это позволит получить максимальный коэффициент полезного действия (КПД) усилителя мощности при работе в области компрессии (насыщения) [5–7].

Пик-фактор модуляции (Crest Factor, PAPR) – это величина, характеризующая отношение пикового значения модулированного сигнала к его эффективному значению (рис. 1) [8].

Децибелная точка компрессии ($P_{1\text{дБ}}$) в усилителе мощности – это точка на кривой зависимости выходной мощности от входной, в которой выходной сигнал начинает увеличиваться не пропорционально входному сигналу (рис. 2) [8].

Для применения нескольких МОО в одной местности [9] либо для обеспечения двусторонней дуплексной связи необходимо разделять несколько сигналов от разных МОО. Один из самых распространенных способов разделения нескольких каналов радиосвязи с МОО – частотное разделение (FDMA) [10]. С учетом загруженности большинства частотных диапазонов встает вопрос об эффективном использовании частот-

ного ресурса, т. е. сужении полосы сигнала при сохранении пропускной способности канала. Однако при усилении модулированного сигнала нелинейным усилителем происходит расширение полосы занимаемых сигналом частот [11]. Чем ближе к области компрессии работает усилитель и чем больше пик-фактор сигнала, тем большую полосу частот будет занимать усиленный сигнал. На рис. 3 показаны спектры сигнала с модуляцией QPSK до и после нелинейного усилителя мощности. На спектрах видно, что ширина спектра сигнала на выходе нелинейного усилителя увеличилась с 8 до 20 МГц по уровню -40 дБмВт. Применение фильтра на выходе усилителя, который ограничивает сигнал за пределами полезной полосы, позволило бы частично решить проблему внеполосного излучения, но такой фильтр будет неизбежно ухудшать характеристики системы: появятся потери в выходном сигнале, увеличатся габариты и масса передатчика, станет невозможна оперативная перестройка рабочей частоты передатчика.

В значительной степени нелинейные искажения сигнала влияют на качество приема. Чем

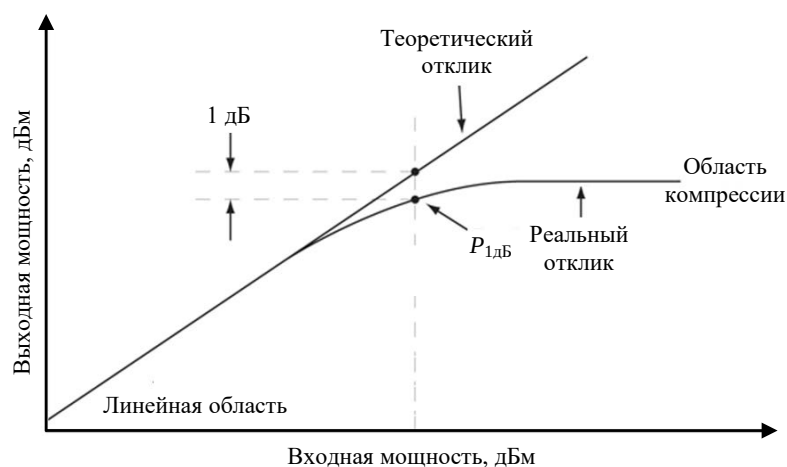


Рис. 2. Точка компрессии усилителя мощности

Fig. 2. Power amplifier compression point

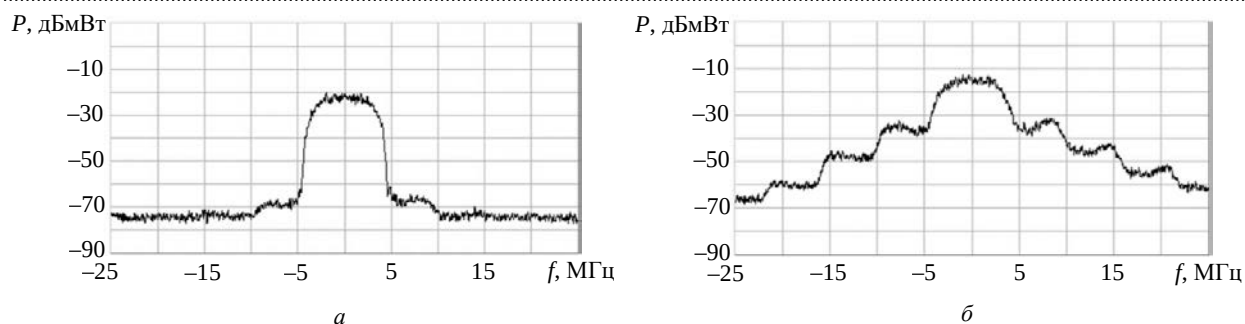


Рис. 3. Спектр сигнала с модуляцией QPSK: *a* – до нелинейного усилителя; *б* – после нелинейного усилителя

Fig. 3. Spectrum of signal with QPSK modulation: *a* – before nonlinear amplifier; *б* – after nonlinear amplifier

ближе к области компрессии работает усилитель и чем больше пик-фактор сигнала, тем хуже будет качество приема сигнала. При искажении сигнала снижается чувствительность приемника, уменьшается бюджет радиолинии. Снижение качества приема обусловлено межсимвольной интерференцией, возникающей в результате искажения модулированного сигнала [12].

В статье рассматривается связь с МОО только в пределах прямой видимости и при работе на направленную антенну, поэтому многолучевое распространение сигнала не учитывается.

Типы исследуемых сигналов. В данной статье рассмотрено влияние усилителя, работающего в области компрессии, на основные параметры системы радиосвязи: выходную мощность, КПД, внеполосное излучение передатчика и чувствительность приемника для сигналов с разным пик-фактором. В качестве тестовых использованы сигналы QPSK [13] (четырехпозиционная фазовая манипуляция), OQPSK [13] (четырехпозиционная фазовая манипуляция со сдвигом квадратур), SR-FQPSK [14] (четырехпозиционная фазовая манипуляция со сдвигом квадратур и жестким ограничением сигнала)

Табл. 1. Значения пик-фактора для исследуемых типов модуляции

Tab. 1. Crest factor values for the modulation types under study

Коэффициент скругления	Пик-фактор, дБ	
	$\alpha = 0.5$	$\alpha = 1$
QPSK	5	4
OQPSK	3	3
SR-FQPSK	1	0.5

с коэффициентами скругления $\alpha = 1$ и 0.5 . В табл. 1 приведены значения пик-фактора для исследуемых типов модуляции. Наименьшее значение пик-фактора обеспечивает модуляция SR-FQPSK с коэффициентом скругления $\alpha = 1$, наибольшее – модуляция QPSK с $\alpha = 0.5$. Типы модуляции OQPSK, SR-FQPSK были выбраны с учетом сохранения рабочего отношения сигнал-шум для заданной вероятности ошибки не хуже, чем для модуляции QPSK.

Описание стенда. На рис. 4 представлена схема лабораторного стенда. Формирующая сигнал часть схемы состоит из передатчиков сигнала QPSK, OQPSK, SR-FQPSK, генератора несущей. При помощи переключателя S1 производится выбор подаваемого на усилитель сигнала.

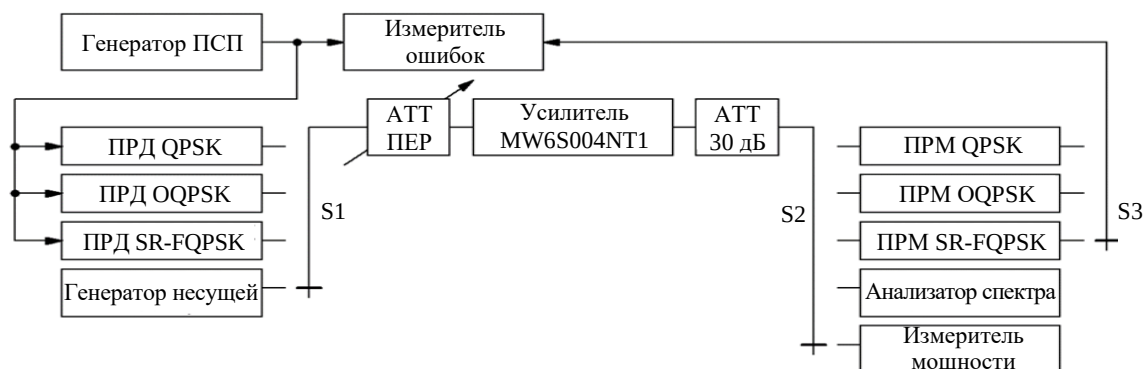


Рис. 4. Схема лабораторного стенда

Fig. 4. Laboratory bench diagram

Табл. 2. Основные характеристики усилителя на транзисторе MW6S004NT1

Tab. 2. Main characteristics of the amplifier on the MW6S004NT1 transistor

Выходная мощность в режиме несущего колебания, дБмВт	39
Точка компрессии $P_{1дБ}$, дБмВт	36
Коэффициент усиления в линейном режиме, дБ	16
Напряжение питания, В	28
Ток стока в покое, мА	50
КПД, %	32
Диапазон рабочих частот, МГц	1100...1300

Исследуемый усилитель выполнен на полевом транзисторе типа MW6S004NT1 [7]. Основные характеристики усилителя при работе в режиме несущего колебания приведены в табл. 2. Режим работы усилителя задается переменным аттенуатором (АТТ ПЕР). С выхода усилителя при помощи переключателя S2 сигнал можно подать на входы приемников с соответствующим типом модуляции, на анализатор спектра или измеритель мощности. Вероятность битовой ошибки анализируется при помощи генератора данных псевдослучайной последовательности (ПСП) и измерителя битовых ошибок.

Характеристики усилителя мощности при работе на несущей частоте, КПД усилителя. На рис. 5 приведена измеренная зависимость КПД усилителя от выходной мощности в режиме несущего колебания и зависимость выходной мощности усилителя от входной.

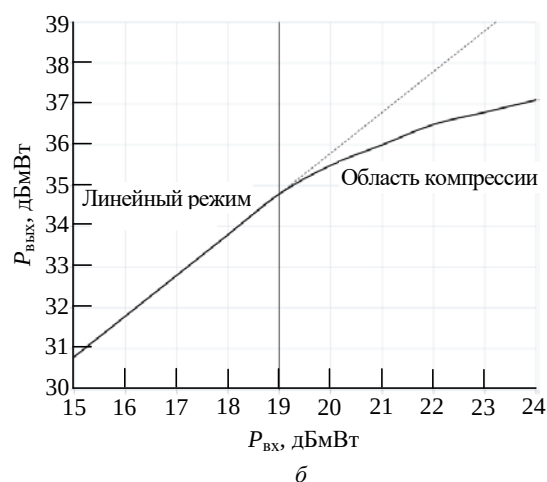
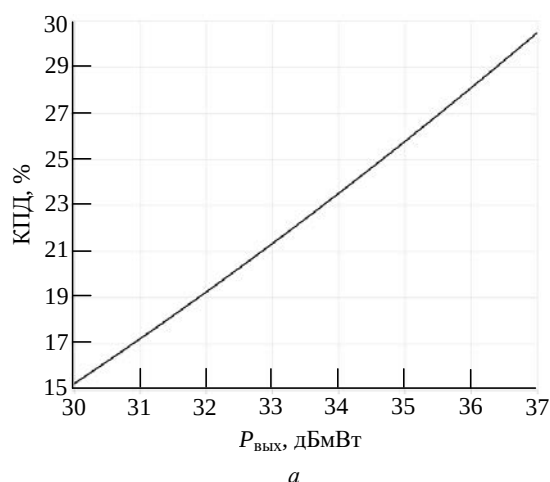


Рис. 5. Зависимость КПД усилителя от выходной мощности в режиме несущего колебания (а); зависимость выходной мощности усилителя от входной (б)

Fig. 5. Dependence of amplifier efficiency on output power in carrier oscillation mode (а); dependence of amplifier output power on input power (б)

Из полученных зависимостей видно, что чем глубже в области компрессии работает усилитель, тем больший КПД он обеспечивает. В линейном режиме работы, ниже выходной мощности 34 дБмВт усилитель обеспечивает КПД не более 24 %. При работе в нелинейном режиме, в области компрессии, КПД усилителя возрастает до 31 %, выходная мощность увеличивается до 37 дБмВт. В соответствии с документацией производителя КПД усилителя может достигать значения 33 %, однако в этом случае транзистор работает с перегрузкой, что снижает надежность и ресурс усилителя [15]. Поэтому для дальнейшей работы с модулированными сигналами в области компрессии будет использована рабочая точка усилителя $P_{\text{вх}} = 24$ дБмВт, $P_{\text{вых}} = 37$ дБмВт.

Спектральные характеристики, внеполосное излучение. На рис. 6 показаны спектры выходного сигнала усилителя при работе в области компрессии для модуляции сигнала QPSK, OQPSK и SR-FQPSK при коэффициенте скругления $\alpha = 0.5$ и символьной скорости 6 Мсимв/с.

На рис. 7 показаны те же спектры для тех же видов модуляции сигнала при коэффициенте скругления $\alpha = 1$ и символьной скорости 6 Мсимв/с.

В табл. 3 приведены значения ширины спектра, измеренной по уровню -60 дБмВт, и значения уровня внеполосного излучения для сигнала на выходе усилителя мощности, работающего в области компрессии.

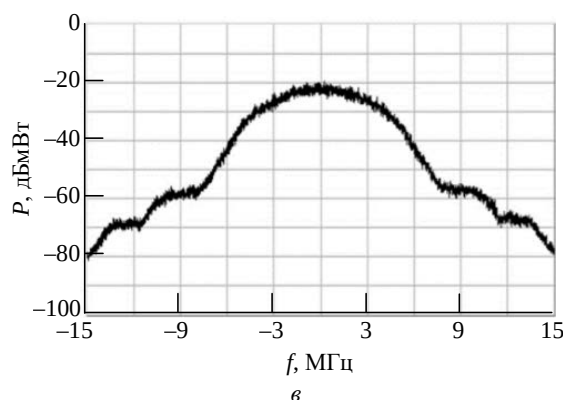
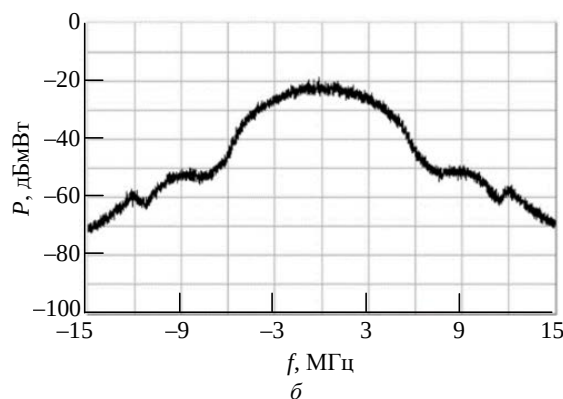
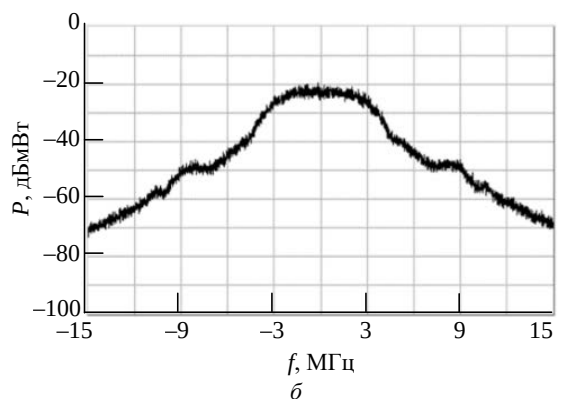
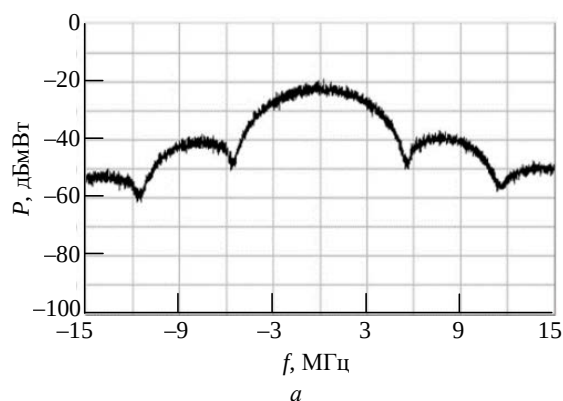
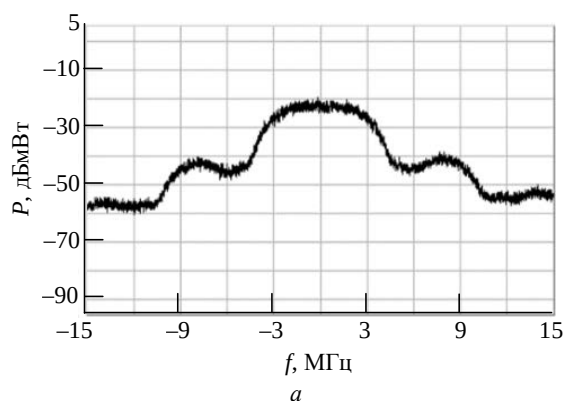


Рис. 6. Спектры выходного сигнала усилителя при работе в области компрессии для модуляции сигнала ($\alpha = 0.5$):
а – QPSK; б – OQPSK; в – SR-FQPSK

Fig. 6. Spectra of amplifier output signal at operation in compression area for signal modulation ($\alpha = 0.5$):
а – QPSK; б – OQPSK; в – SR-FQPSK

Табл. 3. Значения ширины спектра и уровня внеполосного излучения

Tab. 3. Spectrum width and out-of-band radiation level values

Модуляция	Δf , МГц (–60 дБмВт)		$P_{\text{внп}}$, дБмВт	
	$\alpha = 0.5$	$\alpha = 1$	$\alpha = 0.5$	$\alpha = 1$
QPSK	32	36	5	8
OQPSK	22	24	–3	–1
SR-FQPSK	20	23	–7	–9

Спектральные измерения показывают, что при работе усилителя мощности в области компрессии наибольшую полосу частот занимают сигналы с

Рис. 7. Спектры выходного сигнала усилителя при работе в области компрессии для модуляции сигнала ($\alpha = 1$):
а – QPSK; б – OQPSK; в – SR-FQPSK

Fig. 7. Spectra of amplifier output signal at operation in compression area for ($\alpha = 1$): а – QPSK; б – OQPSK; в – SR-FQPSK

большим пик-фактором. Так, полоса частот для сигнала с модуляцией QPSK в 1.46 раз больше, чем для сигнала с OQPSK, и в 1.6 раз больше, чем для SR-FQPSK. Например, при использовании для передачи видео с МОО диапазона 2400...2485 МГц в разрешенный диапазон частот поместится 2 канала с модуляцией QPSK и 4 канала с модуляцией SR-FQPSK. В сравнении с шириной спектра мощность внеполосного излучения является более информативным параметром, будучи интегральной характеристикой в определенной полосе частот (рис. 8).

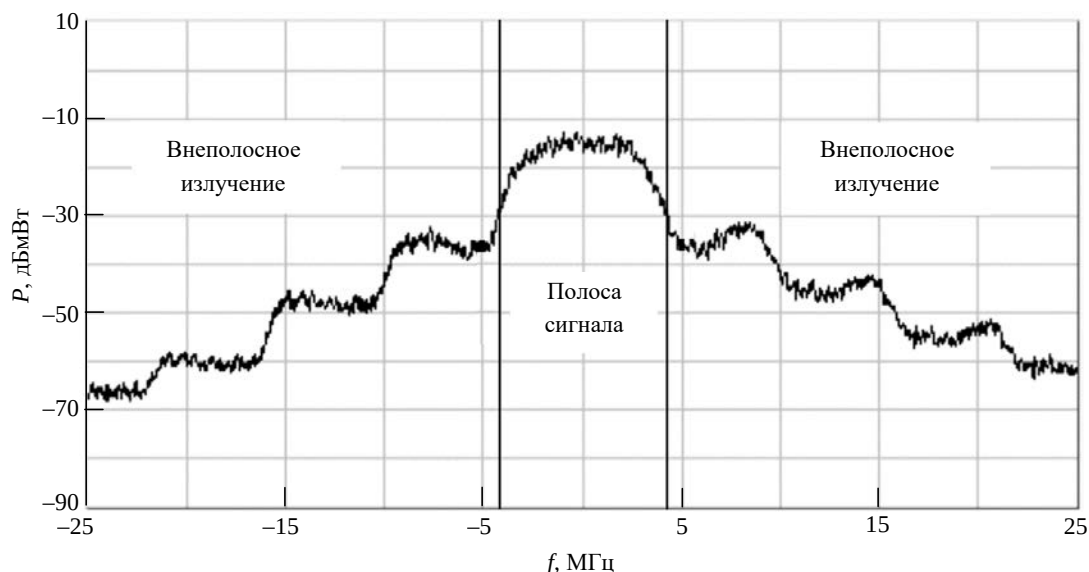


Рис. 8. Измерение мощности внеполосного излучения

Fig. 8. Measurement of out-of-band radiation power

Измерения показывают, что при работе усилителя мощности в области компрессии для сигнала с модуляцией QPSK мощность внеполосного излучения на 8 дБ больше, чем для сигнала с OQPSK, и на 12 дБ больше, чем для SR-FQPSK при $\alpha = 0.5$; на 9 дБ больше, чем для сигнала с OQPSK, и на 17 дБ больше, чем для SR-FQPSK при $\alpha = 1$. При частотном разделении каналов, например в системе радиосвязи с МОО, внеполосное излучение соседнего частотного канала будет помехой для рабочего частотного канала. Так, при уменьшении уровня внеполосного излучения в соседнем канале увеличивается рабочее отношение сигнал-помеха в рабочем частотном

канале. Например, уменьшение мощности внеполосного излучения на 12 дБ приведет к соответствующему увеличению отношения сигнал-помеха, что в свою очередь повысит бюджет радиолинии на 12 дБ. Увеличение бюджета радиолинии на 12 дБ обеспечит четырехкратное увеличение дальности действия системы радиосвязи с МОО [16] (в пределах прямой видимости и при работе на направленную антенну можно считать, что сигнал распространяется так же, как и в свободном пространстве. Погрешность затухания сигнала в воздушной среде не учитывается).

На рис. 9 показана зависимость уровня внеполосного излучения от выходной мощности усилителя.

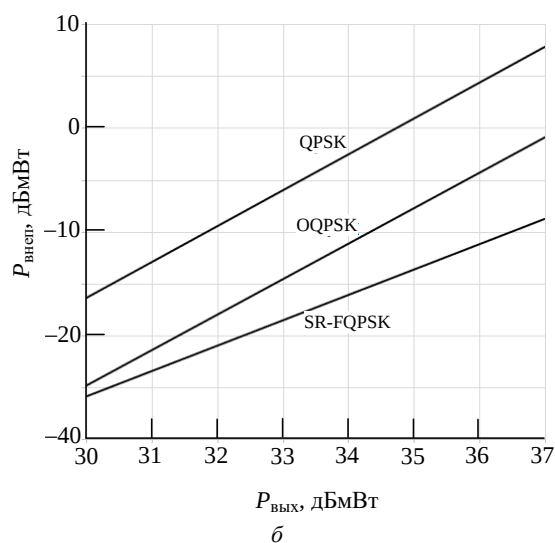
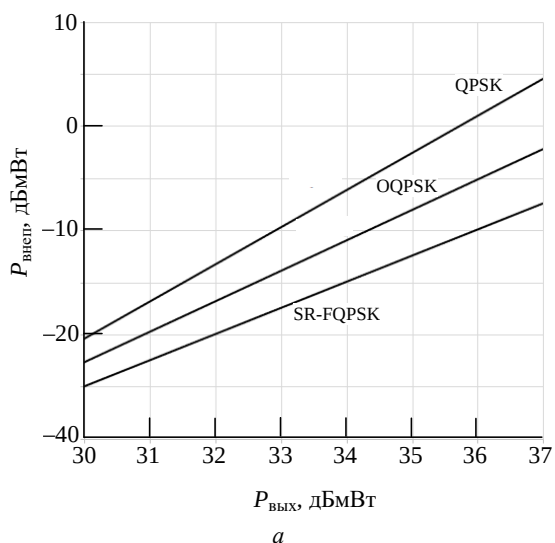


Рис. 9. Зависимость уровня внеполосного излучения от выходной мощности усилителя: а – $\alpha = 0.5$; б – $\alpha = 1$

Fig. 9. Dependence of out-of-band radiation level on amplifier output power: а – $\alpha = 0.5$; б – $\alpha = 1$

теля, работающего в области компрессии для модуляции сигнала QPSK, OQPSK, SR-FQPSK с коэффициентами скругления $\alpha = 0.5$ и 1. Измерение мощности внеполосного излучения производилось в полосе частот 20 МГц, при отстройке 15 МГц от центральной частоты сигнала.

Из графиков видно, что чем больше выходная мощность усилителя, чем глубже он работает в области компрессии, тем больше расстояние между кривыми мощности внеполосного излучения для разных типов сигналов с разным значением пик-фактора. Из этого следует, что при использовании модуляции с малым пик-фактором максимальную эффективность работы усилителя мощности можно получить в условиях максимального насыщения. Также на уровень внеполосного излучения влияет и коэффициент скругления α . Наиболее выражено влияние α на сигнал с модуляцией OQPSK, при увеличении α растет и уровень внеполосного излучения, однако при снижении пик-фактора сигнала (кривые SR-FQPSK на рис. 9) уменьшается и влияние коэффициента скругления α .

Чувствительность приемника. На рис. 10 приведены зависимости чувствительности приемника от выходной мощности усилителя для сигналов с модуляцией QPSK, OQPSK, SR-FQPSK при $\alpha = 1$. Под чувствительностью понимается такой уровень сигнала на входе приемника, при котором вероятность битовой ошибки данных равна 10^{-3} .

Из графиков видно, что чем ближе к области компрессии работает усилитель и чем

больше пик-фактор сигнала, тем ниже чувствительность приемника. Снижение чувствительности обусловлено межсимвольной интерференцией, возникающей в результате нелинейных искажений модулированного сигнала. Наибольшие искажения претерпевают сигналы с большим пик-фактором, и, как следствие, для них наблюдается наибольшее снижение чувствительности приемника. При увеличении мощности усилителя на 7 дБ для модуляции QPSK чувствительность приемника снижается на 8 дБ, для модуляции OQPSK – на 4 дБ, для модуляции SR-FQPSK – на 1 дБ. Так, при повышении чувствительности приемника на 7 дБ (при переходе от модуляции QPSK к SR-FQPSK) увеличивается на 7 дБ и бюджет радиолинии.

Заключение и выводы. Для эффективного применения радиосвязи с МОО наиболее критичным показателем являются их массогабаритные показатели и энергетическая эффективность. Эти требования распространяются и на применяемые в МОО системы радиосвязи. Как показано в статье, один из наиболее доступных способов повышения энергетической эффективности системы радиосвязи – применение сигналов с малым пик-фактором, например сигналов с модуляцией OQPSK, SR-FQPSK. Так, применение модуляции OQPSK позволяет получить большую на 4 дБ чувствительность приемника в сравнении с модуляцией QPSK и большую на 7 дБ – для случая использования модуляции SR-FQPSK при работе усилителя в точке насыщения (выходная

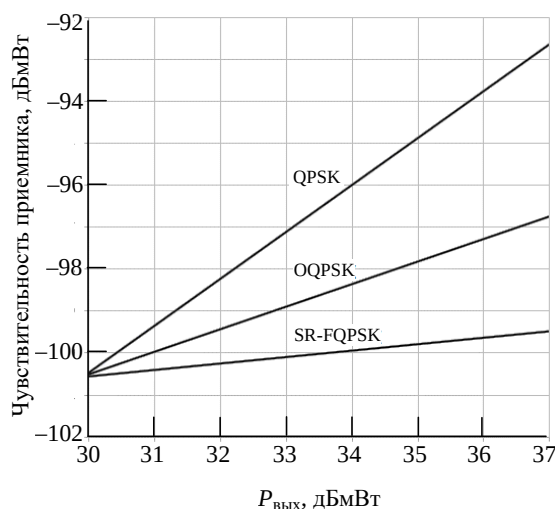


Рис. 10. Зависимости чувствительности приемника от выходной мощности усилителя

Fig. 10. Dependence of receiver sensitivity on amplifier output power

мощность 37 дБмВт для исследуемого усилителя). Также при равных значениях уровня внеполосного излучения (уровень –9 дБмВт для исследуемого усилителя, $\alpha = 1$) применение модуляции OQPSK позволяет получить большую на 2 дБ выходную мощность усилителя и большую на 5 дБ мощность в случае использования модуляции SR-FQPSK. Применение модуляции SR-FQPSK вместо QPSK позволяет снизить уровень внеполосных излучений на 17 дБ (для $\alpha = 1$) и на 12 дБ (для $\alpha = 0.5$) при работе усилителя в точке насыщения. Следует отметить, что реализация та-

кого типа модуляции, как SR-FQPSK, требует значительно больших программно-аппаратных затрат, ПЛИС большей емкости, ЦСП большей производительности [17]. Таким образом, применение модуляции с малым пик-фактором (в данном случае SR-FQPSK) позволяет получить максимальную выходную мощность усилителя, максимальный КПД и минимальный уровень внеполосного излучения, что повышает энергетическую эффективность системы радиосвязи, увеличивает дальность связи и позволяет в полной мере использовать частотное разделение каналов.

Авторский вклад

Евстратко Владислав Владимирович – подготовка и сборка лабораторного стенда; проведение исследований; обсуждение результатов исследований; подготовка материалов статьи.

Сухотин Виталий Владимирович – обсуждение результатов исследований; подготовка и верстка материалов статьи.

Зубов Тимур Александрович – подготовка и сборка лабораторного стенда; проведение исследований; обсуждение результатов исследований.

Мишуров Андрей Валериевич – проведение исследований; обсуждение результатов исследований.

Коноваленко Артем Игоревич – подготовка и сборка лабораторного стенда; подготовка материалов статьи.

Author's contribution

Vladislav V. Evstratko, preparation and assembly of the laboratory bench; conducting research; discussion of research results; preparation of article materials.

Vitaly V. Sukhotin, discussion of research results; preparation and layout of article materials.

Timur A. Zubov, preparation and assembly of the laboratory stand; conducting research; discussion of research findings.

Andrey V. Mishurov, research; discussion of research results.

Artem I. Konovalenko, preparation and assembly of the laboratory stand; preparation of article materials.

Список литературы

1. Мельник М. А. Виды БПЛА и их возможности // Главный механик. 2024. Т. 21, № 6 (250). С. 15–24.
2. Grebennicov A., Sokal N. O., Franco M. J. Switchmode RF and Microwave Power Amplifier. Cambridge: Academic Press, 2012. 345 p. doi: 10.1016/C2011-0-04475-7
3. СВЧ усилители мощности с высоким КПД на основе технологии AlGaIn/GaN / П. А. Туралчук, В. В. Кириллов, О. Г. Вендик, М. Д. Парнес // Электроника и микроэлектроника СВЧ. 2016. Т. 1. С. 182–186.
4. Баженов А. Л. Виды модуляции сигнала со многими поднесущими исходя из помехоустойчивости и пик-фактора // Вестн. Московского энергетического института. 2012. № 3. С. 99–102.
5. Паршин Ю. Н. Повышение энергетической эффективности передачи сигналов в нелинейном радиотракте // Радиотехника. 2018. № 3. С. 48–53.
6. El-Khatib Z., MacEachern L., Mahmoud S. A. Distributed CMOS Bidirectional Amplifiers. Broadbanding and Linearization Techniques. New York: Springer, 2012. 134 p. doi: 10.1007/978-1-4614-0272-5

7. Фам К., Ле В. Ш. Метод улучшения коэффициента полезного действия усилительного модуля // Universe: техн. науки. 2023. № 4–2 (109). С. 60–63.
8. A Crest Factor Reduction Technique for LTE Signals with Target Relaxation in Power Amplifier Linearization / J. R. Cárdenas-Valdez, J. A. Galaviz-Aguilar, C. Vargas-Rosales, E. Inzunza-González, L. Flores-Hernández // Sensors. 2022. Vol. 22, iss. 3. Art. № 1176. doi: 10.3390/s22031176
9. Кочкаров А. А. Современная инженерия малых беспилотных летательных аппаратов и особенности их сетевого взаимодействия // Проектирование будущего. Проблемы цифровой реальности: тр. 1-й Междунар. конф., Москва, 8–9 февр. 2018 / ИПМ им. М. В. Келдыша. М., 2018. С. 113–121.
10. UAV-Enabled Uplink Non-Orthogonal Multiple Access System: Joint Deployment and Power Control / Lu Jinhui, Wang Yuntian, Liu Tingting, Zhuang Zhihong, Zhou Xiaobo, Shu Feng, Han Zhu // IEEE Transactions on Vehicular Technology. 2020. Vol. 69, iss. 9. P. 10090–10102. doi: 10.1109/TVT.2020.3005732

11. Kaul S. K. QPSK, OQPSK, CPM Probability of Error for AWGN and Flat Fading Channels. URL: <https://www.winlab.rutgers.edu/~narayan/Course/Wles/s/Lectures05/lect9.pdf> (дата обращения: 08.10.2024)
12. Erkin Cubukcu. Root Raised Cosine (RRC) Filters and Pulse Shaping in Communication Systems. URL: <https://ntrs.nasa.gov/api/citations/20120008631/download/20120008631.pdf> (дата обращения: 08.10.2024)
13. Сердюков П. Н., Шевцов И. Ф. Выбор методов модуляции в цифровых радиоканалах // Спец. техника. 1998. № 4–5. С. 47–51.
14. An J., Song Z. A New FQPSK with Ideal BER Performance // 7th Intern. Conf. on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing, Wuhan, China, 23–25 Sept. 2011. IEEE, 2011.

doi: 10.1109/wicom.2011.6040219

15. Freescale Semiconductor, Doc. Num.: MW6S004N. URL: <https://static6.arrow.com/aropdfconversion/d0954a3a08073a5249d9359e48736a1f37fd6442/112956560690900mw6s004n.pdf> (дата обращения: 08.10.2024)
16. Боев Н. М. Анализ командно-телеметрической радиолинии связи с беспилотными летательными аппаратами // Вестн. Сибирского государственного аэрокосмического университета им. академика М. Ф. Решетнева. 2012. № 2 (42). С. 86–91.
17. Hill T. J. An Enhanced, Constant Envelope, Interoperable Shaped Offset QPSK (SOQPSK) Waveform for Improved Spectral Efficiency // Intern. Telemetry Conf., San Diego, California, 23–26 Oct. 2000. P. 86–95.

Информация об авторах

Евстратько Владислав Владимирович – старший преподаватель Института инженерной физики и радиоэлектроники Сибирского федерального университета. Автор 29 научных работ. Сфера научных интересов – радиосвязь; системы навигации.

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

E-mail: evstrafly@list.ru

<https://orcid.org/0000-0002-3204-6308>

Сухотин Виталий Владимирович – кандидат технических наук (2003), доцент (2013), доцент Военно-инженерного института Сибирского федерального университета. Автор более 80 научных работ. Сфера научных интересов – спутниковые системы радиосвязи; фазометрия; пассивные методы радиолокации.

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

E-mail: vsuhotin@sfu-kras.ru

<https://orcid.org/0000-0002-8166-5893>

Зубов Тимур Александрович – старший преподаватель Института инженерной физики и радиоэлектроники Сибирского федерального университета. Автор 13 научных работ. Сфера научных интересов – цифровые системы связи; встраиваемые системы и системы автоматизации.

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

E-mail: timonische@bk.ru

<https://orcid.org/0009-0009-6944-114X>

Мишуrow Андрей Валериевич – старший преподаватель Института инженерной физики и радиоэлектроники Сибирского федерального университета. Автор более 50 научных работ. Сфера научных интересов – системы передачи данных; автоматизированные системы контроля.

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

E-mail: mav137@yandex.ru

<https://orcid.org/0000-0003-1738-113X>

Коноваленко Артем Игоревич – ассистент преподавателя Института инженерной физики и радиоэлектроники Сибирского федерального университета. Автор двух научных публикаций. Сфера научных интересов – автоматизация изготовления радиоэлектронной аппаратуры.

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

E-mail: konovalenkoartem03041990@gmail.com

<https://orcid.org/0009-0000-9710-2545>

References

1. Melnik M. A. Types of UAVs and Their Capabilities. Chief Mechanic. 2024, vol. 21, no. 6 (250), pp. 15–24. (In Russ.)
2. Grebennicov A., Sokal N. O., Franco M. J. Switchmode RF and Microwave Power Amplifier. Cambridge, Academic Press, 2012, 345 p. doi: 10.1016/C2011-0-04475-7
3. Turalchuk P. A., Kirillov V. V., Vendik O. G., Parnes M. D. Microwave Power Amplifiers with High Efficiency Based on AlGaIn/GaN. Microwave Electron-

ics and Microelectronics Technology. 2016, vol. 1, pp. 182–186. (In Russ.)

4. Bazhenov A. L. Application of PSK and QAM for OFDM Subcarriers with Analysis of the Peak-factor and the Probability of Bit Error. Bulletin of the Moscow Power Engineering Institute. 2012, no. 3, pp. 99–102. (In Russ.)
5. Parshin Yu. N. A Power Efficiency Increasing of the Signal Transmission in the Nonlinear Radio Path. Radioengineering. 2018, no. 3, pp. 48–53. (In Russ.)
6. El-Khatib Z., MacEachern L., Mahmoud S. A. Dis-

tributed CMOS Bidirectional Amplifiers. Broadbanding and Linearization Techniques. New York, Springer, 2012, 134 p. doi: 10.1007/978-1-4614-0272-5

7. Fam K., Le V. S. Method for Enhancing the Performance of an Amplifier Module. *Universum: technical sciences*. 2023, no. 4–2 (109), pp. 60–63. (In Russ.)

8. Cárdenas-Valdez J. R., Galaviz-Aguilar J. A., Vargas-Rosales C., Inzunza-González E., Flores-Hernández L. A Crest Factor Reduction Technique for LTE Signals with Target Relaxation in Power Amplifier Linearization. *Sensors*. 2022, vol. 22, iss. 3, art. № 1176. doi: 10.3390/s22031176

9. Kochkarov A. A. Modern Engineering of Small Unmanned Aerial Vehicles and the Features of Their Network Interaction. Designing the Future. Problems of Digital Reality: Proc. of the 1st Intern. Conf., Moscow, 8–9 Feb. 2018. Moscow, IPM n. a. M. V. Keldysh, 2018, pp. 113–121. (In Russ.)

10. Jinhui Lu, Yuntian Wang, Tingting Liu, Zhihong Zhuang, Xiaobo Zhou, Feng Shu, Zhu Han. UAV-Enabled Uplink Non-Orthogonal Multiple Access System: Joint Deployment and Power Control. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*. 2020, vol. 69, iss. 9, pp. 10090–10102. doi: 10.1109/TVT.2020.3005732

11. Kaul S. K. QPSK, OQPSK, CPM Probability of Error for AWGN and Flat Fading Channels. Available at:

<https://www.winlab.rutgers.edu/~narayan/Course/Wless/Lectures05/lect9.pdf> (accessed 08.10.2024)

12. Erkin Cubukcu. Root Raised Cosine (RRC) Filters and Pulse Shaping in Communication Systems. Available at: <https://ntrs.nasa.gov/api/citations/20120008631/downloads/20120008631.pdf> (accessed 08.10.2024)

13. Serdyukov P. N., Shevtsov I. F. Choice of Modulation Methods in Digital Radio Channels. *Special Tech.* 1998, no. 4–5, pp. 47–51. (In Russ.)

14. An J., Song Z. A New FQPSK with Ideal BER Performance. 7th Intern. Conf. on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing, Wuhan, China, 23–25 Sept. 2011. IEEE, 2011. doi: 10.1109/wicom.2011.6040219

15. Freescale Semiconductor. Doc. Num.: MW6S004N. Available at: <https://static6.arrow.com/aropdfconversion/d0954a3a08073a5249d9359e48736a1f37fd6442/112956560690900mw6s004n.pdf> (accessed 08.10.2024)

16. Boev N. M. Analysis of UAV Radio Control and Telemetry Systems. *Bul. of the Siberian State Aerospace University n. a. Academician M. F. Reshetnev*. 2012, no. 2 (42), pp. 86–91. (In Russ.)

17. Hill T. J. An Enhanced, Constant Envelope, Interoperable Shaped Offset QPSK (SOQPSK) Waveform for Improved Spectral Efficiency. *Intern. Telemetering Conf.*, San Diego, California, 23–26 Oct. 2000, pp. 86–95.

Information about the authors

Vladislav V. Evstratko, Senior Lecturer Institute of Engineering Physics and Radio Electronics, Siberian Federal University. The author of 29 scientific publications. Area of expertise: radio communications; navigation systems. Address: Siberian Federal University, 79, Svobodny Pr., Krasnoyarsk 660041, Russia
E-mail: evstrafly@list.ru
<https://orcid.org/0000-0002-3204-6308>

Vitaly V. Sukhotin, Cand. Sci. (Eng.) (2003), Associate Professor (2013), Associate Professor of the Military Engineering Institute of the Siberian Federal University. The author of more than 80 scientific publications. Area of expertise: satellite radio communication systems; phasometry; passive radar techniques. Address: Siberian Federal University, 79, Svobodny Pr., Krasnoyarsk 660041, Russia
E-mail: vsukhotin@sfu-kras.ru
<https://orcid.org/0000-0002-8166-5893>

Timur A. Zubov, Senior Lecturer Institute of Engineering Physics and Radio Electronics of the Siberian Federal University. The author of 13 scientific publications. Area of expertise: digital communication systems; embedded systems and automation systems. Address: Siberian Federal University, 79, Svobodny Pr., Krasnoyarsk 660041, Russia
E-mail: timonische@bk.ru
<https://orcid.org/0009-0009-6944-114X>

Andrey V. Mishurov, Senior Lecturer Institute of Engineering Physics and Radio Electronics, Siberian Federal University. The author of more than 50 scientific publications. Area of expertise: data transmission systems; automated control systems. Address: Siberian Federal University, 79, Svobodny Pr., Krasnoyarsk 660041, Russia
E-mail: mav137@yandex.ru
<https://orcid.org/0000-0003-1738-113X>

Artem I. Konovalenko, Teaching assistant of Institute of Engineering Physics and Radio Electronics of the Siberian Federal University. The author of 2 scientific publications. Area of expertise: automation of the manufacture of electronic equipment. Address: Siberian Federal University, 79, Svobodny Pr., Krasnoyarsk 660041, Russia
E-mail: konovalenkoartem03041990@gmail.com
<https://orcid.org/0009-0000-9710-2545>

Вероятностный подход к оценке качества проведения операции фотолитографии при производстве печатных плат

М. А. Коробков[✉], В. С. Барабанов

Московский авиационный институт
(национальный исследовательский университет), Москва, Россия

[✉] josef_turok@bk.ru

Аннотация

Введение. Тенденции к миниатюризации электронных устройств в совокупности с увеличением их вычислительных мощностей приводят к повышению плотности трассировки печатных узлов и уменьшению размеров элементов проводящего рисунка: дорожек и зазоров между ними, контактных площадок компонентов и переходных отверстий. Увеличение плотности межсоединений – причина снижения надежности устройств, а также роста брака при производстве. Актуальной задачей является создание способов, которые позволят количественно оценить возможность изготовления заготовок или печатных плат, соответствующих требованиям приемки, в зависимости от параметров их конструкции и характеристик технологического процесса. Поскольку существенную долю дефектов вносит процесс фотолитографии, особо важной является априорная оценка степени дефектности перед изготовлением и определение на основе оценки способов для уменьшения количества дефектов.

Цель работы. Разработка и экспериментальная проверка математической модели вероятности выхода годных заготовок печатных плат для процесса фотолитографии.

Материалы и методы. Проведен анализ причин возникновения дефектов в процессе фотолитографии, на основе которого определены технологические параметры, позволяющие количественно охарактеризовать величину дефекта: искажение размеров проводящего рисунка и неровность края проводника. Предложена математическая модель, описывающая вероятность бездефектного изготовления заготовки. В качестве основных оцениваемых конструктивных параметров печатной платы выбрана ширина проводника и размер зазора между проводниками. Используемые в модели требования к печатной плате определены на основе международных стандартов по их проектированию и приемке.

Результаты. Разработана методика экспериментальной проверки предложенной вероятностной модели с помощью цифровой обработки и статистического анализа изображений фотошаблонов и заготовок. Подтверждена адекватность модели для лабораторной производственной линии. Для исследуемой операции определены зависимости технологических параметров от проектируемой ширины проводника и проведена корректировка процесса, позволившая увеличить вероятность выхода годных заготовок.

Заключение. Результаты расчета вероятности, полученные с помощью модели, могут служить индикатором необходимости внесения изменений в конструкцию печатного узла или элементом оценки рисков и размера резервов, требуемых для производства образцов высокой сложности для предприятия-изготовителя.

Ключевые слова: печатные платы, надежность электроники, оценка надежности, фотолитография, анализ выхода годных заготовок печатных плат, производство печатных плат

Для цитирования: Коробков М. А., Барабанов В. С. Вероятностный подход к оценке качества проведения операции фотолитографии при производстве печатных плат // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2025. Т. 28, № 1. С. 17–34. doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-1-17-34

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Источник финансирования. Работа выполнена при поддержке Российского научного фонда, грант № 23-29-10204.

Благодарности. Авторы выражают благодарность канд. техн. наук, доценту, заведующему кафедрой 307 "Цифровые технологии и информационные системы" МАИ Ф. В. Васильеву, а также канд. техн. наук, доценту, доценту этой же кафедры С. В. Ванцову за значимые замечания и советы при проведении исследования и оформлении статьи.

Статья поступила в редакцию 19.07.2024; принята к публикации после рецензирования 19.09.2024; опубликована онлайн 28.02.2025



Probabilistic Approach to Assessing Photolithography Quality in the Production of Printed Circuit Boards

Maksim A. Korobkov , Vasilii S. Barabanov

Moscow Aviation Institute (National Research University), Moscow, Russia

 josef_turok@bk.ru

Abstract

Introduction. The current trend in the production of miniaturized electronic devices with improved computing power and performance leads to an increase in the density of interconnections on printed circuit boards (PCBs) and a reduction in the dimensions of such conductive pattern elements, as tracks and gaps, contact pads of components and vias. At the same time, the growing interconnection density decreases the reliability of devices and increases the number of defects in production. In this connection, the development of approaches to quantitative evaluation of the manufacturability of PCB blanks that meet the acceptance criteria represents a relevant research task. A significant share of defects is introduced at the photolithography stage; therefore, an a priori estimation of the number of defects before fabrication and determination of approaches to their reduction are of particular significance.

Aim. Development and experimental verification of an analytical model for determining the yield probability of PCB blanks of acceptable quality for the photolithography stage.

Materials and methods. An analysis of reasons for emergence of defects in the process of photolithography was conducted. On this basis, the manufacturing parameters that describe the defect value, i.e., conductive pattern distortion and conductor edge roughness, were established. A mathematical model describing the probability of defect-free manufacturing of PCB blanks was proposed. Conductor width and conductor gap size were used as estimated design parameters of PCBs. The quality criteria for the design and acceptance of PCBs were determined based on international standards.

Results. A methodology for experimental verification of the proposed probabilistic model by means of processing and statistical analysis of photomask and blank images was developed. Difficulties associated with the creation of datasets and their processing were considered. The adequacy of the model for a laboratory production line was confirmed. For the investigated process, the dependencies of manufacturing parameters on the designed conductor width were determined and the corresponding adjustments of the process were introduced. This allowed the probability of obtaining PCB blanks of acceptable quality to be increased.

Conclusion. The results of probability calculations obtained using the proposed model can be used as an indicator of required changes in the design of a printed assembly or for assessing the risks and reserves required by the manufacturer for the production of high-complexity specimens.

Keywords: printed circuit boards, PCBs, electronics reliability, reliability estimation, photolithography, PCB blank yield analysis, manufacturing design

For citation: Korobkov M. A., Barabanov V. S. Probabilistic Approach to Assessing Photolithography Quality in the Production of Printed Circuit Boards. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2025, vol. 28, no. 1, pp. 17–34. doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-1-17-34

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

Source of funding. This work was supported financially by Russian Science Foundation under Scientific Project No. 23-29-10204.

Acknowledgements. The authors would like to express their acknowledgements to Fedor V. Vasilyev, Dr Sci. (Eng.), Associate Professor, Head of Department 307 "Digital Technologies and Information Systems" of MAI, and to Sergey V. Vantsov, Dr Sci. (Eng.), Associate Professor, of the same department for significant comments and suggestions during the research and preparation of the article.

Submitted 19.07.2024; accepted 19.09.2024; published online 28.02.2025

Введение. Создание современной электронной техники требует разработки новых методов производства печатных плат. В настоящее время электронная промышленность раз-

вивается в направлении увеличения производительности и функциональности. При этом требования к массогабаритным характеристикам производимого оборудования ужесточаются.

Очевидным решением сложившегося технического противоречия – одновременного увеличения функциональности и уменьшения размеров – является увеличение количества и плотности межсоединений и уменьшение размеров проводящего рисунка печатных плат, что приводит к увеличению количества дефектной продукции и, следовательно, к нерациональному использованию ресурсов и экономическим потерям [1, 2]. В связи с этим повышается актуальность исследований путей уменьшения и предупреждения брака на предприятиях электронной промышленности.

Указанной теме посвящено немало работ [3–7], в которых предложены различные модели, методы и подходы к увеличению доли выхода годной продукции на всех этапах ее производства. Для этих же целей во всех современных средствах автоматизированного проектирования существуют подсистемы, в которых конструктору необходимо задавать правила, обоснованные ограничениями соответствующих производственных процессов. Однако существующие методы не дают ответа на вопрос о том, получится ли изготовить устройство, и тем более не позволяют получить какую-либо количественную оценку возможности изготовления, а предоставляют лишь рекомендации, относящиеся к тому или иному этапу жизненного цикла изделия без какой-либо связи между собой. Для определения возможности изготовления печатных плат на производстве чаще всего используются два подхода: первый полагается на экспертную оценку, а второй – на экспериментальные данные [8–10]. Таким образом, возможности производства определяются исключительно

технологом вручную без существенных средств автоматизации, а при вводе в эксплуатацию нового производства, участка или операции требуется проведение большого количества экспериментов, чтобы получить новый опыт, так как каждое производство по-своему уникально.

Поэтому возникает необходимость создания способов, позволяющих количественно оценить возможность изготовления годной печатной платы при различных условиях. В настоящей статье предложен подход, основанный на использовании аналитической модели для расчета вероятности изготовления печатной платы, соответствующей действующим стандартам проектирования и приемки IPC-6012B [11] и IPC-A-600G [12], определяющим конкретные количественные критерии качества для печатных плат [13]. Модель (рис. 1) предполагает определение соотношений между заданными правилами проектирования электронного устройства (вход), характеристиками производственного процесса (механизм) и требованиями существующих стандартов (контроль), чтобы рассчитать вероятность получения продукта (выход), соответствующего требованиям.

При изготовлении печатных плат одним из важнейших процессов производства является перенос рисунка проводников на заготовку посредством нанесения фоточувствительного материала на заготовку с последующим воздействием на него ультрафиолетовым излучением и проявлением, т. е. процесс фотолитографии. Именно этот процесс в большей степени определяет минимально воспроизводимые параметры проводящего рисунка и влияет на возникновение дефектов в процессе их производства. С одной сто-

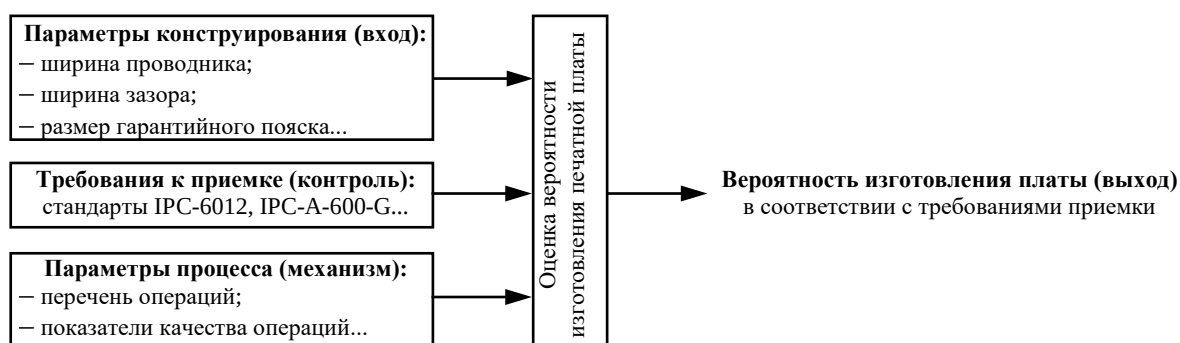


Рис. 1. Диаграмма предложенного метода оценки вероятности изготовления бездефектной печатной платы в соответствии с методологией IDEF0

Fig. 1. Top-level diagram of the proposed method for yield probability estimation of defect-free PCBs in accordance with the IDEF0 methodology



Рис. 2. Этапы процесса фотолитографии, причины и параметры дефектов

Fig. 2. Steps of photolithography process, defect causes and defect parameters

роны, в указанном процессе можно принять меры к устранению дефектов, полученных на проведенных ранее технологических операциях, например механической обработки, с другой – фотолитография является источником дефектов, обнаружение которых затруднительно и зачастую происходит на последующих операциях, например после травления. Поэтому особо важным является наличие априорной оценки дефектности перед изготовлением для процесса фотолитографии, а также использование этой оценки для определения способов уменьшения количества дефектов на выпускаемой продукции.

Построение модели получения годной заготовки в процессе фотолитографии. Для определения параметров конструкции печатной платы и технологического процесса, влияющих на вероятность изготовления платы в соответствии с требованиями приемки, проведена декомпозиция процесса фотолитографии на этапы (рис. 2).

Для каждого этапа определены основные причины возникновения дефектов. С помощью группировки этих причин определены параметры, которыми могут быть описаны дефекты. Также для каждого из параметров определены количественные показатели, использование которых возможно при построении моде-

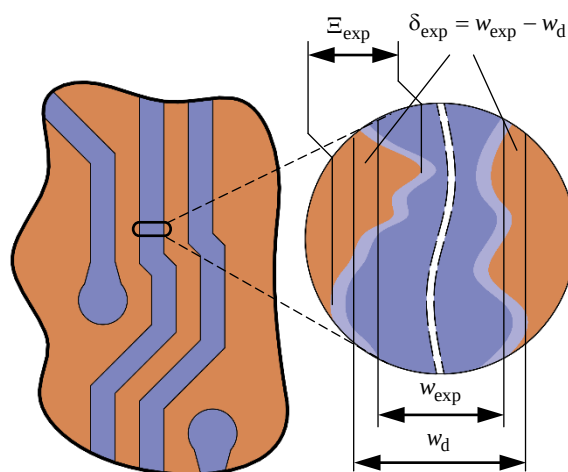


Рис. 3. Параметры искажения размеров $\delta_{exp} = w_{exp} - w_d$ проводящего рисунка и неровности края проводника Ξ_{exp} на заготовке

Fig. 3. Parameters of distortion of the pattern dimension $\delta_{exp} = w_{exp} - w_d$ and conductor edge roughness Ξ_{exp} on the PCB blank, describing the obtaining of a good blank in the photolithography process:

1. Искажение размеров рисунка (δ_{exp}), выраженное разницей между заложенными при проектировании размерами топологического рисунка и средним значением размера на изготовленном образце, например разница между проектируемым значением ширины проводни-

ка (w_d) и средним значением ширины покрывающей проводник после фотолитографии фоторезистивной маски (w_{exp}) (рис. 3).

2. Неровность края проводника (Ξ_{exp}) – параметр, характеризующий предел изменения положения края фоторезистивной маски по ее длине.

3. Несовпадение координат заготовки и маски – изменение в процессе изготовления положения элементов проводящего рисунка относительно заложенного при проектировании.

Искажение размеров рисунка и неровность края проводника имеют общие причины возникновения:

- низкую контрастность фотошаблона;
- локальные изменения топологии на фотошаблоне (артефакты), привнесенные в процессе его изготовления, эксплуатации или хранения;
- низкую адгезию фоторезиста;
- большую толщину слоя фоторезиста или неравномерность его толщины на поверхности заготовки;
- неравномерную экспозицию фоторезиста, обусловленную источником излучения;
- перетравливание или недотравливание фоторезиста в процессе проявки.

Несовпадение координат заготовки и маски, в свою очередь, является следствием:

- износа фотошаблона и изменения его геометрических размеров при изменении температуры и влажности окружения (несоблюдение условий хранения и эксплуатации);
- смещения фотошаблона;
- деформации заготовки.

Разные причины возникновения дефектов позволяют разделить параметры на две группы:

1) совокупно описывающие влияние фотолитографии на отдельные элементы топологии: искажение размеров рисунка и неровность края проводника;

2) влияние процесса на топологию в целом: несовпадение координат заготовки и маски.

Указанное несовпадение координат связано с явлением деформации, влияние которого в большей степени проявляется на операциях прессования и травления, имея похожие причины возникновения дефектов. В таком случае целесообразно построить обобщенную модель, описывающую деформацию при производстве печатных плат [14]. Построение такой модели

требует подробного рассмотрения смежных технологических процессов, что затруднительно выполнить в рамках настоящей статьи. Поэтому дальнейшее рассмотрение сосредоточено на исследовании изменения параметров отдельных элементов топологии.

При описании процесса фотолитографии использовано упрощение, определяющее проводящий рисунок как совокупность проводящих дорожек и зазоров между проводниками, которые описываются параметром ширины. Тогда основным требованием к топологии является соответствие полученных после фотолитографии значений параметра заложенным при проектировании. Так как после фотолитографии проводники отсутствуют, в качестве ширины проводника использована ширина покрывающей проводник маски.

Ширина проводника после экспонирования (w_{exp}) является непрерывной случайной величиной, для которой может быть установлен закон распределения. Поскольку на процесс фотолитографии оказывает влияние большое количество несвязанных друг с другом факторов, то, согласно центральной предельной теореме, можно предположить, что w_{exp} подчинена нормальному закону распределения с функцией плотности:

$$f_{exp}(w) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \cdot \sigma_{exp}} \exp \left[-\frac{(w - w_{exp})^2}{2\sigma_{exp}^2} \right],$$

где w – ширина проводника; w_{exp} , σ_{exp} – математическое ожидание и среднеквадратичное отклонение ширины проводника после фотолитографии соответственно.

Математическое ожидание (w_{exp}) и среднеквадратичное отклонение (σ_{exp}), в свою очередь, связаны с определенными ранее параметрами искажения размеров рисунка: δ_{exp} – величиной изменения среднего значения ширины проводника на заготовке после фотолитографии относительно проектируемого значения (w_d) и неровности края проводника (Ξ_{exp}), характеризующего разброс этой величины. Тогда математическое ожидание определяется значением проектируемой ширины проводника

с учетом влияния привносимого процессом искажения размеров топологии:

$$w_{\text{exp}} = w_d + \delta_{\text{exp}}.$$

Для определения параметра σ_{exp} неровность воспроизведения края рассмотрена как нормально распределенная случайная величина, характеризующаяся нулевым значением математического ожидания (что следует из определения самой величины) и среднеквадратичным отклонением (ξ):

$$\Xi_{\text{exp}} \in N(0, \xi^2).$$

Поскольку процесс экспонирования оказывает влияние на оба края проводника, для определения разброса ширины нужно рассмотреть композицию распределений для каждого края, тем самым сформировав результирующий закон распределения, в котором математическое ожидание и дисперсия будут равны суммам соответствующих величин. Тогда среднеквадратичное отклонение для W_{exp} составляет $\sqrt{2} \cdot \xi$, а закон распределения ширины проводника после фотолитографии имеет вид

$$W_{\text{exp}} \in N(w_d + \delta_{\text{exp}}, 2\xi^2).$$

При этом δ_{exp} и ξ в общем случае зависят от параметров конструкции печатной платы (в частности, проектируемой ширины проводника), а также от характеристик процесса экспонирования.

Зная закон распределения параметра W_{exp} , необходимо определить допустимые пределы его изменения, что возможно с использованием требований стандартов по проектированию и приемке печатных плат. Так, п. 2.10.1.1 стандарта IPC-A-600G определяет допустимое изменение ширины проводника: 20 % – для плат с классом надежности 3 или 2 (оборудование ответственного назначения и промышленные устройства соответственно), в также 30 % – для класса надежности 1 (потребительские устройства). П. 2.10.1.2 указанного стандарта аналогично определяет требования к размеру зазора проводниками: 20 % – для класса надежности 3 и 30 % – для классов надежности 2 и 1.

Чтобы не рассматривать ширину проводника и ширину зазоров как отдельные случайные величины, введено ограничение: равенство проектируемых значений ширины проводника и зазора. Это ограничение в большинстве случаев справедливо для участков с максимально плотным расположением проводников, что преимущественно и определяет возможность изготовления печатной платы.

С учетом указанного ограничения сформирован общий критерий, накладывающий ограничение на изменение ширины проводника как в меньшую, так и в большую сторону. Качество технологического процесса характеризуется вероятностью попадания случайной величины W_{exp} в заданный требованиями приемки диапазон. Указанная вероятность определяется как

$$P_{\text{exp}} \{(1 - k_{\min}) w_d \leq w \leq (1 + k_{\max}) w_d\} = \int_{(1 - k_{\min}) w_d}^{(1 + k_{\max}) w_d} f_{\text{exp}}(w) dw, \quad (1)$$

где $k_{\min}$, $k_{\max}$ – коэффициенты пределов изменения ширины проводника в меньшую и большую стороны согласно требованиям стандарта.

В качестве примера на рис. 4 представлена плотность вероятности ширины проводника $w_d = 250$ мкм, выполняемого по классу надежности 3 стандарта IPC-A-600G ($k_{\min} = k_{\max} = 0.2$) для операции фотолитографии с искажением размеров проводящего рисунка $\delta_{\text{exp}} = -20$ мкм и неровностью проводника $\xi = 18$ мкм (среднеквадратичное отклонение ширины проводника после

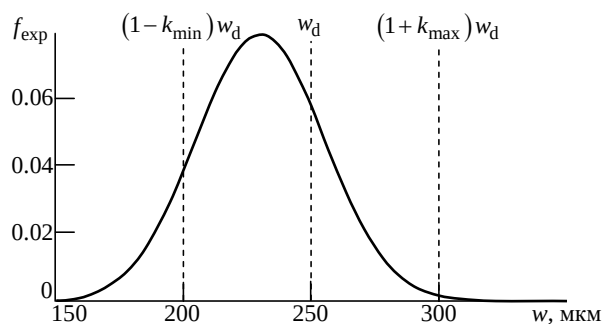


Рис. 4. Определение вероятности изготовления заготовки в соответствии с требованиями приемки

Fig. 4. Determination of the yield probability of PCB blanks in accordance with acceptance criteria

фотолитографии $\sigma_{\text{exp}} = \sqrt{2} \cdot \xi = 25$ мкм). Вероятность бездефектного изготовления заготовки определяется площадью, ограниченной функцией плотности процесса $f_{\text{exp}}(w)$ и осью абсцисс по вертикали и полями допуска по горизонтали.

Поскольку ширина проводника подчинена нормальному закону, при подстановке в (1) плотности распределения указанного закона $f_{\text{exp}}(w)$ величина P_{exp} описывается разностью функций Лапласа:

$$P_{\text{exp}}(w_d, \delta_{\text{exp}}, \xi, k_{\text{max}}, k_{\text{min}}) = \Phi\left(\frac{k_{\text{max}} w_d - \delta_{\text{exp}}}{\sqrt{2} \cdot \xi}\right) - \Phi\left(\frac{-k_{\text{min}} w_d - \delta_{\text{exp}}}{\sqrt{2} \cdot \xi}\right), \quad (2)$$

где $\Phi(\cdot)$ – нормальное интегральное распределение (функция Лапласа).

Таким образом, определив параметры δ_{exp} и ξ для используемого процесса фотолитографии, можно рассчитать вероятность бездефектного изготовления платы в соответствии с предъявленными требованиями приемки до проведения производства. Определение параметров δ_{exp} и ξ возможно на основе технологической документации установок экспонирования, однако, принимая во внимание изменение параметров качества процессов во времени и большое количество определяющих результат

переменных, такой способ пригоден только для приблизительных оценок. Получение более точных результатов возможно на основе проведения периодических экспериментов на используемой линии или внедрения систем контроля, обеспечивающих непрерывный анализ характеристик на основе изготавливаемой продукции. Однако возможность реального применения модели требует проверки.

Экспериментальные исследования. Определение параметров операции фотолитографии, а также проверка адекватности модели оценки вероятности производства заготовок в соответствии с требованиями приемки (2) осуществлено экспериментально в лабораторных условиях на участке контактного экспонирования печатных плат согласно разработанной методике.

Методика экспериментального исследования операции фотолитографии состоит из трех этапов (рис. 5).

1. Формирование исследуемой выборки. Этап включал в себя изготовление серии фотошаблонов и соответствующих им заготовок с тестовой топологией, состоящей из вертикально, горизонтально и диагонально расположенных проводников с разным значением проектируемой ширины, их оцифровку с помощью сканера, сегментацию полученных изображений для формирования группы изображений с одинаковыми параметрами и расположением проводников для обеспечения удобства обработки результатов.

2. Обработка изображений. На этом этапе на каждом изображении устранены шумы, ком-

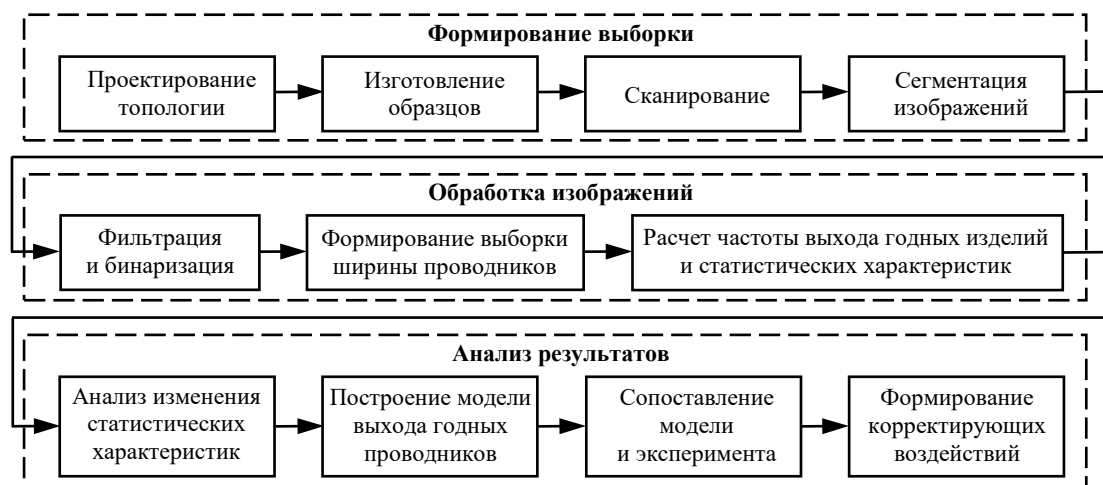


Рис. 5. Методика проведения эксперимента

Fig. 5. Experimental design

пьютерными методами определены распределения ширины проводника, проверено соответствие распределения нормальному, рассчитаны частоты выхода годных участков проводников и статистические характеристики: выборочное среднее и среднеквадратичное отклонение.

3. Анализ результатов. На этапе исследования изменение статистических характеристик для всего набора данных и зависимостей параметров δ_{exp} и ξ от направления печати и проектируемой ширины проводника, построены модели вероятности выхода годных проводников и проведено сравнение результатов моделирования с частотами, полученными экспериментально, а также определены возможности для улучшения процесса.

Формирование выборки. Задачей первого этапа являлось формирование выборки изображений проводников, пригодных для дальнейшего анализа изменения параметров топологии в процессе изготовления, а также производственных погрешностей. Этап состоял из трех операций: проектирования тестовой топологии, изготовления образцов и их оцифровки.

В эксперименте использована топология 225×175 мм, состоящая из отдельных прямоугольных областей шириной $w_s = 21$ мм и высотой $h_s = 17$ мм, внутри каждой из которых вертикально, горизонтально или диагонально расположены проводники одинаковой ширины w_d . Зазор между проводниками внутри области также одинаков и равен w_d . Параметр ширины проводника и зазора w_d варьируется между областями от 100 до 1500 мкм с увеличением размера шага по мере роста параметра w_d от 25 до 500 мкм.

Затем напечатаны негативные фотошаблоны на пленке для монохромной лазерной печати Kimoto A4 OHP/DTP Kimolec PF-90S с помощью принтера HP LaserJet Pro 400 M401dn (разрешение печати 1200 dpi). Фотошаблоны обработаны спреем Kruse Density Toner для увеличения оптической плотности тонера.

Для создания заготовок использован двусторонний фольгированный стеклотекстолит (FR-4, толщина ламината 1.5 мм, толщина слоев фольги 18 мкм). Процесс изготовления образцов включает в себя механическую дезоксидацию

поверхностей заготовки; предварительный нагрев до 70 °C; нанесение негативного сухого пленочного фоторезиста (толщина 40 мкм) при температуре 105 °C; контактное экспонирование (время экспонирования составляет 21 с и определено клином Штоуффера [15, 16], ступень 9); проявку в 1 %-м водном растворе кальцинированной соды при температуре 29 °C в течение 1 мин. Для эксперимента изготовлено 3 фотошаблона и 3 соответствующих им заготовки.

Полутоновые изображения образцов получены с помощью сканера CanoScan LiDE 400 (разрешение 4800 dpi, формат TIFF, 8 бит на пиксел), поскольку анализ изображений как метод исследования более предпочтителен по сравнению с проведением ручных измерений объект-микрометром и позволяет многократно увеличить количество измерений, исключив при этом человеческий фактор.

Для обеспечения потоковой автоматической обработки на всех полученных изображениях определены участки с проводниками одинаковой ширины; изображения повернуты на угол, обеспечивающий вертикальное положение проводников; затем полученные участки разбиты на отдельные изображения равного размера, которые отсортированы в соответствии с типом образца (фотошаблон или заготовка после проявки), направлением печати проводников на фотошаблоне (вертикальное, горизонтальное или диагональное), номером образца, из которого получено изображение, и проектируемой шириной проводника.

В результате выполнения описанных операций сформирована выборка отсортированных и размеченных изображений проводников на фотошаблонах и заготовках.

Обработка изображений. Второй этап эксперимента предусматривал автоматическую компьютерную обработку изображений, позволяющую сформировать для каждого из них выборку ширины проводника, основные статистические характеристики (выборочное среднее и среднеквадратичное отклонение), а также значения частот выхода годных участков проводника, соответствующих требованиям стандартов по классам надежности.

Сначала проведена предварительная обработка изображения: наложение фильтра Гаусса (размер ядра 9×9 пикселей); пороговая бинаризация для сегментации изображений на участки

с проводниками и зазорами; устранение шумов малого размера последовательным применением морфологических операторов открытия и закрытия (структурирующий элемент – квадрат размером 5×5 пикселей) и медианного фильтра со структурирующим элементом тех же размеров. Основная сложность предварительной обработки заключалась в проведении корректной бинаризации изображений, которая осложнялась несколькими факторами:

1) к обработке предъявлялась выборка изображений различной природы (фотошаблоны и за-

готовки после экспонирования), которые должны иметь разные пороги бинаризации (b_n);

2) на изображениях фотошаблонов граница проводника имеет плавный переход, что влечет за собой существенное смещение края проводника при изменении порога бинаризации и, следовательно, неопределенность значения порога бинаризации, соответствующего реальной границе экспонирования (рис. 6, а);

3) на изображениях фотошаблонов с увеличением ширины проводников наблюдается связанное с большим светопропусканием измене-

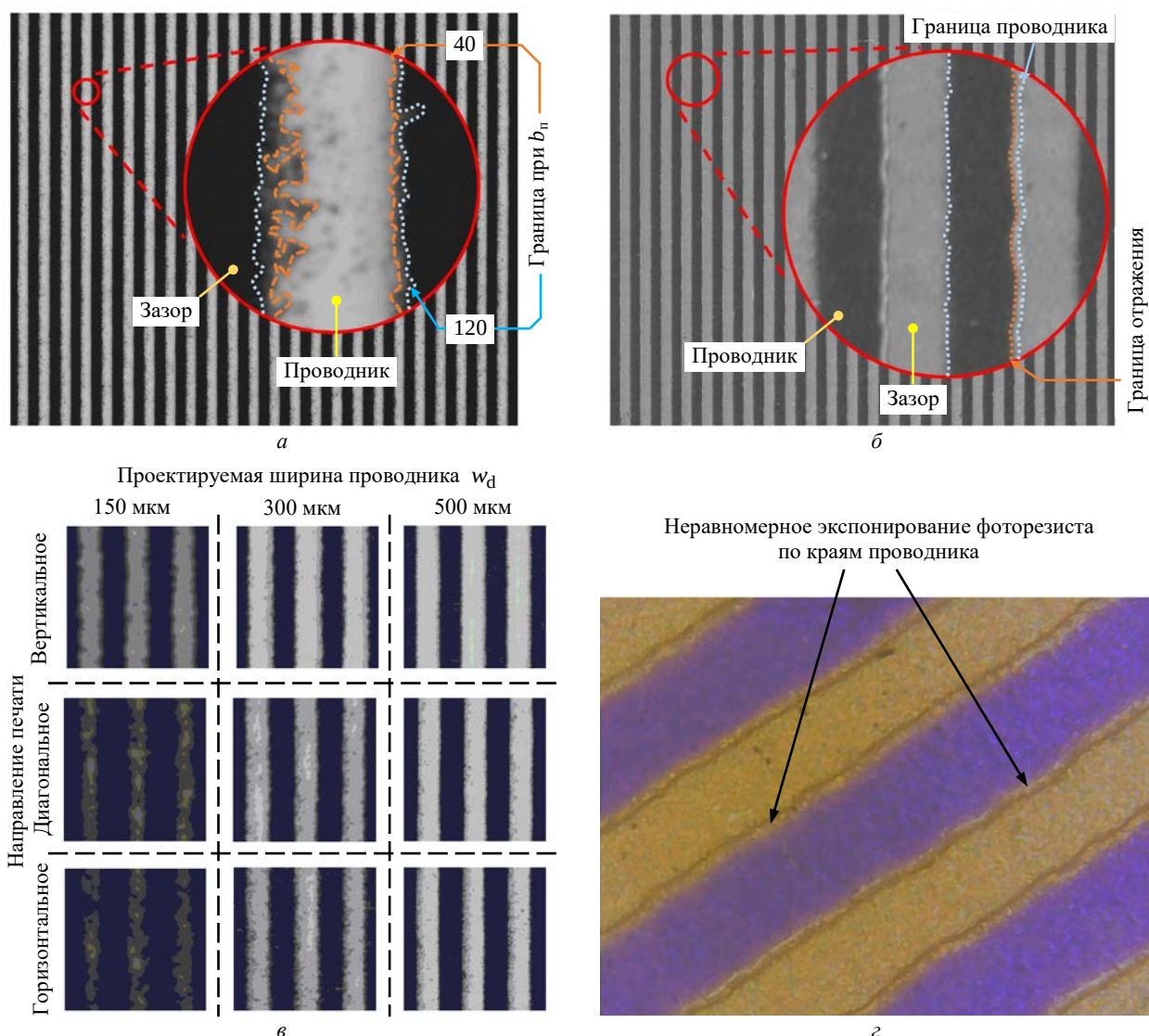


Рис. 6. Обработываемые изображения: а – изменение границ проводника на изображении фотошаблона при разных порогах бинаризации; б – смещение границы проводника на изображении заготовки после экспонирования, обусловленное отражением света; в – изменение качества проводников на фотошаблоне в зависимости от направления печати и проектируемой ширины проводника; г – неравномерное экспонирование фоторезиста (фото с микроскопа)

Fig. 6. Processed images: а – change in the boundaries of the conductor on the photomask image at different thresholds of binarization; б – displacement of the boundary of the conductor on the blank image due to the reflection of light; в – change in the quality of conductors on the photomask depending on the printing direction and the projected width of the conductor; г – uneven exposure of the photoresist (photo from the microscope)

ние уровня яркости на прозрачных участках, что также влияет на определение положения границы между проводником и зазором (рис. 6, в);

4) наличие плавного перехода на фотошаблонах является причиной неравномерной проявки фоторезиста, из-за чего фоторезист, накрывающий края проводников на заготовках, обесцвечивается и формирует отражения света, которые не позволяют корректно определить край проводника (рис. 6, г). На рис. 6, б приведен пример обрабатываемого изображения заготовки после проявки, на котором средний тон пикселей в диапазоне 0...255 (0 – черный, 255 – белый) в области проводников составляет 75, в области зазоров – 145, а в области отражения – 160, что выше порога бинаризации и соответствует области зазоров, а не проводников.

С учетом этих искажений корректная бинаризация всей выборки изображений фотошаблонов с помощью одного порога невозможна. С другой стороны, в силу однородности изображений нет необходимости в использовании локальных алгоритмов бинаризации. В результате для бинаризации выбран алгоритм глобальной бинаризации Оцу [17–19], который подразумевает разделение пикселей на два класса и использует в качестве параметра оптимизации для поиска порога минимум внутриклассовой дисперсии. Используемый в алгоритме критерий оптимизации позволяет получить значение порога для каждого изображения в зависимости от его гистограммы. С учетом того, что на фотошаблоне проводники имеют большую яркость относительно зазоров, а на заготовках – наоборот, для дальнейшего анализа выполнена инверсия яркости на бинаризованном изображении фотошаблона.

Для бинаризации изображений фотошаблонов также использован алгоритм Оцу. Компенсация некорректного распознавания, обусловленного отражением света от края фоторезиста, реализована с помощью добавления постоянного смещения, так как отражение не изменяет форму края проводника (рис. 6, б). Значение смещения для каждого изображения определено эмпирически на основе наложения бинаризованного изображения на исходное, а также контрольными измерениями с помощью объект-микрометра.

На рассматриваемом этапе из выборки исключены изображения шаблонов и заготовок

с горизонтальным и диагональным расположением проводников со значением проектируемой ширины проводника менее 150 мкм. При бинаризации изображений указанных шаблонов выявлено, что различия между тонами зазора и проводника незначительны и находятся на уровне разброса, что не позволяет выполнить бинаризацию корректно. Необходимо отметить, что недостаточная контрастность фотошаблона является причиной полного снятия фоторезиста на соответствующих образцах заготовок в процессе проявки.

На следующем этапе компьютерной обработки сформированы выборки значений ширины проводников для каждого изображения путем построчного прохода, что возможно благодаря расположению проводников на всех изображениях вертикально. Тогда ширина одного проводника – это количество идущих подряд в горизонтальном направлении черных пикселей на бинаризованном изображении. Для устранения ложных срабатываний, обусловленных имеющимися на анализируемых образцах дефектами, а также цифровым шумом сканера, из результирующей выборки исключены значения, отличающиеся от проектируемого значения более чем на 70 %, а также объединены изображения проводников в случае, если расстояние между ними менее 25 мкм. Затем для каждого значения ширины определено его соответствие классу надежности, отображенное на изображении (рис. 7, а): зеленым цветом показаны участки проводников, соответствующие классу 3 (наиболее жесткие требования, изменение ширины относительно проектируемого значения не превышает 20 %), желтым цветом – участки проводников, соответствующие классу 1 (нижняя граница годности, отклонения не более чем на 30 %), красным – дефектные участки, белым – ложные срабатывания. На основе полученной выборки определены частоты получения годных проводников для каждого класса надежности, т. е. экспериментально получены статистические аналоги вероятности.

Поскольку все обрабатываемые изображения представляют прямоугольные области одинакового размера (ширина $w_s = 21$ мм, высота $h_s = 17$ мм), объем полученных выборок значений ширины n уменьшается с увеличением параметра w_d и приближенно может быть описан выражением

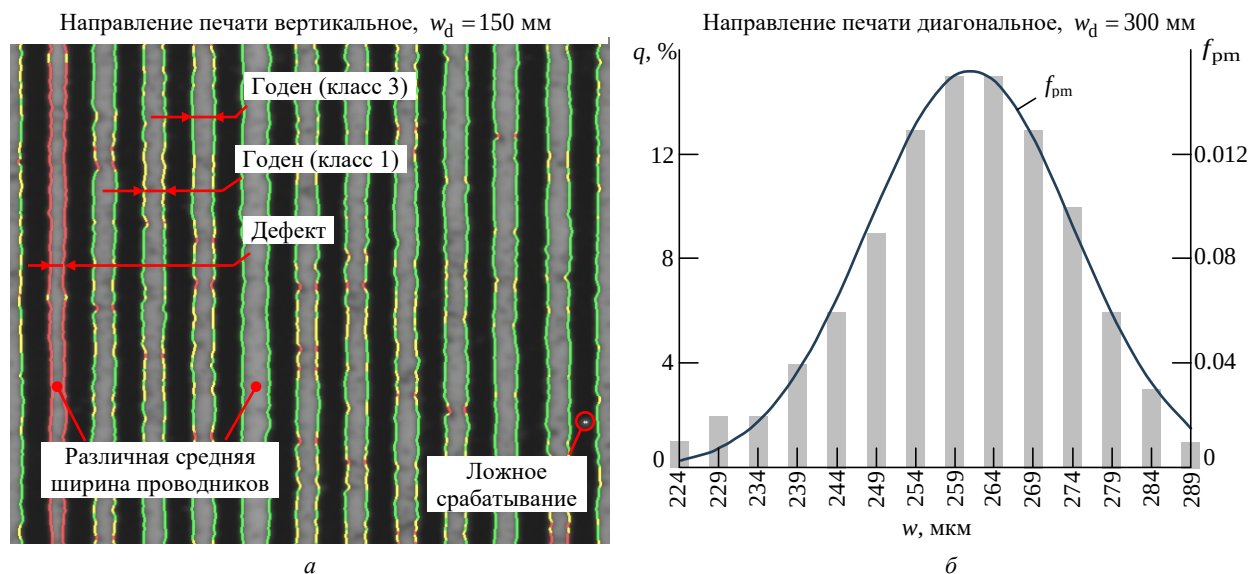


Рис. 7. Результаты обработки изображений фотошаблонов: а – цветовая маркировка распознанных значений ширины; б – сопоставление гистограммы частот q и функции плотности распределения $f_{pm}(w)$ для одного из изображений

Fig. 7. Results of photomask image processing: а – color coding of recognized widths; б – comparison of frequency histogram q and probability density function $f_{pm}(w)$ for one of the images

$$n \approx \text{floor}\left(\frac{w_s - w_d}{2w_d}\right) h_s \frac{r_{scan}}{k_{inch}}, \quad (3)$$

где $\text{floor}(\cdot)$ – функция округления до целого в меньшую сторону; $r_{scan} = 4800 \text{ dpi}$ – разрешение сканера; $k_{inch} = 25.4$ – коэффициент преобразования из дюймов в миллиметры.

Выражение (3) состоит из двух сомножителей: первый описывает количество проводников на изображении по горизонтали, округленное до целого в меньшую сторону, а второй – количество пикселей в изображении по вертикали и, соответственно, количество измерений для одного проводника. Тогда предполагаемый размер выборки для изображений с минимально рассматриваемой шириной проводника 100 мкм должен составлять около 334 тыс., а для 1500 мкм – около 19 тыс.

В заключение компьютерной обработки изображения на основе выборки значений ширины построена гистограмма q частоты (отношения количества попадающих в интервал измерений к общему количеству измерений, выраженного в процентах) одного из обрабатываемых изображений фотошаблона. Гистограмма сопоставлена с функцией плотности нормального распределения $f_{pm}(w)$, параметры которого получены методом моментов (рис. 7, б). По-

скольку размеры обрабатываемых выборок велики, применение непосредственно к ним статистических критериев согласия приводит к появлению ложноотрицательных результатов, обусловленных увеличенными требованиями к отклонениям [20]. Поэтому для определения соответствия экспериментальных данных нормальному закону распределения использовалась визуальная оценка гистограмм, проверка статистическими критериями Колмогорова–Смирнова и Д’Агостино выборок, уменьшенных случайным образом до 1000 элементов. По результатам проведенной проверки в 30 % случаев нет оснований полагать, что выборки не соответствуют нормальному распределению с уровнем значимости 1 %.

Анализ оставшейся части выборки позволил выявить три основные причины отличия распределения от нормального:

1) на изображениях с проводниками высокого класса точности (100, 125 мкм) с горизонтальным и диагональным направлением печати отсутствуют элементы проводящего рисунка, поэтому они исключены из дальнейшего рассмотрения;

2) ошибки, обусловленные растеризацией изображения топологии принтером при печати: на гистограммах присутствуют пики, расстояние между которыми соответствует размеру

одного пиксела, который при используемом разрешении печати 1200 dpi составляет 21 мкм. Этот эффект также отчетливо виден на изображениях фотошаблонов с вертикальным направлением печати линий (рис. 7, а), на которых среднее значение ширины изменяется от проводника к проводнику;

3) ошибки оцифровки, выражающиеся в наличии пустых интервалов на гистограмме.

На рис. 8 приведена гистограмма усредненных частот значений ширины, полученная на основе обработки изображений трех образцов фотошаблонов с вертикальным расположением проводников шириной 175 мкм, на которых отчетливо видно бимодальное распределение N_{pm_1} , состоящее из двух близких к нормальным распределений

$$N_{pm_{11}} \in N(m_{11} = 154, \sigma_{11}^2 = 100),$$

$$N_{pm_{12}} \in N(m_{12} = 177, \sigma_{12}^2 = 100)$$

с вероятностью появления первого 2 к 1. Законы распределений имеют функции плотности $f_{pm_1}(w)$, $f_{pm_{11}}(w)$ и $f_{pm_{12}}(w)$ соответственно.

Поскольку ошибки растрезизации – результат математического округления, который нельзя

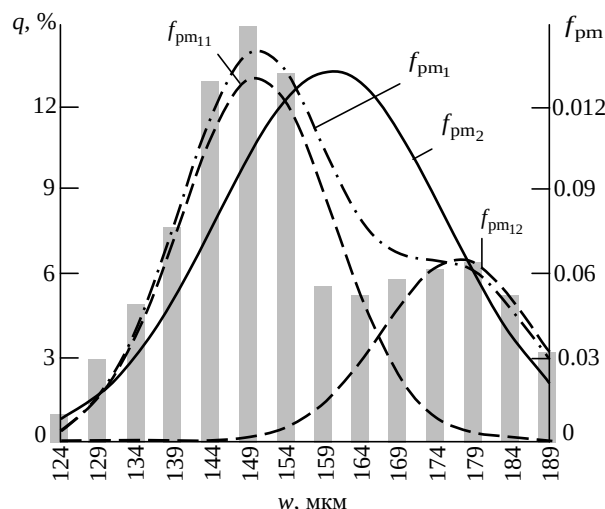


Рис. 8. Аппроксимация бимодального распределения ширины проводника на фотошаблоне нормальным унимодальным распределением (вертикальное направление печати, $w_d = 175$ мкм)

Fig. 8. Approximation of the bimodal distribution of conductor width on the photomask caused by rasterization errors, by a normal unimodal distribution (vertical printing direction, $w_d = 175$ μ m)

считать случайным, граница проводника на фотошаблоне может сдвигаться от проектируемого значения на один пиксел, что определяет наилучшие результаты печати в пределах ± 2 пикселей (или ± 40 мкм для используемого принтера с разрешением 1200 dpi). Чтобы снизить зависимость результатов от растрезизации, в качестве исследуемых параметров выбирают выборочное среднее и среднеквадратичное отклонение, тем самым введя аппроксимацию распределения ширины проводников нормальным законом с большим параметром дисперсии. На рис. 8 аппроксимирующее распределение имеет параметры $N_2 \in N(m_2 = 160, \sigma_2^2 = 225)$ и описывается функцией плотности $f_{pm_2}(w)$.

Результаты. На завершающем этапе эксперимента проведены:

- анализ изменения статистических характеристик в зависимости от направления печати и проектируемой ширины проводника;
- оценка возможности формирования на основе математических моделей, описывающих изменение характеристик;
- сформированы рекомендации по изменению топологии для компенсации изменения ширины проводника и проведена проверка их эффективности.

Сначала значения выборочных средних и среднеквадратичных отклонений, полученных от различных заготовок, усреднены, а также построены зависимости $\delta_{pm}(w_d)$, описывающие разницу между выборочным средним и проектируемым значением в зависимости от последнего (рис. 9, а) для результатов с фотошаблонов при различном направлении проводников. На полученном графике выделены следующие особенности:

- 1) зависимости для всех направлений имеют схожую форму, однако разное вертикальное смещение;
- 2) с увеличением проектируемой ширины наблюдается плавное уменьшение по модулю δ_{pm} до значения ширины около 400 мкм с выходом на плато, на котором вертикальные проводники имеют наименьшее отличие от проектируемого значения, диагональные – уже на 30 мкм, горизонтальные – уже на 40 мкм.

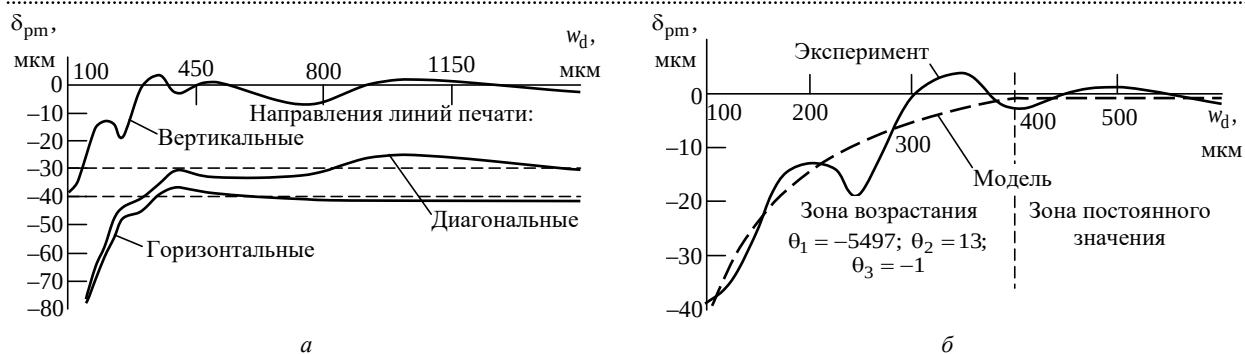


Рис. 9. Разница между шириной проводника на фотошаблоне и проектируемым значением w_d :
а – сравнение результатов при разном направлении печати; б – пример математической модели $\delta_{pm}(w)$
для вертикального направления печати проводников

Fig. 9. Difference between the manufactured conductor width on the photomask and its designed value w_d :
а – comparing results under different printing directions; б – example of a model $\delta_{pm}(w)$
for vertical printing direction of the conductor

Таким образом, принтер обеспечивает разное качество воспроизведения проводников. Наибольшее соответствие наблюдается при печати вертикальных линий, для остальных ориентаций печатает проводники уже относительно проектируемых значений, так как параметр δ_{pm} меньше нуля.

Аналогичным образом исследовано поведение выборочного среднеквадратичного отклонения ширины проводника (σ_{pm}), которое остается постоянным при изменении ширины проводника, а при изменении направления печати меняется мало: для вертикальных проводников 14 μm , для диагональных – 18 μm , для горизонтальных – 23 μm .

По полученным экспериментальным данным построены модели изменения ширины проводника на фотошаблоне $\delta_{pm}(w_d)$ для каждого направления печати:

$$\delta_{pm}(w_d) = \begin{cases} (\theta_1/w_d) + \theta_2, & w_d \leq 400 \text{ мкм}; \\ \theta_3, & w_d > 400 \text{ мкм}. \end{cases}$$

Модели имеют кусочный вид (рис. 9, б): на участке роста (до 400 μm) функция описана гиперболой с параметрами θ_1 , θ_2 , на плато – постоянным значением θ_3 . Значения параметров моделей $\theta_1 \dots \theta_3$ определены методом наименьших квадратов: для вертикальных проводников $\theta_1 = -5497$, $\theta_2 = 13$, $\theta_3 = -1$; для диагональных – $\theta_1 = -9957$, $\theta_2 = -7$, $\theta_3 = -33$; для горизонтальных – $\theta_1 = -9341$, $\theta_2 = -14$, $\theta_3 = -38$. Ко-

эффициенты детерминации R^2 полученных моделей составляют 0.9, 0.97 и 0.95 соответственно.

Аналогичным образом проанализированы зависимости разницы между выборочным средним δ_{pm} и проектируемым значением для заготовки после экспонирования δ_{exp} (рис. 10) и проведен сравнительный анализ с результатами, полученными для фотошаблона, а также с результатами измерений ширины проводников объект-микрометром. По полученным зависимостям сделаны выводы о том, что характер изменения параметров δ_{pm} и δ_{exp} совпадает,

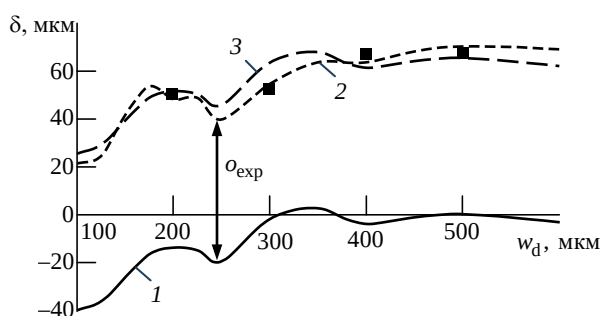


Рис. 10. Сравнение параметра искажения проводящего рисунка на фотошаблоне δ_{pm} (1) и образце после экспонирования δ_{exp} (2); 3 – зависимость параметра искажения на фотошаблоне (1), смещенная на $o_{exp} \approx 65 \mu m$; ■ – результаты измерения заготовки объект-микрометром

Fig. 10. Comparison of the conductive pattern distortion parameter on the photomask δ_{pm} (1) and the specimen after exposure δ_{exp} (2); 3 – dependence of the distortion parameter on the photomask (1), shifted by $o_{exp} \approx 65 \mu m$; ■ – results of measuring the workpiece with an object-micrometer

однако величина δ_{exp} имеет постоянное смещение (σ_{exp}) около 65 мкм. Таким образом, в процессе экспонирования происходит увеличение ширины проводника, что можно связать с наличием паразитной засветки под маскированными участками фотошаблона по краям проводника. Это увеличение примерно равно удвоенной толщине фоторезиста 80 мкм. Также подтверждена согласованность измерений с результатами, полученными с помощью объект-микрометра. Изменения среднеквадратичного отклонения ширины проводника на заготовках после экспонирования (σ_{exp}) относительно результатов, полученных с фотошаблонов (σ_{pm}), незначительны, а потому в качестве оценки σ_{exp} использовано среднее, рассчитанное по всем значениям, составившее 18 мкм.

Тогда математическая модель, связывающая среднее значение ширины изготовленного проводника (w_{exp}) и спроектированного (w_d) описывается формулой

$$w_{\text{exp}}(w_d) = w_d + \delta_{\text{exp}}(w_d) = w_d + \delta_{\text{pm}}(w_d) + \sigma_{\text{exp}}.$$

В предположении, что ширина изготовленного проводника (w_{exp}) как случайная величина подчинена нормальному закону распределения с математическим ожиданием $w_{\text{exp}}(w_d)$ и среднеквадратичным отклонением σ_{exp} , определена вероятность выхода годной заготовки после экспонирования (P_{exp}) как вероятность попадания ширины изготовленного проводника в поле допуска $\pm 20\%$ для удовлетворения требований класса надежности 3, а также допуска $\pm 30\%$ для класса надежности 1. Затем выполнено наложение результатов моделирования вероятности P_{exp} и экспериментально полученных нормализованных значений частот выхода годных проводников, полученных на этапе компьютерной обработки (рис. 11). Результаты наложения подтверждают согласованность модели и экспериментальных данных.

Выполнен сравнительный анализ результатов воспроизведения проводников разных направлений печати линий. В качестве количественного

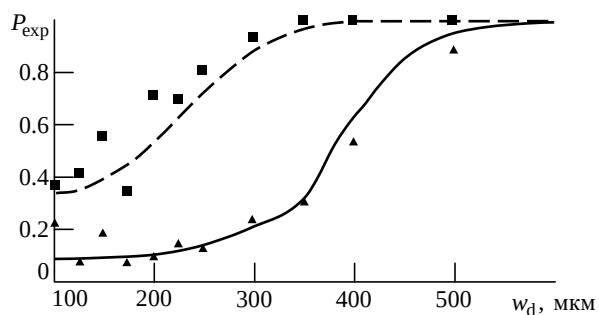


Рис. 11. Вероятность выхода бездефектной заготовки проводника проектируемой ширины w_d . Направление печати проводников – вертикальное. Кривые – результаты моделирования, маркеры – результаты эксперимента. Сплошная кривая, треугольные маркеры – класс надежности 3; штриховая кривая, квадратные маркеры – класс надежности 1

Fig. 11. Yield probability of a defect-free conductor blank of the designed width w_d . Direction of conductor printing is vertical. Solid curve, triangular markers – reliability class 3; dashed curve, square markers – reliability class 1

критерия сравнения использована проектируемая ширина проводника, для которой вероятность изготовления в соответствии с требованиями стандартов составляет 0.97 (рис. 12). Определено, что для вертикальных проводников (рис. 12, а), несмотря на минимальное расхождение между проектируемой и напечатанной шириной δ_{pm} , паразитная засветка значительно увеличивает ширину изготовленного проводника, что в конечном итоге приводит к худшему результату по сравнению с остальными. Для горизонтальных и диагональных проводников (рис. 12, б, в) уменьшенная ширина проводников на фотошаблоне, наоборот, компенсируется увеличением ширины от паразитной засветки, что увеличивает диапазон возможных для изготовления значений ширины (таблица).

Таким образом, для исследуемой лабораторной линии получения печатных плат низкие па-

Минимальная воспроизводимая проектируемая ширина проводника w_d , на которой обеспечивается вероятность изготовления в соответствии с требованиями приемки 0.97 на исследуемой технологической линии

The minimum reproducible designed width of the conductor w_d , which ensures the yield probability in accordance with the acceptance criteria of 0.97 for the investigated production line

Класс надежности	Направление печати проводников		
	Вертикальное	Диагональное	Горизонтальное
	w_d , мкм		
3	540	220	190
1	350	180	160

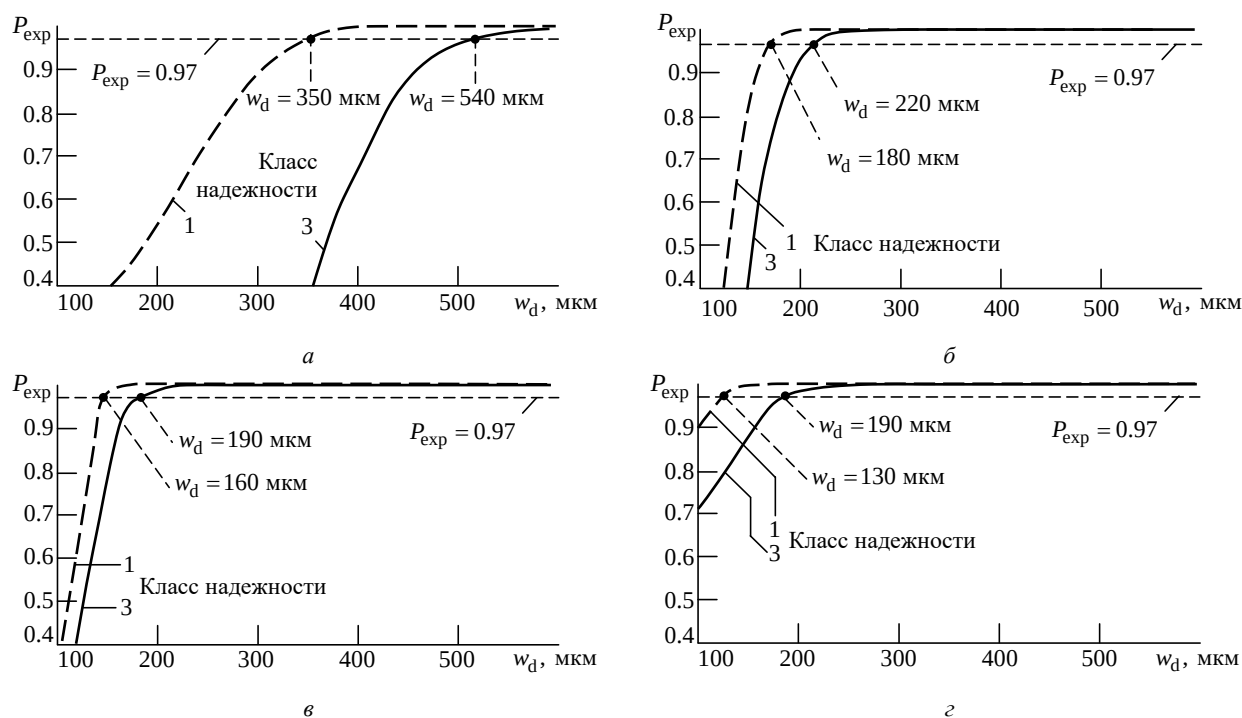


Рис. 12. Вероятность выхода бездефектной заготовки для различных направлений печати проводников:
а – вертикальное; б – диагональное; в – горизонтальное; г – все направления с учетом компенсации

Fig. 12. Yield probability of defect-free PCB blanks for different directions of conductor printing:
а – vertical; б – diagonal; в – horizontal; г – all directions with compensation

параметры точности воспроизведения проводящего рисунка в большей степени обусловлены изменением математического ожидания ширины проводника в процессе изготовления, а не неровностью воспроизведения краев проводника, описываемого среднеквадратичным отклонением. Считая математическое ожидание ширины проводника неслучайной величиной, можно компенсировать его изменение в ходе технологического процесса некоторой величиной $c(w_d)$, тем самым увеличив вероятность выхода бездефектной заготовки. В качестве критерия оптимизации использовано равенство проектируемого значения ширины проводника и результата его изготовления, величина $c(w_d)$ совпадает по значению с $\delta_{\text{exp}}(w_d)$, но имеет обратный знак: $c(w_d) = -\delta_{\text{exp}}(w_d)$.

Для проверки эффективности компенсации проведен повторный эксперимент, в котором введено изменение ширины проводников с использованием параметра $c(w_d)$. Эффективность компенсации подтверждается совпадением частот годных участков для разных направлений печати и уменьшением значения минимальной проектируемой ширины проводника. Вероятностный подход к оценке качества проведения операции фотолитографии при производстве печатных плат

емой ширины проводника, на которой достигается приемлемый уровень вероятности. С учетом компенсации закон распределения ширины имеет параметры $W_{\text{exp}} \in N(w_d, 324)$, а минимальная воспроизводимая ширина проводника при значении вероятности 0.97 составляет 190 мкм для класса надежности 3 и 130 мкм – для класса надежности 1 (рис. 12, г).

Заключение. Разработана математическая модель оценки качества изготовления заготовок печатных плат после фотолитографии на основе расчета вероятности выхода заготовок, соответствующих требованиям приемки. Модель позволяет учитывать как параметры конструкции печатной платы, так и характеристики технологического процесса их изготовления.

Разработана методика экспериментальной проверки адекватности модели на основе компьютерного анализа изображений тестовых образцов, которая может быть использована самостоятельно для определения статистических характеристик качества фотолитографии. Проведенный эксперимент показал согласованность полученных результатов моделирования и опытных данных, а также позволил определить количественные значения искажений раз-

меров проводящего рисунка и неровности воспроизведения края проводника.

На основании выполненного эксперимента проведена компенсация неслучайной составляющей искажения размеров топологии, вызванной паразитной засветкой в процессе экспонирования и изменением рисунка при печати, в результате чего достигнуто воспроизведение топологии четвертого класса точности по ГОСТ Р 53429–2009 (ширина проводника и зазора равны 150 мкм) согласно классу надежности I по IPC-A-600G.

Проведенный эксперимент имеет следующие ограничения:

1. Локальность применения полученных зависимостей (изменения ширины проводника при изготовлении фотошаблонов и заготовок, а также вероятности получения бездефектной заготовки в соответствии с требованиями) для исследуемого лабораторного процесса. Несмотря на это, предложенная методика проведения эксперимента может быть применена и для промышленных процессов.

2. Разработанная модель не описывает весь процесс воспроизведения проводящего рисунка полностью. В частности, требуется добавление учета процесса травления, который также будет влиять на изменение размеров топологии за счет бокового подтравливания. Однако модель может быть расширена на основании проведения исследования по методике, аналогичной представленной в настоящей статье.

Результаты расчета вероятности могут служить индикатором необходимости внесения изменений в конструкцию печатного узла. Для предприятия-изготовителя эти результаты могут служить элементом оценки рисков и размера резервов, требуемых для производства образцов высокой сложности. Также возможно решение обратной задачи: определение требуемых параметров конструкции в зависимости от технологических возможностей или формирование универсального инструментария оценки качества трассировки печатных плат.

Список литературы

1. Influence of Nonfunctional Contact Pads on Printed-Circuit Performance / S. V. Vantsov, F. V. Vasil'ev, A. M. Medvedev, O. V. Khomutskaya // Russian Engineering Research. 2020. Vol. 40, iss. 5. P. 442–445. doi: 10.3103/S1068798X20050202

2. Ванцов С., Хомутская О., Лийн Е. Влияние конструктивных параметров на плоскую деформацию печатных плат // Электроника: наука, технология, бизнес. 2023. № 8 (229). С. 108–112. doi: 10.22184/1992-4178.2023.229.8.108.112

3. Potentials for Improvement of Resource Efficiency in Printed Circuit Board Manufacturing: A Case Study Based on Material Flow Cost Accounting / Y.-X. Wang, C.-H. Kuo, R. Song, A. H. Hu, S.-S. Zhang // Sustainability. 2017. Vol. 9, № 6. Art. № 907. 16 p. doi: 10.3390/su9060907

4. Ванцов С. В., Хомутская О. В., Лийн Е. А. Новые возможности автоматизации технологических процессов в приборостроении // Вестн. МГТУ "Станкин". 2023. № 3 (66). С. 129–136. doi: 10.47617/2072-3172_2023_3_129

5. Investigating the Solder Mask Defects Impact on Leakage Current on PCB under Condensing Humidity Conditions / Z. Kaichen, S.-B. Amir, I. Francesco, R.-C. Amol, H. Jørgen, M.-R. Jyothsna, B. Sajjad, A. Rajan // Microelectronics Reliability. 2023. Vol. 150, iss. 4. Art. № 115210. doi: 10.1016/J.Microrel.2023.115210

6. Cherkasov K. V., Meshkov S. A., Makeev M. O. Estimation of Influence of Technological Factors on Technological Variation of Assignment Indicators of

Frequency Mixers with Resonant-Tunnel Diodes as Nonlinear Elements // Intern. Conf. on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing (ICIEAM). Sochi, 20–24 May, 2024. P. 1077–1082. doi: 10.1109/ICIEAM60818.2024.10553749

7. Reliability Prediction of AlGaAs Resonant-Tunneling Diodes and Nonlinear Converters of Microwave Radio Signals Based on Them / S. A. Kozubnyak, S. A. Meshkov, O. S. Naraikin, E. N. Soboleva, V. D. Shashurin // Nanotechnologies in Russia. 2017. Vol. 12, № 7–8. P. 360–368. doi: 10.1134/S1995078017040127

8. Niknafs H., Faridkhah M., Kazemi C. Analytical Approach to Product Reliability Estimation Based on Life Test Data for an Automotive Clutch System // Mechanics and Mechanical Engineering. 2018. Vol. 22, № 4. P. 845–863. doi: 10.2478/mme-2018-0065

9. Engineering and Analytical Method for Estimating the Parametric Reliability of Products by a Low Number of Tests / A. G. Amosov, V. A. Golikov, M. V. Kapitonov, F. V. Vasilyev, O. K. Rozhdestvensky // Inventions. 2022. Vol. 7, № 1. Art. № 24. doi: 10.3390/inventions7010024

10. Data-driven simulation-based decision support system for resource allocation in industry 4.0 and smart manufacturing / M. Ehsan, F. Masood, T. Madjid, G. Morteza, H. C. Ng. Amos // J. of Manufacturing Systems. 2024. Vol. 72. P. 287–307. doi: 10.1016/j.jmsy.2023.11.019

11. IPC-6012B. Qualification and Performance Specification for Rigid Printed Boards. IPC Intern. Bannockburn, Ill., 2007. 56 p.
12. IPC-A-600G; Acceptability of Printed Boards. IPC Intern. Bannockburn, Ill., 2004, 140 p.
13. Korobkov M. A., Vasilyev F. V., Khomutskaya O. V. Analytical Model for Evaluating the Reliability of Vias and Plated Through-Hole Pads on PCBs // *Inventions*. 2023. Vol. 8, № 3. Art. № 77. doi: 10.3390/inventions8030077
14. The Method of Automated Evaluation of the Deformation of the Printed Circuit Board / O. V. Khomutskaya, A. M. Medvedev, M. A. Korobkov, S. V. Vancov // 2021 Intern. Conf. on Electrotechnical Complexes and Systems (ICOECS). Ufa, 27–29 Oct. 2021. Ufa State Aviation Technical University. P. 510–512. doi: 10.1109/ICOECS52783.2021.9657420
15. Printed Circuits Handbook. Ed. by C. F. Coombs Jr. 6th Ed. New York: McGraw-Hill, 2008. 1633 p. doi: 10.1036/0071467343
16. Transmission Step Wedges. URL: <https://www.stouffer.net/TransPage.htm> (дата обращения 14.11.2024).
17. Ибрафиров Х. С. Исследование методов бинаризации изображений // *Вестн. науки и образования*. 2017. Т. 2, № 6 (30). С. 43–50.
18. Исследование алгоритмов предобработки изображений для повышения эффективности распознавания медицинских снимков / П. А. Шагалова, А. Д. Ерофеева, М. М. Орлова, Ю. С. Чистякова, Э. С. Соколова // *Тр. НГТУ им. П. Е. Алексеева*. 2020. № 1 (128). С. 25–32.
19. Казбеков А. В., Максимов Н. А. Методы сравнения контуров в задачах распознавания образов // *Науч. вестн. Моск. гос. техн. ун-та гражданской авиации*. 2012. № 185. С. 37–42.
20. Drezner Z., Turel O., Zerom D. A Modified Kolmogorov-Smirnov Test for Normality // *Communications in Statistics – Simulation and Computation*. 2008. Vol. 39, iss. 4. P. 693–704. doi: 10.1080/03610911003615816

Информация об авторах

Коробков Максим Андреевич – магистр по направлению "Информатика и вычислительная техника" (2021, Московский авиационный институт), старший преподаватель и аспирант кафедры "Цифровые технологии и информационные системы" Московского авиационного института. Автор 29 научных работ. Сфера научных интересов: технологии проектирования, разработки и изготовления печатных узлов; методы оценки надежности электроники; информационные технологии в приборостроении; автоматизированные системы управления технологическими процессами; встраиваемые системы.

Адрес: Московский авиационный институт, Волоколамское шоссе, д. 4, Москва, 125993, Россия

E-mail: josef_turok@bk.ru

<https://orcid.org/0000-0001-7686-6300>

Барabanов Василий Сергеевич – бакалавр по направлению "Информационные системы и технологии" (2024, Московский авиационный институт). Автор четырех научных публикаций. Сфера научных интересов: встраиваемые системы на базе микроконтроллеров и ПЛИС; модели прогнозирования механических и электрических характеристик печатных плат; автоматизация и оптимизация процессов изготовления печатных плат; технологии изготовления электроники, автоматизированные системы управления; распознавание изображений.

Адрес: Московский авиационный институт, Волоколамское шоссе, д. 4, Москва, 125993, Россия

E-mail: BarabanovVas2002@gmail.com

<https://orcid.org/0009-0005-8653-8702>

References

1. Vantsov S. V., Vasil'ev F. V., Medvedev A. M., Khomutskaya O. V. Influence of Nonfunctional Contact Pads on Printed-Circuit Performance. *Russian Engineering Research*. 2020, vol. 40, iss. 5, pp. 442–445. doi: 10.3103/S1068798X20050202
2. Vantsov S., Khomutskaya O., Liin E. Influence of Design Parameters on Plane Deformation of Printed Circuit Boards. *Electronics: Science, Technology, Business*. 2023, no. 8 (229), pp. 108–113. (In Russ.) doi: 10.22184/1992-4178.2023.229.8.108.112
3. Wang Y.-X., Kuo C.-H., Song R., Hu A. H., Zhang S.-S. Potentials for Improvement of Resource Efficiency in Printed Circuit Board Manufacturing: A Case Study Based on Material Flow Cost Accounting. *Sustainability*. 2017, vol. 9, no. 6, art. no. 907, 16 p. doi: 10.3390/su9060907
4. Vantsov S. V., Khomutskaya O. V., Liin E. A. New Opportunities for Automation of Manufacturing Processes in Instrumentation. *Vestnik MSTU "Stankin"*. 2023, no. 3 (66), pp. 129–136. (In Russ.) doi: 10.47617/2072-3172_2023_3_129
5. Kaichen Z., Amir S.-B., Francesco I., Amol R.-C., Jørgen H., Jyothsna M.-R., Sajjad B., Rajan A. Investigating the Solder Mask Defects Impact on Leakage Current on PCB under Condensing Humidity Conditions. *Microelectronics Reliability*. 2023, vol. 150, iss. 4, art. no. 115210. doi: 10.1016/J.Microrel.2023.115210
6. Cherkasov K. V., Meshkov S. A., Makeev M. O. Estimation of Influence of Technological Factors on Technological Variation of Assignment Indicators of Frequency Mixers with Resonant-Tunnel Diodes as Nonlinear Elements. *Intern. Conf. on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing (ICIEAM)*. Sochi, 20–24 May 2024, pp. 1077–1082. doi: 10.1109/ICIEAM60818.2024.10553749

7. Kozubnyak S. A., Meshkov S. A., Naraikin O. S., Soboleva E. N., Shashurin V. D. Reliability Prediction of AlGaAs Resonant-Tunneling Diodes and Nonlinear Converters of Microwave Radio Signals Based on Them. *Nanotechnologies in Russia*. 2017, vol. 12, no. 7–8, pp. 360–368.
doi: 10.1134/S1995078017040127
8. Niknafs H., Faridkhah M., Kazemi C. Analytical Approach to Product Reliability Estimation Based on Life Test Data for an Automotive Clutch System. *Mechanics and Mechanical Engineering*. 2018, vol. 22, no. 4, pp. 845–863.
doi: 10.2478/mme-2018-0065
9. Amosov A. G., Golikov V. A., Kapitonov M. V., Vasilyev F. V., Rozhdestvensky O. K. Engineering and Analytical Method for Estimating the Parametric Reliability of Products by a Low Number of Tests. *Inventions*. 2022, vol. 7, no. 1, art. no. 24.
doi: 10.3390/inventions7010024
10. Ehsan M., Masood F., Madjid T., Morteza G., Amos H. C. Ng. Data-Driven Simulation-Based Decision Support System for Resource Allocation in Industry 4.0 and Smart Manufacturing. *J. of Manufacturing Systems*. 2024, vol. 72, pp. 287–307.
doi: 10.1016/j.jmsy.2023. 11.019
11. IPC-6012B. Qualification and Performance Specification for Rigid Printed Boards. IPC Intern. Bannockburn, Ill., 2007, 56 p.
12. IPC-A-600G; Acceptability of Printed Boards. IPC Intern. Bannockburn, Ill., 2004, 140 p.
13. Korobkov M. A., Vasilyev F. V., Khomutskaya O. V. Analytical Model for Evaluating the Reliability of Vias and Plated Through-Hole Pads on PCBs. *Inventions*. 2023, vol. 8, no. 3, art. no. 77.
doi: 10.3390/inventions8030077
14. Khomutskaya O. V., Medvedev A. M., Korobkov M. A., Vancov S. V. The Method of Automated Evaluation of the Deformation of the Printed Circuit Board. 2021 Intern. Conf. on Electrotechnical Complexes and Systems (ICOECS). Ufa, 27–29 Oct. 2021. Ufa State Aviation Technical University. P. 510–512.
doi: 10.1109/ICOECS52783.2021.9657420
15. Printed Circuits Handbook. Ed. by C. F. Coombs Jr. 6th Ed. New York, McGraw-Hill, 2008, 1633 p.
doi: 10.1036/0071467343
16. Transmission Step Wedges. Available at: <https://www.stouffer.net/TransPage.htm> (accessed 14.11.2024)
17. Israfilov Kh. S. Study of Image Binarization Methods. *Vestnik nauki i obrazovaniya*. 2017, vol. 2, no. 6 (30), pp. 43–50. (In Russ.)
18. Shagalova P. A., Erofeeva A. D., Orlova M. M., Chistyakova Yu. S., Sokolova E. S. Research of Application of Imaging Preprocessing Algorithms for Improving Efficiency of Recognition of Medical Pictures. *Trudy NGTU im. R. E. Alekseeva*. 2020, no. 1 (128), pp. 25–32. (In Russ.)
19. Kazbekov A. V., Maksimov N. A. Methods for Comparing Contours In Pattern Recognition Problems. *Civil Aviation High Technologies*. 2012, no. 185, pp. 37–42. (In Russ.)
20. Drezner Z., Turel O., Zerom D. A Modified Kolmogorov-Smirnov Test for Normality. *Communications in Statistics – Simulation and Computation*. 2008, vol. 39, iss. 4, pp. 693–704.
doi: 10.1080/03610911003615816

Information about the authors

Maksim A. Korobkov, Master in Informatics and Computer Science (2021, Moscow Aviation Institute (National Research University)), Senior Lecturer and Postgraduate Student of the Department of Digital Technologies and Information Systems of Moscow Aviation Institute (National Research University). The author of 29 scientific publications. Area of expertise: technologies for design, development and manufacturing of printed circuit boards and assemblies; methods for assessing the reliability of electronics; information technologies in instrumentation; automated control systems for manufacturing processes; embedded systems.
Address: Moscow Aviation Institute (National Research University), 4, Volokolamskoe highway, Moscow 125993, Russia
E-mail: josef_turok@bk.ru
<https://orcid.org/0000-0001-7686-6300>

Vasily S. Barabanov, Bachelor in Information Systems and Technologies (2024, Moscow Aviation Institute (National Research University)). The author of 4 scientific publications. Area of expertise: embedded systems and devices on the basis of MCU & FPGA; models for predicting mechanical and electrical PCB characteristics; automation and optimization PCB manufacturing processes; electronics manufacturing technologies; automated control systems; computer vision.
Address: Moscow Aviation Institute (National Research University), 4, Volokolamskoe highway, Moscow 125993, Russia
E-mail: BarabanovVas2002@gmail.com
<https://orcid.org/0009-0005-8653-8702>

Проектирование и технология радиоэлектронных средств

УДК 621.396.96

Научная статья

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2025-28-1-35-50>

Экспериментальное исследование метода когерентной совместной обработки в распределенном автомобильном радаре

А. А. Кузин, С. Е. Кузнецов, А. В. Мякинков, Р. С. Фадеев, С. А. Шабалин ✉

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

✉ shabalin.semyon@yandex.ru

Аннотация

Введение. Основой интеллектуальных систем помощи водителю зачастую являются радары, осуществляющие обнаружение, разрешение, сопровождение различных классов целей. Применение распределенной системы, основанной на МИМО-технологии, позволяет в значительной степени улучшить характеристики разрешения объектов по углу. При этом возникает сложность в обеспечении когерентного режима обработки данных, поступающих с двух или более радаров. Данная статья посвящена описанию радиолокационной системы миллиметрового диапазона длин волн с улучшенной разрешающей способностью по угловой координате в сравнении с моностатической и вопросу обеспечения синхронизации радаров, входящих в исследуемую систему.

Цель работы. Повышение разрешающей способности по угловой координате распределенной радиолокационной системы при совместной когерентной обработке сигналов двух МИМО-радаров.

Материалы и методы. Исследование разрешающей способности системы, состоящей из двух разнесенных радаров, проводилось экспериментально с использованием полнофункционального макета, для которого были разработаны алгоритмы фазовой синхронизации и совместной цифровой обработки сигналов, а также соответствующее программное обеспечение.

Результаты. Применение общего внешнего источника опорного сигнала в МИМО-радаров позволяет реализовать когерентный режим работы системы. Использование двух МИМО-радаров обеспечивает формирование бистатической виртуальной антенной решетки, что в 2 раза улучшает разрешающую способность по углу в сравнении с радаром, число приемных каналов которого в 2 раза меньше, чем размер бистатической виртуальной решетки.

Заключение. Экспериментальные исследования показывают увеличение разрешающей способности по угловой координате при формировании бистатической виртуальной антенной решетки. Использование внешнего опорного генератора позволяет обеспечить когерентный режим работы двух радаров и достигнуть точности взаимной синхронизации фаз в каналах бистатических подрешеток в несколько градусов.

Ключевые слова: бистатическая виртуальная решетка, МИМО-радар, разрешающая способность по угловой координате, когерентная обработка сигналов, диаграмма направленности

Для цитирования: Экспериментальное исследование метода когерентной совместной обработки в распределенном автомобильном радаре / А. А. Кузин, С. Е. Кузнецов, А. В. Мякинков, Р. С. Фадеев, С. А. Шабалин // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2025. Т. 28, № 1. С. 35–50. doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-1-35-50

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 24.07.2024; принята к публикации после рецензирования 16.10.2024; опубликована онлайн 28.02.2025



Experimental Study of Coherent Collaborative Processing Method in Distributed Automotive Radar

Andrey A. Kuzin, Stanislav E. Kuznetsov, Aleksandr V. Miakinkov,
Roman S. Fadeev, Semen A. Shabalin ✉

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

✉ shabalin.semyon@yandex.ru

Abstract

Introduction. Intelligent driver assistance systems are increasingly employing radar systems to detect, resolve, and track various classes of targets. The use of MIMO-based distributed systems allow the characteristics of object resolution by angle to be significantly improved. However, this is associated with the difficulty to ensure a coherent mode of processing data entering from two or more radar systems. This work compares a millimeter wavelength range radar system with improved angular resolution with a monostatic system. The issue of ensuring synchronization of radars comprising the system under study is addressed.

Aim. To increase the angular resolution of a distributed radar system with tandem coherent signal processing of two MIMO radars.

Materials and methods. The resolution of a system consisting of two spaced radars was investigated experimentally using a fully functional layout. Algorithms for phase synchronization and collaborative digital signal processing, along with appropriate software, were developed.

Results. The use of a common external reference signal source in MIMO radars makes it possible to implement a coherent system operation mode. Placement of two spaced MIMO radars ensures the formation of a bistatic virtual antenna array, which doubles the angle resolution, compared with a radar whose number of receiving channels is two times smaller than the size of a bistatic virtual array.

Conclusion. The conducted experimental studies demonstrated an increase in angular coordinate resolution during the formation of a bistatic virtual antenna array. The use of an external reference generator ensures the coherent operation of two radars, improving the accuracy of mutual phase synchronization in the channels of bistatic subarrays by several degrees.

Keywords: bistatic virtual array, MIMO radar, angular coordinate resolution, coherent signal processing, radiation pattern

For citation: Kuzin A. A., Kuznetsov S. E., Miakinkov A. V., Fadeev R. S., Shabalin S. A. Experimental Study of Coherent Collaborative Processing Method in Distributed Automotive Radar. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2025, vol. 28, no. 1, pp. 35–50. doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-1-35-50

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

Submitted 24.07.2024; accepted 16.10.2024; published online 28.02.2025

Введение. Активные системы помощи водителю (Advanced Driver-Assistance System – ADAS) все шире применяются в современных автомобилях. Основным видом систем технического зрения, применяемых в ADAS, являются радары миллиметрового диапазона длин волн [1, 2]. Существующие решения в основном сводятся к использованию фронтальных и боковых радаров. Фронтальные радары классифицируются как радары дальнего действия, средней дальности и ближнего действия [3, 4]. Различные типы радаров используются для обеспечения той или иной функции ADAS и работают независимо друг от друга. Например, радары

дальнего действия или средней дальности могут применяться для обеспечения функции адаптивного круиз-контроля, ближнего действия – для обеспечения функции автоматического экстренного торможения. Часто функции радаров дальнего и ближнего действия объединяются в одном устройстве. При использовании одиночных радаров возникает ряд ограничений, которые не могут быть сняты в рамках концепции применения радара как одиночного автономного устройства. Одним из таких ограничений является разрешающая способность по угловым координатам, которая определяется размером апертуры применяемой антенны.

В ряде работ рассматриваются методы совместной обработки сигналов или данных в системе из нескольких радаров. Совместная обработка может реализовываться в когерентном [5–8] или некогерентном [9, 10] режиме. Повысить угловое разрешение системы по сравнению с разрешением, соответствующим одиночному радару, можно только при совместной когерентной обработке сигналов. Однако фазовая синхронизация разнесенных миллиметровых радаров – задача, требующая специальных способов решения.

В [8] рассмотрен метод когерентной обработки multiple-input-multiple-output (MIMO) в сети радиолокационных сенсорных узлов с непрерывной частотной модуляцией (Frequency Modulated Continuous Wave – FMCW) с независимым синтезом сигналов. Показано, что высокоточные бистатистические измерения могут быть достигнуты так же, как и моностатические, без какого-либо внешнего когерентного интерфейса между узлами благодаря специальной методике коррекции фазового смещения. Это обеспечивает низкую стоимость соответствующего решения одновременно с высокой эффективностью.

Использование независимого синтеза сигналов в разных узлах системы приводит к росту фазового шума при реализации на выходе совместной обработки [8] и, как следствие, к снижению точности измерений. Лучшие результаты могут быть получены, если в системе имеется источник общего опорного сигнала, обеспечивающий синхронизацию всех узлов [5, 11, 12]. Этот класс систем обеспечивает наилучшую эффективность с точки зрения максимизации отношения сигнал-шум (ОСШ), разрешающей способности и точности.

В данной статье рассматривается работа распределенной радиолокационной системы автомобиля диапазона 76...77 ГГц с улучшенной разрешающей способностью по угловым координатам при совместной когерентной обработке сигналов. Анализируется подход, при котором распределенные элементы системы формируют антенную решетку, имеющую значительно большую апертуру, чем апертуры отдельных радаров.

Расположение радаров миллиметрового диапазона в десятках сантиметров друг от друга (например, 0,5 м) не позволяет использовать

их как разреженную антенную решетку, поскольку шаг такой решетки настолько больше длины волны, что период интерференционных лепестков сравним с шириной основного лепестка диаграммы направленности (ДН). Приемлемым способом увеличения когерентной апертуры и повышения углового разрешения является формирование MIMO-решетки с виртуальными элементами, соответствующими бистатистическим парам, которые образованы передающими элементами решетки одного датчика и приемными элементами другого [6]. Соответствующая виртуальная решетка формируется вне апертур физических датчиков и располагается между ними. Поскольку апертура виртуальной бистатистической решетки формируется как совокупность передающей и приемной апертур обоих радаров, ее размер больше, чем апертуры решеток каждого датчика. При формировании бистатистической MIMO-решетки эхосигнал, соответствующий передатчику одного узла, преобразуется в низкочастотный сигнал с использованием подстраиваемого гетеродина другого узла.

Для фазовой синхронизации радаров в предлагаемой к рассмотрению системе рассматривается способ синхронизации генераторов, управляемых напряжением (ГУН), радаров за счет подачи внешнего опорного тактового сигнала.

Принципы формирования бистатистической виртуальной решетки. Рассмотрим принцип построения бистатистической виртуальной антенной решетки. Как известно [13], каждой паре передающей и приемной антенн в MIMO-радаре соответствует виртуальная приемопередающая антенна. Если рассмотреть систему из одной передающей антенны с ДН $F_{\Pi}(\alpha)$ и $N_{\text{пр}}$ приемных с ДН $F_{\text{пр}}(\alpha)$, получим $N_{\text{пр}}$ виртуальных приемопередающих антенн, каждая из которых имеет ДН $F_{\text{пп}}(\alpha) = F_{\Pi}(\alpha)F_{\text{пр}}(\alpha)$, а образованная ими виртуальная антенная решетка имеет ДН

$$\begin{aligned} F_{\text{вирт}}(\alpha) &= F_{\text{пп}}(\alpha)F_{\text{реш}}(\alpha) = \\ &= F_{\Pi}(\alpha)F_{\text{пр}}(\alpha)F_{\text{реш}}(\alpha), \end{aligned} \quad (1)$$

где $F_{\text{реш}}(\alpha)$ – множитель решетки, равный ДН антенной решетки, составленной из ненаправленных элементов. Если используется линейная

решетка, координаты виртуальных элементов определяются как координаты отсчетов пространственного сигнала, полученного вычислением свертки последовательности единичных импульсов, соответствующих положению физических передающих и приемных антенн [14]. При выполнении условия дальней зоны ДН виртуальной антенны не зависит от удаления передающих и приемных антенн друг от друга.

При добавлении к системе второго передатчика, излучающего сигнал, ортогональный сигналу первого передатчика, фазовые центры виртуальных антенн, соответствующих парам, образованным вторым передатчиком и теми же приемными антеннами, будут смещены относительно фазовых центров первой группы виртуальных антенн на расстояние, соответствующее расстоянию между передающими антеннами. Каждая из передающих антенн излучает сигнал, фазовый фронт которого в пространстве в силу ортогональности сигналу другого передатчика не складывается когерентно, т. е. ДН передающей антенны как антенной решетки не формируется. Следовательно, полученная система также сводится к совокупности одной передающей антенны с ДН $F_{\Pi}(\alpha)$ и приемной виртуальной антенны, элементами которой являются виртуальные элементы, образованные физическими приемными антеннами с первой и второй передающими антеннами. При этом ДН полученной приемопередающей антенны определяется выражением (1).

Таким образом, если разместить на бампере автомобиля 2 радара на некотором расстоянии

L_0 друг от друга, то можно для формирования виртуальных антенн использовать передающие и приемные антенны, принадлежащие разным радарам, при условии обеспечения их взаимной фазовой синхронизации. Виртуальную аперттуру, полученную таким образом, будем называть бистатической виртуальной аперттурой.

Рассмотрим пример конфигурации линейной виртуальной решетки (рис. 1), полученной при использовании двух линейных МИМО-радаров, имеющих конфигурацию 2Т4R (две передающие антенны и четыре приемные). Передающие антенны обозначены $\Pi_{i,j}$, где i – номер радара; j – номер передающей антенны. Приемные антенны обозначены $\Pi_{i,k}$, где k – номер приемной антенны i -го радара. В предположении, что каждый из отдельных радаров реализует традиционную обработку МИМО, создаются две линейные моностатические виртуальные антенные решетки, состоящие из 8 элементов, которые обозначены $V_{i,j,k}$. Если расстояние между фазовыми центрами физических элементов приемной антенны обозначить d_{Rx} , то расстояние между передающими физическими элементами $d_{Tx} = 4d_{Rx}$. Расстояние d_{Rx} выбирают из условия однозначности измерения угловой координаты в заданном секторе углов. Это расстояние определяет также расстояние между виртуальными элементами МИМО-решетки: $d_{\text{вирт}} = d_{Rx}$.

Помимо моностатических виртуальных решеток можно рассмотреть бистатическую вир-

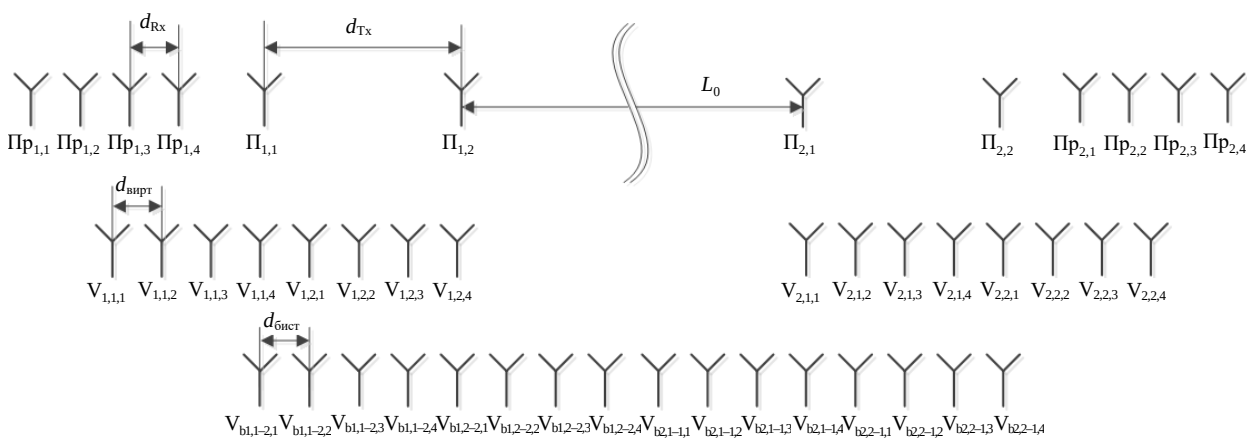


Рис. 1. Формирование виртуальных апертур двух разнесенных МИМО-решеток

Fig. 1. Formation of virtual apertures of two spaced MIMO arrays

туальную антенную решетку (рис. 1), элементы которой обозначены $V_{bi,j-m,k}$, где i – номер радара, у которого для формирования виртуального элемента используется передающая антенна с номером j ; m – номер радара, у которого используется приемная антенна с номером k . Эта виртуальная решетка представляет собой однородную линейную антенную решетку, состоящую из 16 элементов с расстоянием между элементами, равным $d_{\text{бист}} = d_{\text{Rx}}$. Ширина луча по азимуту (разрешение по азимуту) бистатической виртуальной решетки вдвое меньше, чем каждого из радаров.

Радары, используемые для формирования бистатической виртуальной ММО-решетки, должны быть взаимно ориентированы в соответствии со следующими требованиями.

Во-первых, расположение каналов передачи и приема у объединяемых радаров должно быть таким, чтобы формируемые бистатические виртуальные решетки, образованные передатчиками одного радара и приемниками другого, не перекрывались, а располагались в пространстве как продолжение друг друга. Наиболее эффективным способом взаимного расположения является зеркальное, как это показано в примере на рис. 1, а также схематично на рис. 2, б. Если радары расположить одинаково, две бистатические подрешетки Tx1-Rx2 и Tx2-Rx1 полностью перекрываются (рис. 2, а) и результирующая апертура не увеличивается, как и угловое разрешение. При зеркальном расположении две бистатические подрешетки разделяются в пространстве и общая апертура увеличивается.

Результирующая апертура $L_{\text{рез}} = 2L_{\text{бист}} + \Delta x_{\text{TxRx, гран}} - L_{\text{пр}}$, где $L_{\text{бист}}$ – размер бистатической подрешетки, сформированной передающими каналами одного радара и приемными каналами другого радара; $\Delta x_{\text{TxRx, гран}}$ – расстояние между крайними элементами передающей и приемной части каждого из радаров; $L_{\text{пр}}$ – расстояние между крайними элементами приемной антенны одного радара.

Во-вторых, для обеспечения взаимного смещения между бистатическими подрешетками необходимо выдерживать определенное расстояние $\Delta x_{\text{TxRx, ц}}$ между геометрическими центрами передающей и приемной антенн каждого из радаров. В противном случае зеркальное расположение датчиков теряет смысл, поскольку обе бистатические подрешетки оказываются друг под другом. Часто передающие и приемные антенны отдельных ММО-радаров располагают друг под другом, совмещая их геометрические центры из соображений удобства компоновки антенны относительно выводов микросхемы приемопередатчика. Такие радары при объединении в сеть не позволят увеличить размер виртуальной апертуры свыше размера виртуальной апертуры каждого из радаров.

Наконец, расстояние между крайними элементами передающей и приемной части каждого из радаров $\Delta x_{\text{TxRx, гран}}$, которое, за вычетом размера приемной антенны одного радара, обуславливает расстояние между крайними элементами бистатических подрешеток, должно быть таким, чтобы при построении ДН ре-

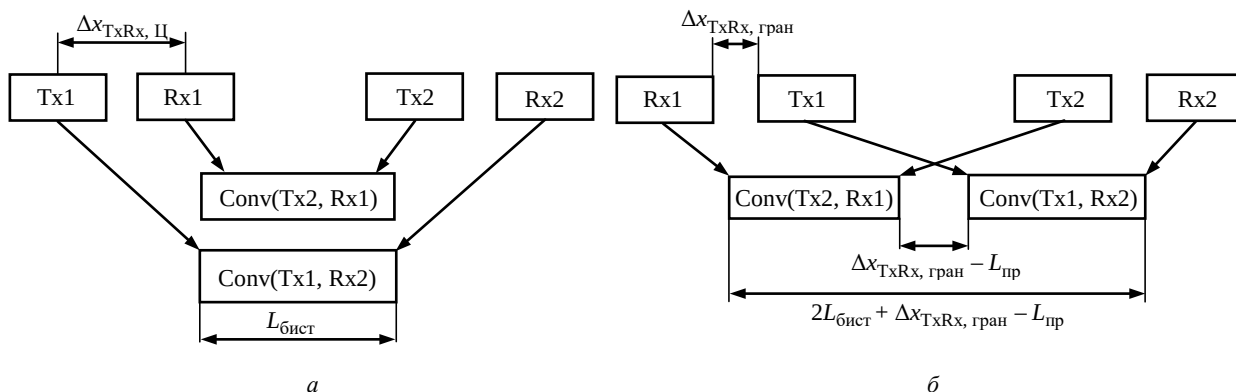


Рис. 2. Взаимное расположение радаров при формировании виртуальной решетки: а – одинаковое; б – зеркальное

Fig. 2. The relative location of radars during the formation of a virtual array: а – identical; б – mirrored

зультатирующей бистатической виртуальной решетки не возникал разрыв между виртуальными бистатическими подрешетками. В противном случае возникнут интерференционные максимумы из-за разреженного характера объединенной решетки.

Проблема синхронизации при когерентном объединении. Требования к точности синхронизации. Ошибки фазовой синхронизации сигналов в каналах антенной решетки (АР) приводят к искажениям ДН. На рис. 3 показано влияние двух видов ошибок на ДН бистатической виртуальной решетки, образованной двумя радарми формата 1T4R (одна передающая и четыре приемные антенны). Кривыми 1 и 3 показаны ДН соответственно одной бистатической подрешетки и полной виртуальной бистатической решетки для луча, сформированного по нормали к АР при отсутствии фазовых ошибок. Кривыми 2, 4 показана реализация ДН подрешетки и реализация полной бистатической решетки при наличии случайных нескомпенсированных фазовых сдвигов между каналами, равномерно распределенными в диапазоне $[-15^\circ, 15^\circ]$. Такие ошибки приводят к некоторому повышению уровня боковых лепестков, но не сказываются заметно на положении основного лепестка. Кривой 5 показана ДН бистатической виртуальной решетки для случая, когда между каналами, относящимися к разным подрешеткам (Tx1-Rx2 и Tx2-Rx1), имеется постоянный фазовый сдвиг 60° .

Видно, что при этом максимум ДН получает существенный сдвиг (примерно на 7°), а первый

боковой лепесток возрастает примерно на 6 дБ. Если сдвиг между каналами подрешеток достигнет 180° , в направлении нормали сформируется ноль ДН вместо максимума. Таким образом, взаимные систематические сдвиги фаз между каналами бистатических подрешеток могут приводить к недопустимым искажениям ДН. Расчеты показывают, что случайные фазовые сдвиги между каналами как одиночных подрешеток, так и бистатической виртуальной решетки, при которых не возникает существенных искажений ДН, составляют единицы градусов.

Архитектура макета. Возможности фазовой синхронизации и совместной обработки сигналов в распределенной системе исследовались при помощи разработанного макета, состоящего из двух радаров диапазона 76...77 ГГц. В каждом из них для формирования бистатической виртуальной решетки доступно по одной передающей патч-антенне, представленной в виде столбца из печатных прямоугольных элементов (патчей), и восьми приемных столбцов аналогичной конструкции. Внешний вид антенн показан на рис. 4.

Оба радара имеют общий источник опорного тактового сигнала, который представляет собой кварцевый генератор с частотой 100 МГц. Кроме того, оба радара соединены друг с другом с помощью сигнала временной синхронизации (триггера).

Общая функциональная схема макета распределенной системы с учетом особенностей реализации представлена на рис. 5.

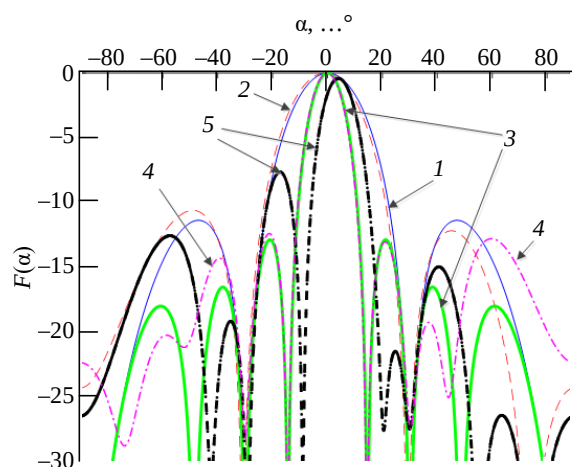


Рис. 3. Иллюстрация влияния случайных фазовых отклонений
Fig. 3. Illustration of the effect of random phase deviations

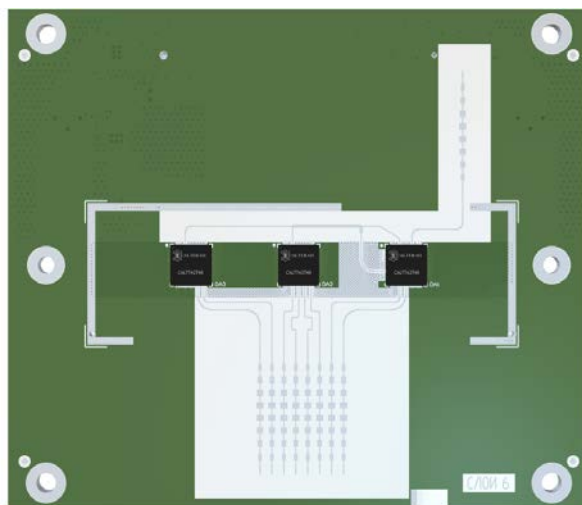


Рис. 4. Внешний вид макета антенны

Fig. 4. Antenna layout

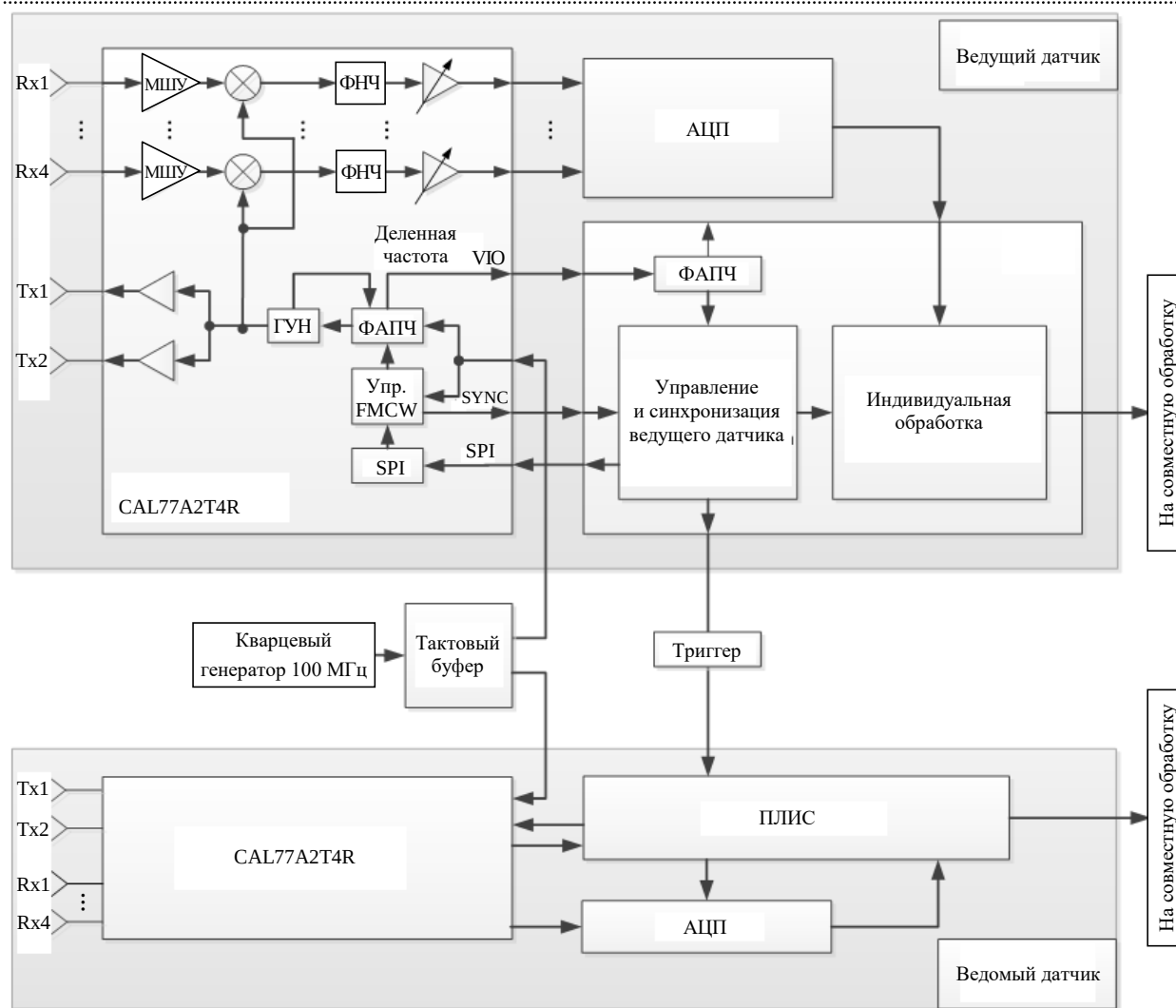


Рис. 5. Общая функциональная схема радиолокационной системы с учетом особенностей реализации

Fig. 5. General functional scheme of the radar system, taking implementation features into account

Общий кварцевый генератор обеспечивает синхронизацию системы фазовой автоподстройки частоты ФАПЧ в радиочастотной части каждого радара. Синхронизация цифрового вычислителя осуществляется специальным сигналом, формируемым делением частоты опорного тактового сигнала.

Микросхема приемопередатчика CAL77A2T4R используется в радиочастотной части обоих радаров. Эта микросхема объединяет четырехканальный гомодинный приемник, 2 передатчика, синтезатор частот и генератор радиолокационных сигналов с непрерывной частотной модуляцией. Часть системы цифровой обработки сигналов (ЦОС) основана на использовании программируемой логической интегральной схемы ПЛИС, в которой реализован блок управления временной синхронизацией и индивидуальной обработкой сигналов.

Сигнал опорной частоты (тактовый сигнал) от общего кварцевого генератора проходит через тактовый буфер и поступает на тактовые входы микросхем радиочастотного приемопередатчика ведущего и ведомого радаров. Низкочастотный сигнал (20 МГц) используется для синхронизации цифровой обработки. Этот сигнал формируется внутри микросхемы CAL77A2T4R делением частоты опорного тактового сигнала. С выходного контакта VIO радиочастотного приемопередатчика он поступает на ПЛИС, где используется для генерации тактового сигнала для аналого-цифрового преобразователя АЦП и блока временной синхронизации.

Выходной сигнал синхронизации (триггер) блока управления синхронизацией ведущего датчика поступает на вход ведомого радара с помощью внешнего кабеля.

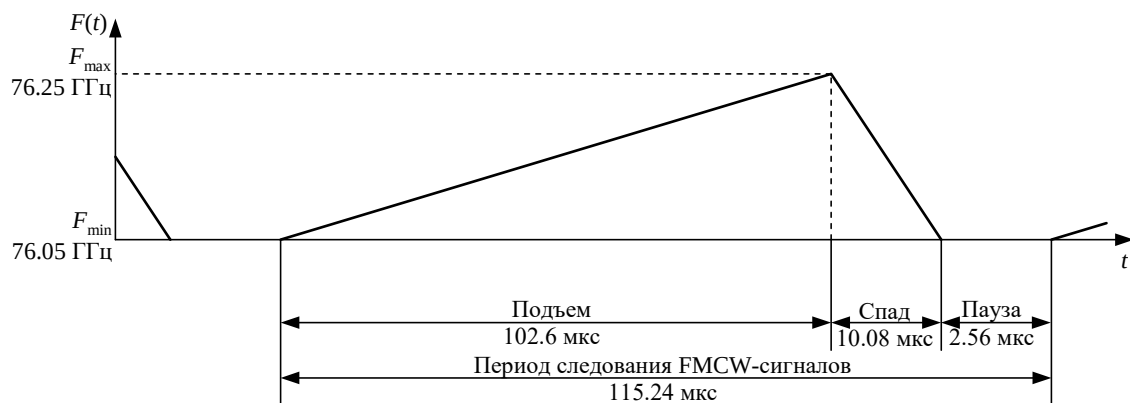


Рис. 6. Временные и частотные параметры перестройки частоты

Fig. 6. Time and frequency parameters of frequency tuning

Записанные во внутреннюю память ПЛИС обоих радаров отсчеты сигналов передаются по интерфейсу Ethernet для последующей совместной обработки на персональный компьютер.

Ведущий и ведомый радары макета имеют одинаковые параметры излучаемого сигнала. Используется квазипериодический сигнал с линейной частотной модуляцией. Временные и частотные параметры перестройки частоты показаны на рис. 6. Основными параметрами сигнала являются: нижняя и верхняя граничные частоты $f_{\min} = 76.05$ ГГц; $f_{\max} = 76.25$ ГГц; время нарастания частоты $t_{\text{нар}} = 102.6$ мкс (рабочий участок, на котором формируются отсчеты сигнала в приемном тракте после гомодинного преобразования частоты); время спада $t_{\text{сп}} = 10.08$ мкс; пауза $t_{\text{пауз}} = 2.56$ мкс. Сумма перечисленных интерва-

лов образует период повторения периодов перестройки частоты $T_{\Pi} = 115.24$ мкс. Для накопления и обнаружения отраженного от цели сигнала используется 256 периодов повторения.

Также ведущий и ведомый датчики имеют одинаковые параметры АЦП: 12 бит, частота дискретизации 5 МГц.

Алгоритм синхронизации. Необходимая для совместной когерентной обработки сигналов фазовая синхронизация выполняется в 3 этапа. На первом этапе при включении питания радаров выполняется временная синхронизация. Ведущий датчик на синхронизирующем выходе своей микросхемы CAL77A2T4R формирует периодический сигнал, отображающий рабочий интервал каждого периода перестройки частоты (в течение которого формируются дискретные отсчеты АЦП). На рис. 7 показаны

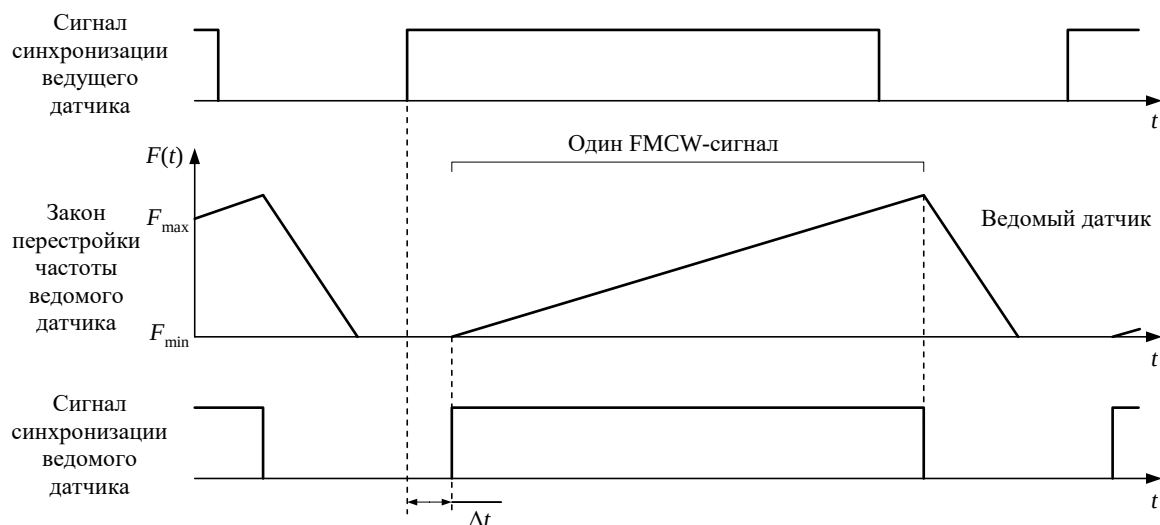


Рис. 7. Временные диаграммы сигналов синхронизации и закона перестройки частоты

Fig. 7. Time diagrams of synchronization signals and the law of frequency tuning

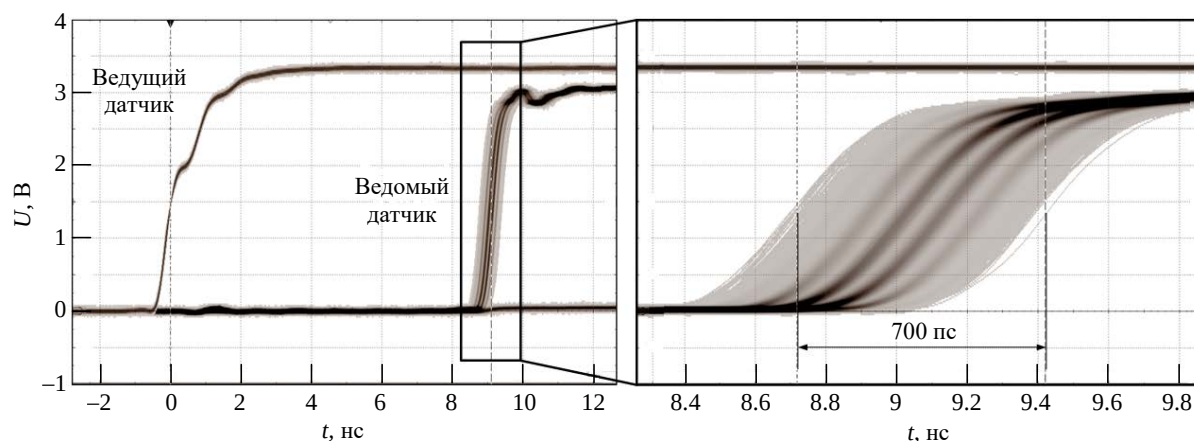


Рис. 8. Осциллограммы сигналов синхронизации ведущего и ведомого датчиков
Fig. 8. Waveforms of the synchronization signals of the master and slave sensors

временные диаграммы сигналов синхронизации и закона перестройки частоты ведомого датчика. Временное положение стробов ведомого датчика подстраивается под временное положение сигнала синхронизации ведущего за счет реализации алгоритма на ПЛИС, основанного на подсчете числа тактовых импульсов на интервале действия строба. Этот алгоритм обеспечивает подстройку с точностью до периода сигнала тактовой частоты 100 МГц (10 нс). Таким образом, систематическая ошибка временной синхронизации для разных реализаций не выходит за пределы 10 нс.

Продолжительность процесса временной синхронизации составляет около 5 с. Далее микросхемы работают независимо. Осциллограммы сигналов синхронизации от CAL77A2T4R ведущего и ведомого датчиков показаны на рис. 8. Видно, что задержка сигнала синхронизации

ведомого радара относительно ведущего составляет около 9 нс. Она может меняться при каждом включении питания, но не превышает 10 нс.

Следует отметить, что в течение длительного интервала наблюдения (около 10 с) фронт синхросигнала ведомого датчика колеблется относительно фронта сигнала ведущего датчика. На рис. 8 также показан фронт сигнала ведомого радара в увеличенном масштабе. Дрожание фронта (джиттер) составляет около 700 пс ($\sim \pm 350$ пс).

На рис. 9 показаны частотные спектры $A(f)$ на выходах приемных каналов ведомого радара: прямого сигнала, излучаемого передатчиком ведущего радара, а также сигнала, отраженного от цели. Чтобы применить фазовую компенсацию в каналах приемника, необходимо сместить все спектральные составляющие на значение частоты прямого сигнала, взятое с обратным знаком. Оценка частоты

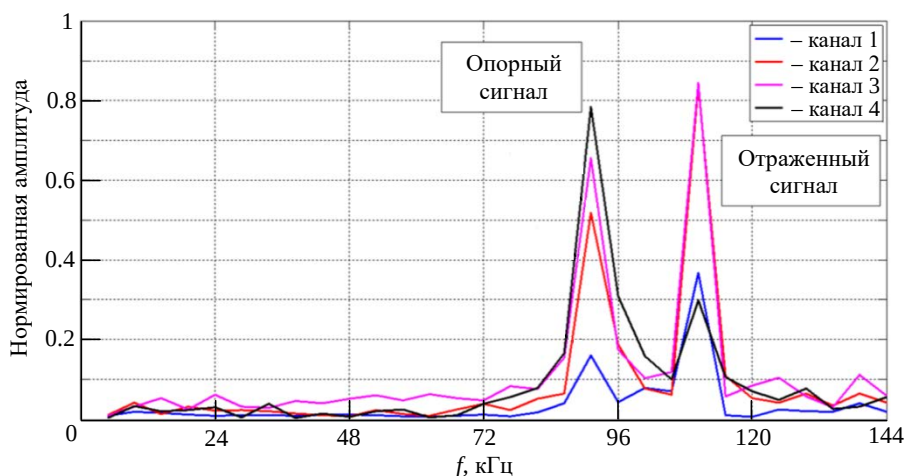


Рис. 9. Часть амплитудно-частотного спектра сигнала ведомого радара

Fig. 9. Part of the amplitude-frequency spectrum of the slave radar signal

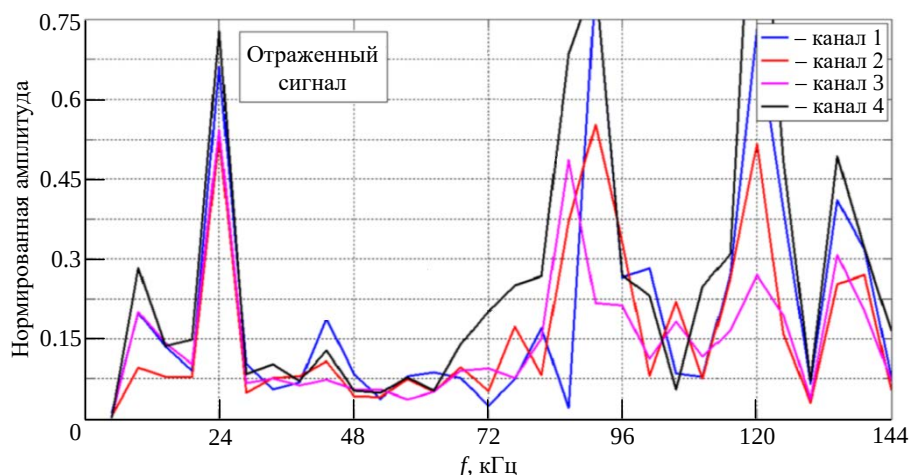


Рис. 10. Часть амплитудно-частотного спектра сигнала ведущего радара

Fig. 10. Part of the amplitude-frequency spectrum of the master radar signal

прямого сигнала определяется по положению максимума спектра. Для повышения точности данной оценки использовался метод интерполяции максимума спектра параболой, построенной по трем точкам – отсчету с максимальной амплитудой и двум соседним [15]. Вид спектра $A(f)$ после выполнения частотного сдвига всех спектральных составляющих показан на рис. 10. Справа от спектральных составляющих, соответствующих уголкового отражателя (УО), видны отражения от объектов окружающей обстановки. Для того чтобы отделить их от сигналов, отраженных от УО, обеспечивалась зона, свободная от отражений, на дальностях, меньших и больших, чем дальность до УО.

После выравнивания частот отраженных сигналов, соответствующих разным датчикам, вычислялась разность фаз между каналами, в том числе между каналами внутри каждой из подрешеток и каналами, соответствующими разным решеткам. Фазы в каналах привязывались к фазе одного из каналов, выбранного опорным. Вычислялись фазовые коэффициенты каждого канала, обеспечивающие компенсацию разности фаз каналов по отношению к опорному. На рис. 11 показаны зависимости фаз $\varphi(n)$ в четырех каналах одной бистатической подрешетки и четырех каналах другой бистатической подрешетки в зависимости от номера обзора n . Видно, что значения этих фаз остаются стабильными на интервале наблюдения.

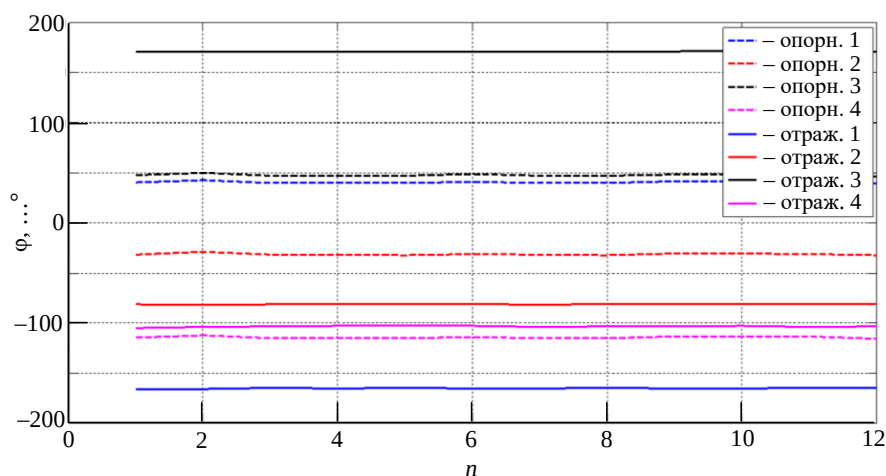


Рис. 11. Соотношения фаз комплексных амплитуд сигналов в приемных каналах между ведущим (опорный сигнал) и ведомым (отраженный сигнал) радарами

Fig. 11. Phase ratios of complex signal amplitudes in the receiving channels between the master (reference signal) and the slave (reflected signal) radars

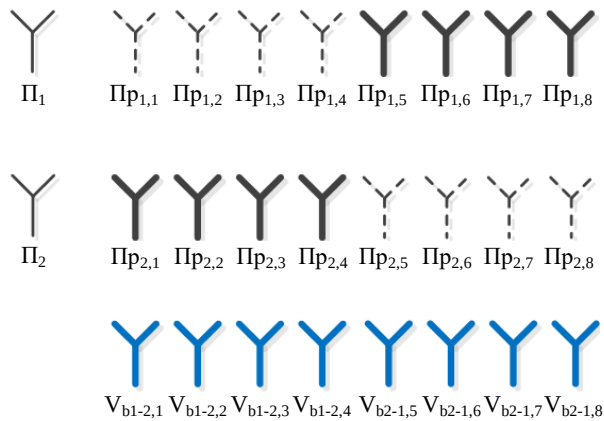


Рис. 12. Расположение физических и бистатических апертур для случая двух одинаково ориентированных радаров

Fig. 12. Positioning of physical and bistatic apertures for the case of two same-oriented LRRs

Результаты экспериментального исследования. Для эксперимента использовались 2 идентичных радара, антенны которых соответствуют рис. 4. Радары располагались вертикально друг над другом. Для формирования восьми-элементной виртуальной бистатической решетки используются первый передатчик и 4 приемных канала второго радара, а также второй передатчик и 4 приемных канала первого радара, как это показано на рис. 12.

Сценарий проведения эксперимента иллюстрируется рис. 13. На расстоянии 5 м от распределенной радиолокационной системы устанавливали сначала один уголкового отражателя для проведения процедуры калибровки пространственных каналов, а затем 2 отражателя

на угловом расстоянии, в 2 раза меньшем, чем элемент разрешения по азимуту одной бистатической подрешетки. На рис. 13 обозначено: P1, P2 – радары, входящие в состав распределенной системы; УО – уголкового отражатель. Слева на рис. 13 – сценарий проведения амплитудно-фазовой синхронизации радаров, справа – исследование разрешающей способности когерентной распределенной системы. Также на рис. 13 схематично показаны ДН одной бистатической подрешетки (кривая 1) и полной бистатической виртуальной решетки (кривая 2).

Целью исследования являлась оценка повышения разрешающей способности бистатической виртуальной решетки по сравнению с одним радаром, имеющим в 2 раза меньше приемных каналов, чем виртуальная бистатическая решетка, а также по сравнению с одной бистатической подрешеткой с тем же числом каналов, что и одиночный радар. Для оценки углового разрешения вычисляли пространственный спектр отсчетов сигнала, полученных в каналах бистатической решетки.

На рис. 14 показаны графики амплитуд пространственных спектров в зависимости от угловой координаты α (азимут), полученных в каналах каждой из бистатических подрешеток (сформированных передатчиком одного из радаров и приемными каналами другого), а также в приемных каналах всей бистатической виртуальной решетки, образованной двумя подрешетками, до применения процедуры взаимной

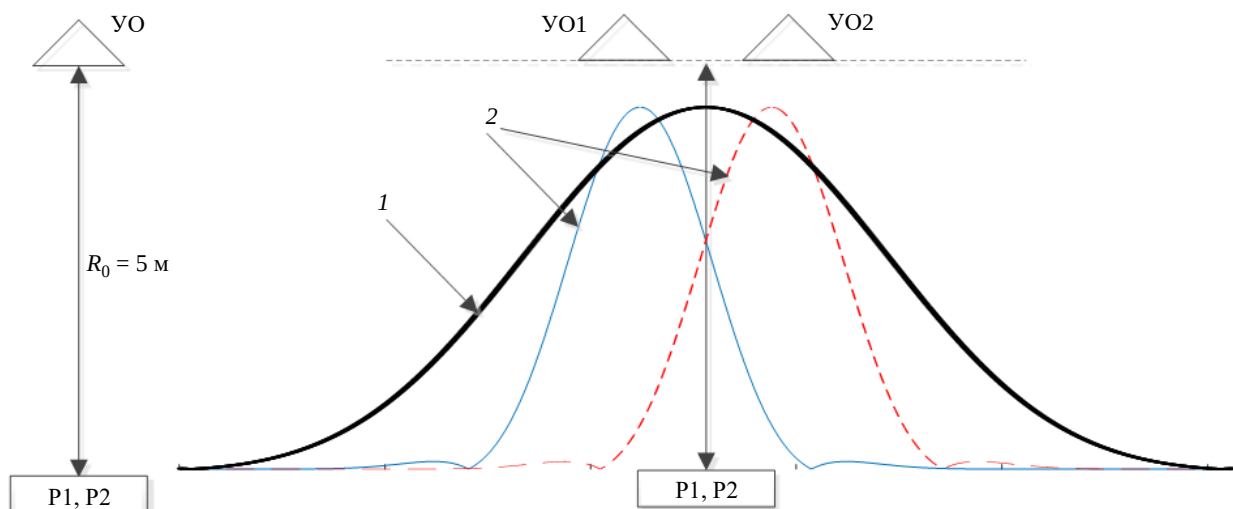


Рис. 13. Взаимное расположение радаров и УО

Fig. 13. Relative location of radars and corner reflector

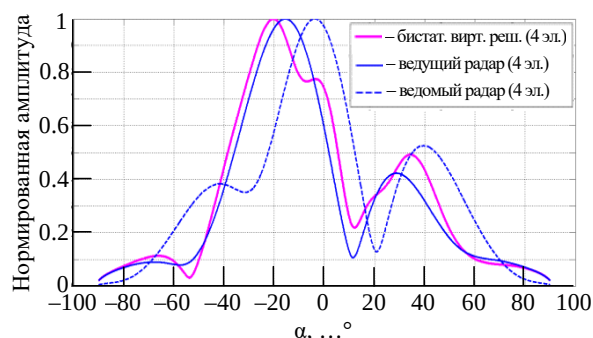


Рис. 14. Экспериментальный пространственный спектр перед процедурой фазирования по УО, установленному на угле 0° по азимуту

Fig. 14. Experimental spatial spectrum prior to the phasing procedure according to the corner reflector set at an angle of 0° in azimuth

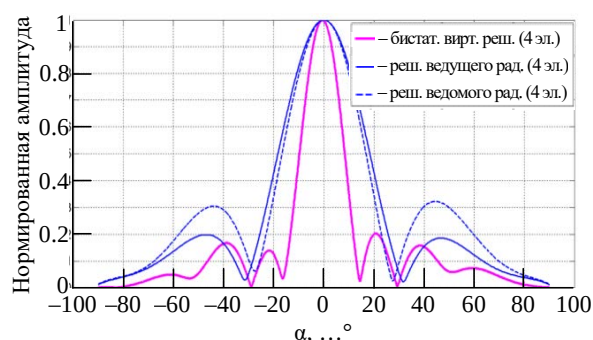


Рис. 15. Экспериментальный пространственный спектр после процедуры фазирования по УО, установленному на угле 0° по азимуту

Fig. 15. Experimental spatial spectrum following the phasing procedure according to the UO set at an angle of 0° in azimuth
синхронизации. Видно, что сужения пространственного спектра при объединении подрешеток не наблюдается. При этом боковые лепестки носят случайный характер.

На рис. 15 показаны бистатистические пространственные спектры при отражении сигнала от одного углового отражателя, расположенно-

го в направлении нормали, после процедуры фазирования приемных каналов. Видно, что ширина пространственного спектра в полной бистатистической решетке в 2 раза меньше, чем в каждой из подрешеток.

На рис. 16 показаны пространственные спектры отсчетов сигналов в каналах бистатистических подрешеток и полной бистатистической виртуальной решетки при расположении УО под углом -10° и $+10^\circ$ относительно нормали к антенной системе. Положение максимума пространственного спектра в каналах бистатистической виртуальной решетки соответствует направлению на УО.

Далее были проведены эксперименты по угловому разрешению двух угловых отражателей. На рис. 17, а, б показаны пространственные спектры, полученные с использованием виртуальной бистатистической решетки, соответственно до выполнения процедуры фазирования и после нее. Видно, что после фазирования каналов бистатистическая виртуальная решетка обеспечивает угловое разрешение двух УО, расположенных в направлениях -5° и 15° , которые не разрешаются при использовании четырех приемных каналов, соответствующих одному радару.

Также были построены пространственные спектры для физической приемной антенны из 8 элементов ведомого радара в бистатистическом режиме по сигналу от ведущего передатчика. Результаты представлены на рис. 18.

Заключение. Результаты экспериментального исследования распределенной радиолокационной системы транспортного средства, состоящей из двух разнесенных радаров, показывают, что фор-

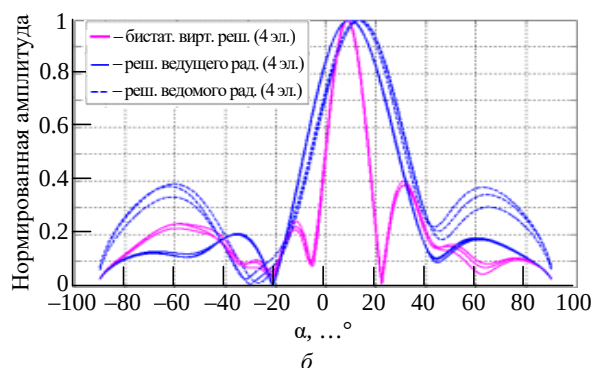
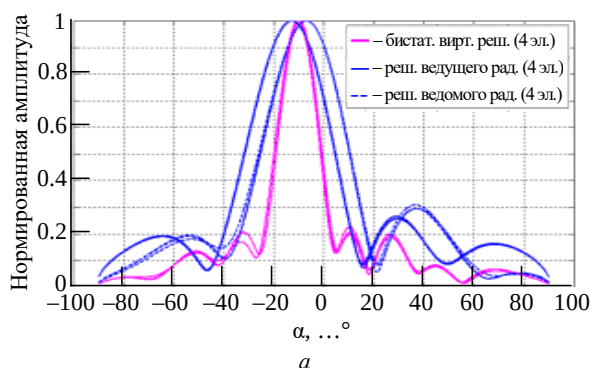


Рис. 16. Экспериментальные пространственные спектры для УО, установленных на направление -10° (а) и $+10^\circ$ (б) после процедуры фазировки

Fig. 16. Experimental spatial spectra for the corner reflector set to the direction of -10° (a) и $+10^\circ$ (b) following the phasing procedure

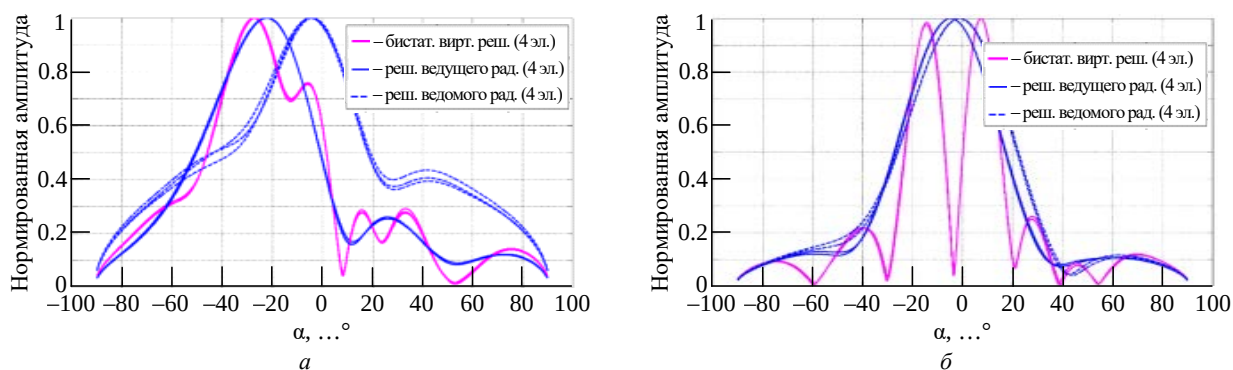


Рис. 17. Экспериментальные пространственные спектры для двух УО, находящихся на $+10^\circ$ и -10° , до процедуры фазирования (а) и после процедуры фазирования (б)

Fig. 17. Experimental spatial spectra for two corner reflectors located at $+10^\circ$ and -10° before the phasing procedure (a) and after the phasing procedure (b)

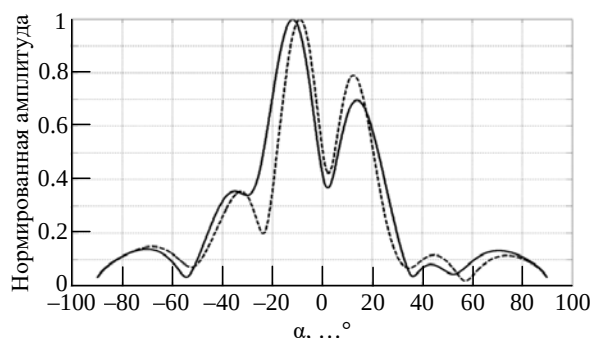


Рис. 18. Экспериментальные пространственные спектры двух УО на направлениях $\pm 10^\circ$ (штриховая линия) и $\pm 15^\circ$ (сплошная линия) в бистатическом режиме с использованием восьмизлементной приемной решетки (ведущий радар передающий, ведомый радар приемный)

Fig. 18. Experimental spatial spectra of two corner reflectors in the directions $\pm 10^\circ$ and $\pm 15^\circ$ in the bistatic mode using an eight-element receiving array (transmitting master radar, receiving slave radar)

мирование бистатической виртуальной антенной решетки позволяет повысить разрешающую способность по угловой координате в 2 раза по сравнению с разрешающей способностью каждого из радаров, входящих в состав системы.

Для обеспечения когерентной работы двух радаров были разработаны способ и алгоритм

синхронизации, основанные на использовании общего внешнего опорного сигнала. Предложенный способ обеспечивает точность взаимной синхронизации фаз в каналах бистатических подрешеток в несколько градусов. Такая погрешность, как показали теоретические расчеты, не оказывает заметного влияния на форму ДН и ширину луча, определяющие угловое разрешение.

Результаты обработки экспериментальных сигналов продемонстрировали повышение разрешающей способности в 2 раза. Это подтверждается раздельным обнаружением сигналов от двух угловых отражателей, которые не могут быть разрешены радаром, число приемных каналов которого в 2 раза меньше, чем размер бистатической виртуальной решетки. Были получены пространственные спектры сигналов в раскрыве бистатической виртуальной апертуры для двух отражателей, отстоящих друг от друга на 20° и 30° . Эти пространственные спектры содержат 2 отдельных максимума в отличие от спектров, соответствующих каждой из подрешеток.

Авторский вклад

Кузин Андрей Алексеевич – проведение экспериментального исследования и построение пространственных спектров сигналов точечных целей, расположенных на заданных направлениях.

Кузнецов Станислав Евгеньевич – проведение процедуры фазирования подрешеток, входящих в состав радарной системы; правка текста.

Мякинков Александр Валерьевич – разработка и проведение математического моделирования антенн радаров; описание и формирование архитектуры бистатической виртуальной решетки; анализ разрешающих свойств системы; оформление основных результатов и выводов.

Фадеев Роман Сергеевич – проведение экспериментального исследования и реализация алгоритма синхронизации для совместной когерентной обработки сигналов.

Шабалин Семен Андреевич – построение топологий антенных решеток радаров; редактирование и правка текста; подбор литературы.

Author's contribution

Andrey A. Kuzin, experimental study and constructing spatial spectrums of signals of point targets located in specified directions.

Stanislav E. Kuznetsov, carrying out the procedure for phasing the subarrays that are part of the radar system; text editing.

Aleksandr V. Miakinkov, development and implementation of mathematical modeling of radar antennas; description and formation of the architecture of a bistatic virtual array; analysis of the resolving properties of the system; design of the main results and conclusions.

Roman S. Fadeev, experimental study and implementation of the synchronization algorithm for collaborative coherent signal processing.

Semen A. Shabalin, radar antenna array topologies design; text editing; literature selection.

Список литературы

1. Automotive RADAR / H. Winner, S. Hakuli, F. Lotz, C. Singer // Handbook of Driver Assistance Systems. Basic Information, Components and Systems for Active Safety and Comfort. Cham: Springer, 2016. P. 325–403. doi: 10.1007/978-3-319-12352-3_17
2. Waldschmidt C., Hasch Ju., Menzel W. Automotive Radar – From First Efforts to Future Systems // IEEE J. of Microwaves. 2021. Vol. 1, iss. 1. P. 135–148. doi: 10.1109/JMW.2020.3033616
3. Development of the Automotive Radar for the Systems of Adaptive Cruise Control and Automatic Emergency Breaking / V. N. Burov, A. A. Kuzin, A. V. Myakinkov, A. D. Pluzhnikov, A. G. Ryndyk, R. S. Fadeev, S. A. Shabalin, P. S. Rogov // Proc. of 2019 Intern. Conf. on Engineering and Telecommunication (EnT), Dolgoprudny, Russia, 20–21 Nov. 2019. IEEE, 2019. doi: 10.1109/EnT47717.2019
4. Кузин А. А., Мякинков А. В., Шабалин С. А. Особенности конструкции антенных решеток автомобильных радаров, построенных на основе передающих и приемных многоэлементных модулей // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2021. Т. 24, № 3. С. 39–48. doi: 10.32603/1993-8985-2021-24-3-39-48
5. Артюхин И. В. Двумерный алгоритм с последовательной оценкой углов прихода сигналов в системе когерентных распределенных автомобильных радаров с несколькими приемными и передающими антеннами // Russian Technological J. 2024. Т. 12, № 3. С. 65–77. doi: 10.32362/2500-316X-2024-12-3-65-77
6. Coherent Automotive Radar Networks the Next Generation of Radar-Based Imaging and Mapping / M. Gottinger, M. Hoffmann, M. Christmann, M. Schütz, F. Kirsch, P. Gulden, M. Vossiek // IEEE J. of Microwaves. 2021. Vol. 1, iss. 1. P. 149–163. doi: 10.1109/JMW.2020.3034475
7. Steiner M., Osman K. S., Waldschmidt C. Cooperative Target Detection in a Network of Single-Channel Radar Sensors // GeMiC, Stuttgart, Germany, 25–27 March 2019. IEEE, 2019. doi: 10.23919/GEMIC.2019.8698131
8. Frischen A., Hakobyan G., Waldschmidt C. Coherent Measurements with MIMO Radar Networks of Incoherent FMCW Sensor Nodes // IEEE Microwave and Wireless Components Let. 2020. Vol. 30, iss. 7. P. 721–724. doi: 10.1109/LMWC.2020.2998081
9. Oprisan D., Rohling H. Tracking Systems for Automotive Radar Networks // RADAR. 2002. Edinburgh, UK, 15–17 Oct. 2002. IEEE, 2002. doi: 10.1109/RADAR.2002.1174714
10. Fölster F., Rohling H., Lübbert U. An Automotive Radar Network Based On 77GHz FMCW Sensors // IEEE Intern. Radar Conf., Arlington, USA, 09–12 May 2005. IEEE, 2005. doi: 10.1109/RADAR.2005.1435950
11. Coherent Multistatic MIMO Radar Networks Based on Repeater Tags / B. Meinecke, M. Steiner, J. Schlichenmaier, J. Hasch, C. Waldschmidt // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2019. Vol. 67, iss. 9. P. 3908–3916. doi: 10.1109/TMTT.2019.2916796
12. OFDM-Based Radar Network Providing Phase Coherent DOA Estimation / D. Werbunat, B. Meinecke, B. Schweizer, J. Hasch, C. Waldschmidt // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2021. Vol. 69, iss. 1. P. 325–336. doi: 10.1109/TMTT.2020.3026041
13. Donnet B., Longstaff I. D. MIMO Radar, Techniques and Opportunities // European Radar Conf., Manchester, UK, 13–15 Sept. 2006. IEEE, 2006. P. 112–115. doi: 10.1109/EURAD.2006.280286
14. Li Jian, Petre Stoica. MIMO Radar Signal Processing. New Jersey: Wiley-IEEE Press, 2008. 472 p.
15. Epperson J. F. An introduction to numerical methods and analysis. New York: John Wiley & Sons, 2002. 556 p.

Информация об авторах

Кузин Андрей Алексеевич – кандидат технических наук (2013), доцент (2024), доцент кафедры информационных радиосистем Нижегородского государственного технического университета им. Р. Е. Алексеева. Автор 47 научных работ. Сфера научных интересов: радиолокация; цифровая обработка сигналов.

Адрес: Нижегородский государственный технический университет им. Р. Е. Алексеева, ул. Минина, д. 24, Нижний Новгород, 603155, Россия

E-mail: kuzin_andrey@nntu.ru

<https://orcid.org/0000-0002-1857-776X>

Кузнецов Станислав Евгеньевич – магистр техники и технологии по направлению "Радиотехника" (2003, Нижегородский государственный технический университет им. Р. Е. Алексеева), старший преподаватель кафедры информационных радиосистем Нижегородского государственного технического университета им. Р. Е. Алексеева. Автор 20 научных работ. Сфера научных интересов: радиолокация; цифровая обработка сигналов. Адрес: Нижегородский государственный технический университет им. Р. Е. Алексеева, ул. Минина, д. 24, Нижний Новгород, 603155, Россия

E-mail: s_kuznetsov@nntu.ru

<https://orcid.org/0000-0003-2862-036X>

Мякинков Александр Валерьевич – доктор технических наук (2013), доцент (2010), профессор кафедры информационных радиосистем Нижегородского государственного технического университета им. Р. Е. Алексеева. Директор института радиоэлектроники и информационных технологий НГТУ. Автор 120 научных работ. Сфера научных интересов: радиолокация; цифровая обработка сигналов.

Адрес: Нижегородский государственный технический университет им. Р. Е. Алексеева, ул. Минина, д. 24, Нижний Новгород, 603155, Россия

E-mail: redvillage@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0001-6952-4134>

Фадеев Роман Сергеевич – кандидат технических наук (2017), доцент (2024), доцент кафедры информационных радиосистем Нижегородского государственного технического университета им. Р. Е. Алексеева. Автор 30 научных работ. Сфера научных интересов: радиолокация; цифровая обработка сигналов.

Адрес: Нижегородский государственный технический университет им. Р. Е. Алексеева, ул. Минина, д. 24, Нижний Новгород, 603155, Россия

E-mail: fr_201190@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0001-8877-6724>

Шабалин Семен Андреевич – кандидат технических наук (2024), ассистент кафедры информационных радиосистем Нижегородского государственного технического университета им. Р. Е. Алексеева. Автор 20 научных работ. Сфера интересов: радиолокация; антенны; СВЧ-устройства.

Адрес: Нижегородский государственный технический университет им. Р. Е. Алексеева, ул. Минина, д. 24, Нижний Новгород, 603155, Россия

E-mail: shabalin.semyon@yandex.ru

<https://orcid.org/0000-0001-7772-4857>

References

1. Winner H., Hakuli S., Lotz F., Singer C. Automotive RADAR. Handbook of Driver Assistance Systems. Basic Information, Components and Systems for Active Safety and Comfort. Cham, Springer, 2016, pp. 325–403.

doi: 10.1007/978-3-319-12352-3_17

2. Waldschmidt C., Hasch Ju., Menzel W. Automotive Radar – From First Efforts to Future Systems. IEEE J. of Microwaves. 2021, vol. 1, iss. 1, pp. 135–148.

doi: 10.1109/JMW.2020.3033616

3. Burov V. N., Kuzin A. A., Myakinkov A. V., Pluzhnikov A. D., Ryndyk A. G., Fadeev R. S., Shabalin S. A., Rogov P. S. Development of the Automotive Radar for the Systems of Adaptive Cruise Control and Automatic Emergency Breaking. Proc. of 2019 Intern. Conf. on Engineering and Telecommunication (EnT), Dolgoprudny, Russia, 20–21 Nov. 2019. IEEE, 2019.

doi: 10.1109/EnT47717.2019

4. Kuzin A. A., Miakinkov A. V., Shabalin S. A. Design Features of Antenna Arrays of Automotive Radars Based on Transmitting and Receiving Multi-Element Modules. J. of the Russian Universities. Radioelectronics. 2021, vol. 24, no. 3, pp. 39–48. (In Russ.)

doi: 10.32603/1993-8985-2021-24-3-39-48

5. Artyukhin I. V. High-resolution 2D-DoA Sequential Algorithm of Azimuth and Elevation Estimation in Automotive Distributed System of Coherent MIMO Radars.

Russian Technological J. 2024, vol. 12, no. 3, pp. 65–77.

doi: 10.32362/2500-316X-2024-12-3-65-77

6. Gottinger M., Hoffmann M., Christmann M., Schütz M., Kirsch F., Gulden P., Vossiek M. Coherent Automotive Radar Networks the Next Generation of Radar-Based Imaging and Mapping. IEEE J. of Microwaves. 2021, vol. 1, iss. 1, pp. 149–163.

doi: 10.1109/JMW.2020.3034475

7. Steiner M., Osman K. S., Waldschmidt C. Cooperative Target Detection in a Network of Single-Channel Radar Sensors. GeMiC, Stuttgart, Germany, 25–27 March 2019. IEEE, 2019.

doi: 10.23919/GEMIC.2019.8698131

8. Frischen A., Hakobyan G., Waldschmidt C. Coherent Measurements with MIMO Radar Networks of Incoherent FMCW Sensor Nodes. IEEE Microwave and Wireless Components Let. 2020, vol. 30, iss. 7, pp. 721–724.

doi: 10.1109/LMWC.2020.2998081

9. Oprisan D., Rohling H. Tracking Systems for Automotive Radar Networks. RADAR. 2002. Edinburgh, UK, 15–17 Oct. 2002. IEEE, 2002.

doi: 10.1109/RADAR.2002.1174714

10. Fölster F., Rohling H., Lübbert U. An Automotive Radar Network Based On 77GHz FMCW Sensors. IEEE Intern. Radar Conf., Arlington, USA, 09–12 May 2005. IEEE, 2005.

doi: 10.1109/RADAR.2005.1435950

11. Meinecke B., Steiner M., Schlichenmaier J., Hasch J., Waldschmidt C. Coherent Multistatic MIMO Radar Networks Based on Repeater Tags. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2019, vol. 67, iss. 9, pp. 3908–3916.

doi: 10.1109/TMTT.2019.2916796

12. Werbunat D., Meinecke B., Schweizer B., Hasch J., Waldschmidt C. OFDM-Based Radar Network Providing Phase Coherent DOA Estimation. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2021, vol. 69, iss. 1, pp. 325–336.

doi: 10.1109/TMTT.2020.3026041

13. Donnet B., Longstaff I. D. MIMO Radar, Techniques and Opportunities. European Radar Conf., Manchester, UK, 13–15 Sept. 2006. IEEE, 2006, pp. 112–115.

doi: 10.1109/EURAD.2006.280286

14. Li Jian, Petre Stoica. MIMO Radar Signal Processing. New Jersey, Wiley-IEEE Press, 2008, 472 p.

15. Epperson J. F. An Introduction to Numerical Methods and Analysis. New York, John Wiley & Sons, 2002, 556 p.

Information about the authors

Andrey A. Kuzin, Cand. Sci. (Eng.) (2013), Associate Professor (2024), Associate Professor of the Department of Informational Radio Systems of Nizhny Novgorod State Technical University n. a. R. E. Alekseev. The author of 47 scientific publications. Area of expertise: radiolocation; digital signal processing.

Address: Nizhny Novgorod State Technical University n. a. R. E. Alekseev, 24, Minin St., Nizhny Novgorod 603155, Russia
E-mail: kuzin_andrey@nntu.ru

<https://orcid.org/0000-0002-1857-776X>

Stanislav E. Kuznetsov, Master of Engineering and Technology in Radio Engineering (2003, Nizhny Novgorod State Technical University n. a. R. E. Alekseev), Senior lecturer of the Department of Informational Radio Systems of Nizhny Novgorod State Technical University n. a. R. E. Alekseev. The author of 20 scientific publications. Area of expertise: radiolocation; digital signal processing.

Address: Nizhny Novgorod State Technical University n. a. R. E. Alekseev, 24, Minin St., Nizhny Novgorod 603155, Russia
E-mail: s_kuznetsov@nntu.ru

<https://orcid.org/0000-0003-2862-036X>

Aleksandr V. Miakinkov, Dr. Sci. (Eng.) (2013), Associate Professor (2010), Professor of the Department of Informational Radio Systems of Nizhny Novgorod State Technical University n. a. R. E. Alekseev. Director of the Institute of Radio Electronics and Informational Technology NNSTU. The author of 120 scientific publications. Area of expertise: radiolocation; digital signal processing.

Address: Nizhny Novgorod State Technical University n. a. R. E. Alekseev, 24, Minin St., Nizhny Novgorod 603155, Russia
E-mail: redvillage@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0001-6952-4134>

Roman S. Fadeev, Cand. Sci. (Eng.) (2017), Associate Professor (2024), Associate Professor of the Department of Informational Radio Systems of Nizhny Novgorod State Technical University n. a. R. E. Alekseev. The author of 30 scientific publications. Area of expertise: radiolocation; digital signal processing.

Address: Nizhny Novgorod State Technical University n. a. R. E. Alekseev, 24, Minin St., Nizhny Novgorod 603155, Russia
E-mail: fr_201190@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0001-8877-6724>

Semen A. Shabalin, Cand. Sci. (Eng.) (2024), Assistant of the Department of Informational Radio Systems of Nizhny Novgorod State Technical University n. a. R. E. Alekseev. The author of 20 scientific publications. Area of expertise: radiolocation; antennas and microwave devices.

Address: Nizhny Novgorod State Technical University n. a. R. E. Alekseev, 24, Minin St., Nizhny Novgorod 603155, Russia
E-mail: shabalin.semyon@yandex.ru

<https://orcid.org/0000-0001-7772-4857>

Оценка поляризационных и пространственных параметров сигнала источника радиоизлучения с помощью триортогональной антенны

Г. С. Грибов^{1,2✉}

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

²АО «НИИ "Вектор"», Санкт-Петербург, Россия

✉ ggribov@yandex.ru

Аннотация

Введение. Определение угловых координат принятой электромагнитной волны источника радиоизлучения (ИРИ) и оценка его параметров – основные задачи радиомониторинга. В настоящее время используются классические амплитудные, фазовые и корреляционные методы пеленгования ИРИ. Амплитудные методы заключаются в использовании направленных свойств антенны. Фазовый и корреляционный методы основываются на различии задержек сигналов, принимаемых разнесенными антенными элементами. В этой статье предлагается рассмотреть метод оценки пространственных параметров сигнала, основанный на ортогональности плоскости поляризации относительно направления распространения радиоволны.

Цель работы. Моделирование алгоритма оценки поляризационных и пространственных параметров сигнала ИРИ на основе фиксации трех проекций электромагнитного поля с помощью триортогональной антенны.

Материалы и методы. Математическое моделирование алгоритма пространственно-поляризационной обработки сигналов, принимаемых триортогональным антенным элементом в среде программирования MATLAB.

Результаты. По разработанной математической модели пространственно-поляризационного алгоритма обработки сигналов, полученных триортогональной антенной, построены зависимости оценки поляризационных и пространственных параметров принятой электромагнитной волны от отношения сигнал/шум в полосе 50 кГц. По полученным характеристикам определены максимальные СКО оценки азимута, угла места, коэффициента эллиптичности принятой волны и наклона эллипса поляризации. Также представлены сравнения среднего уровня потерь энергии принятого сигнала при обработке пространственно-поляризационным алгоритмом и при приеме только вертикальной составляющей поля в зависимости от коэффициента эллиптичности и угла места. На основе сравнения удалось выявить, что пространственно-поляризационная обработка позволяет использовать большую энергию поступающего сигнала, а максимальный эффект наблюдается на углах места больше 40°.

Заключение. Алгоритм пространственно-поляризационной обработки трех проекций электромагнитного поля дает возможность оценить пространственные и поляризационные параметры распространяющейся электромагнитной волны. Оценка возможна только при присутствии в сигнале обеих компонент поля: горизонтальной и вертикальной. При определении пространственных и поляризационных параметров волны можно выполнить пространственно-поляризационную фильтрацию сигнала, тем самым повысив его энергетические параметры.

Ключевые слова: триортогональная антенна, пеленгование, КВ-диапазон, поляризация, пространственно-поляризационная обработка, MATLAB, алгебра кватернионов

Для цитирования: Грибов Г. С. Оценка поляризационных и пространственных параметров сигнала источника радиоизлучения с помощью триортогональной антенны // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2025. Т. 28, № 1. С. 51–64. doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-1-51-64

Конфликт интересов. Автор заявляет об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 19.04.2024; принята к публикации после рецензирования 01.09.2024; опубликована онлайн 28.02.2025



Estimation of Polarization and Spatial Parameters of a Radio Source Signal Using Triorthogonal Antenna

Gribov S. Gribov^{1,2✉}

¹Saint Petersburg Electrotechnical University, St Petersburg, Russia

²JSC "Research Institute "Vector", St Petersburg, Russia

✉ ggribov@yandex.ru

Abstract

Introduction. Determination of the angular coordinates of the electromagnetic wave received from a radio source and estimating its parameters constitute the main tasks of radio monitoring. For direction finding of radio sources, classical amplitude, phase, and correlation methods are currently used. Amplitude methods involve the directional properties of the antenna. Phase and correlation methods are based on the difference in delays of signals received by spaced antenna elements. The information parameter in these methods consists in the phase front of the incident wave, which is orthogonal to the direction of its propagation. In this article, we consider a method for estimating the spatial parameters of a signal based on the orthogonality of the polarization plane relative to the propagation of a radio wave.

Aim. Simulation of an algorithm for estimating the polarization and spatial parameters of a radio source signal based on the fixation of three projections of the electromagnetic field using a triorthogonal antenna system.

Materials and methods. Mathematical simulation of an algorithm for spatial polarization processing of signals received by a triorthogonal antenna element in the MATLAB software environment.

Results. The developed mathematical model of an algorithm for processing a spatially polarized signal received by a triorthogonal antenna system was used to obtain dependencies for assessing the polarization and spatial parameters of the received electromagnetic wave on the signal-to-noise ratio in the 50 kHz band. The obtained characteristics were used to determine the maximum standard deviations of the azimuth, elevation angle, ellipticity coefficient, and ellipse inclination. A comparison of the average level of energy loss of the received signal calculated by the spatial polarization algorithm and when receiving only the vertical component of the field, depending on the ellipticity coefficient and elevation angle, was carried out. As a result, spatial polarization processing allows a greater energy of the incoming signal to be employed, with the greatest gain being observed at elevation angles greater than 40°.

Conclusion. The spatial polarization processing algorithm of three electromagnetic field projections makes it possible to estimate the spatial and polarization parameters of a propagating electromagnetic wave. Evaluation is possible provided that both field components – horizontal and vertical – are present in the signal. When determining the spatial and polarization parameters of the wave, the signal can be depolarized, thereby increasing its energy.

Keywords: triorthogonal antenna system, direction finding, HF band, polarization, spatial polarization processing, MATLAB, quaternion algebra

For citation: Gribov G. S. Estimation of Polarization and Spatial Parameters of a Radio Source Signal Using Triorthogonal Antenna. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2025, vol. 28, no. 1, pp. 51–64. doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-1-51-64

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

Submitted 19.04.2024; accepted 01.09.2024; published online 28.02.2025

Введение. Распространение сигналов от источника радиоизлучения (ИРИ) в коротковолновом (КВ) диапазоне на дальние расстояния происходит посредством отражения сигнала от слоев ионосферы и от поверхности Земли. В зависимости от длины трассы от передатчика до пункта радиомониторинга количество отражений от слоев ионосферы возрастает.

Сама ионосфера представляет собой анизотропную преломляющую среду, в которой под воздействием магнитного поля возникают эффекты Фарадея и Коттона–Мутона. Данные эффекты влияют на начальную поляризацию и параметры поляризации передаваемой радиоволны и приводят к ее расщеплению на обыкновенную и необыкновенную волны [1–5]. Таким образом, в пункте приема наблюдается многомодовый радиосигнал с двумя составляющими электромагнитного поля.

В общем случае волна будет иметь эллиптическую поляризацию, параметры которой определяются соотношением амплитуд и фаз между волнами.

Антенны, принимающие только одну из составляющих распространяющейся электромагнитной волны, подвержены следующим эффектам:

- временным замираниям, связанным с изменением состояния ионосферы;
- снижению уровня принятого сигнала за счет приема антенным элементом только одной составляющей распространяющейся волны.

Антенно-приемный тракт. Для снижения влияния эффекта временных замираний сигнала, а также повышения энергии принятого сигнала предлагается применить двухполяризационный антенный элемент [6–9].

В качестве него предполагается использовать триортогональную антенну, способную фиксировать 3 проекции распространяющейся электромагнитной волны.

В данной статье описывается триортогональный антенный элемент, который представляет собой 3 взаимно ортогональных симметричных вибратора. Данная конструкция прикрепляется к

мачте высотой 6 м (рис. 1) [8]. Угол между ортогональными вибраторами составляет 120° в горизонтальной плоскости. Сама ортогональность вибраторов достигается за счет образования в пространстве угла 90° между вибраторами. При этом фазовый центр трех взаимно ортогональных вибраторов находится в одной точке.

Такая конструкция антенны обусловлена требованием идентичного влияния подстилающей поверхности Земли на ортогональные вибраторы.

Сигналы, принимаемые ортогональными симметричными вибраторами, поступают на входы трехканального радиоприемного устройства (РПУ) с квадратурным преобразованием (рис. 2) [9]. В состав одного канала РПУ входят следующие блоки:

- аналого-цифровой преобразователь АЦП;
- генератор с прямым цифровым синтезом (Direct Digital Synthesis) DDS;
- дециматор с каскадным интегрально-гребенчатым фильтром (Cascaded Integral-Comb filter) CIC;
- фильтр-дециматор с конечной импульсной характеристикой (Finite Impulse Response filter) FIR.

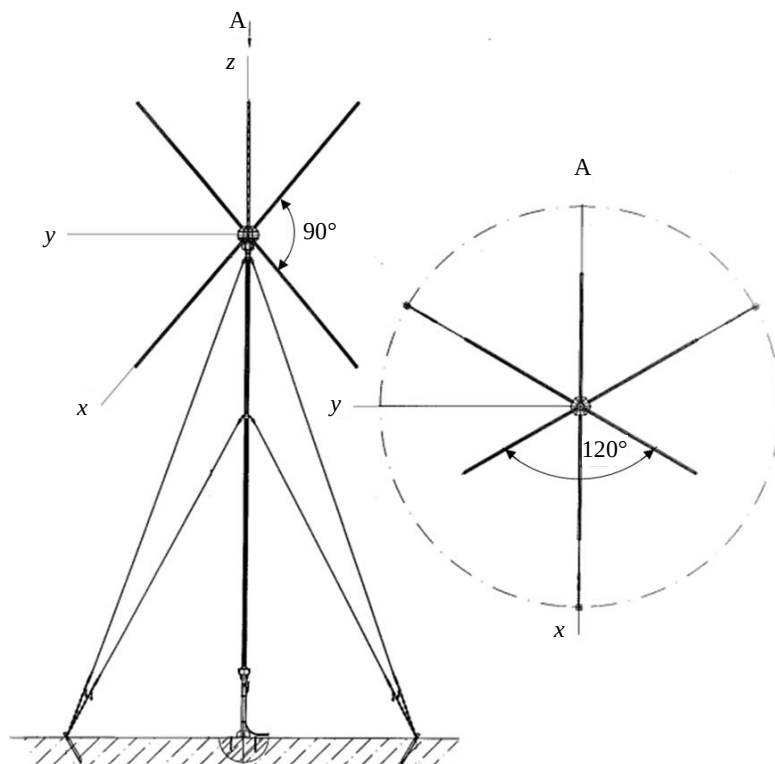


Рис. 1. Геометрическая модель триортогональной антенны

Fig. 1. Geometric model of the triorthogonal antenna element

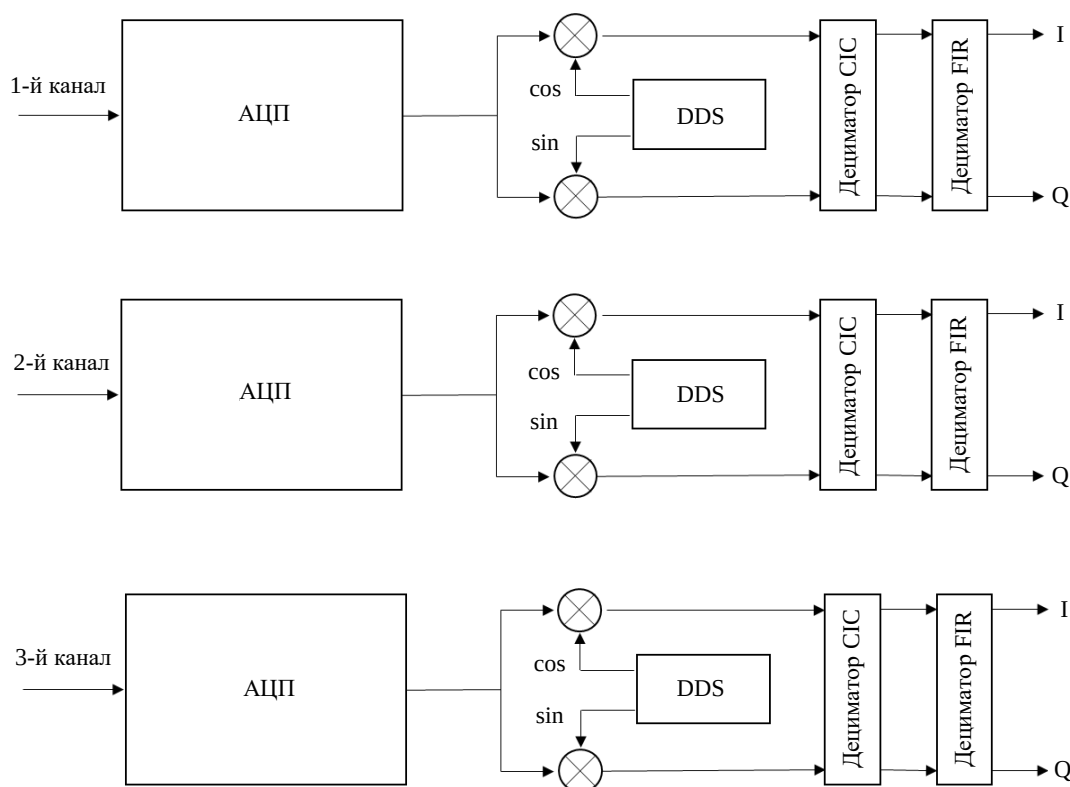


Рис. 2. Схема радиоприемного устройства с квадратурным преобразованием

Fig. 2. Scheme of a radio receiver with quadrature conversion

На выходе РПУ формируются 3 сигнала:

$$\begin{aligned} \dot{S}_x(t) &= A_{mx}s(t)\cos(\varphi_x + \varphi(t)) + \\ &+ iA_{mx}s(t)\sin(\varphi_x + \varphi(t)); \\ \dot{S}_y(t) &= A_{my}s(t)\cos(\varphi_y + \varphi(t)) + \\ &+ iA_{my}s(t)\sin(\varphi_y + \varphi(t)); \\ \dot{S}_z(t) &= A_{mz}s(t)\cos(\varphi_z + \varphi(t)) + \\ &+ iA_{mz}s(t)\sin(\varphi_z + \varphi(t)). \end{aligned} \quad (1)$$

где A_{mx}, A_{my}, A_{mz} – выходные амплитуды после квадратурного преобразования проекции электромагнитного поля; $s(t), \varphi(t)$ – изменение амплитуды и фазы во времени; $\varphi_x, \varphi_y, \varphi_z$ – начальные фазы трех проекций поля.

Алгоритм пространственно-поляризационной обработки сигналов. Возможность определения пространственных и поляризационных параметров сигнала основана на теореме Пойнтинга, которая гласит, что векторы электрической и магнитной составляющих поля ортогональны относительно направления распростра-

нения электромагнитной волны [10–19]. Данные составляющие образуют плоскость поляризации, по которой можно определить коэффициент эллиптичности, а также коэффициент наклона эллипса поляризации. Соответственно, восстановление плоскости поляризации позволяет не только определить направление принятой радиоволны, но и выполнить пространственно-поляризационную фильтрацию сигнала.

Из (1) видно, что вещественная и мнимая части сдвинуты по фазе на 90° . Благодаря этому можно сформировать в трехмерном пространстве вектор из действительных частей и вектор из мнимых частей:

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} R_x \\ R_y \\ R_z \end{bmatrix}; \mathbf{I} = \begin{bmatrix} I_x \\ I_y \\ I_z \end{bmatrix}, \quad (2)$$

где

$$R_x = A_{mx}s(t)\cos(\varphi_x + \varphi(t));$$

$$R_y = A_{my}s(t)\cos(\varphi_y + \varphi(t));$$

$$R_z = A_{mz}s(t)\cos(\varphi_z + \varphi(t));$$

$$\begin{aligned} I_x &= A_{mx} s(t) \sin(\varphi_x + \varphi(t)); \\ I_y &= A_{my} s(t) \sin(\varphi_y + \varphi(t)); \\ I_z &= A_{mz} s(t) \cos(\varphi_z + \varphi(t)). \end{aligned}$$

Векторы действительной и мнимой частей в течение времени образуют плоскость поляризации поступающей электромагнитной волны.

Так как изменение векторов происходит как во времени, так и в пространстве, оценку пространственных и поляризационных параметров волны рациональнее производить на основе алгебры кватернионов.

Таким образом, выражения (2) можно представить в виде кватернионов:

$$\begin{aligned} Q_{\text{Re}} &= i \operatorname{Re}(\dot{S}_x(t)) + j \operatorname{Re}(\dot{S}_y(t)) + k \operatorname{Re}(\dot{S}_z(t)); \\ Q_{\text{Im}} &= i \operatorname{Im}(\dot{S}_x(t)) + j \operatorname{Im}(\dot{S}_y(t)) + k \operatorname{Im}(\dot{S}_z(t)). \end{aligned}$$

Перемножение кватернионов действительной и мнимой частей образует кватернион, который описывает пространственно-временное изменение вектора напряженности поступающей электромагнитной волны:

$$Q = Q_{\text{Re}} * Q_{\text{Im}} = |Q| \left(\cos \frac{\alpha}{2} + \mathbf{v} \sin \frac{\alpha}{2} \right),$$

где $|Q| = \sqrt{q_0^2 + q_x^2 + q_y^2 + q_z^2}$ – модуль кватерниона ($q_0 = Q(1)$; $q_x = Q(2)$; $q_y = Q(3)$; $q_z = Q(4)$ – вещественные числа); $\alpha = 2 \arccos \frac{q_0}{|Q|}$ – аргу-

мент кватерниона; $\mathbf{v}^T = [x, y, z]$ – вектор вращения.

Вектор вращения $\mathbf{v}$ параллелен направлению распространения электромагнитной волны и может быть определен по следующей формуле:

$$\mathbf{v} = \frac{1}{|Q| \sin \frac{\alpha}{2}} \begin{bmatrix} q_x \\ q_y \\ q_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x \\ y \\ z \end{bmatrix}.$$

Вычислив вектор вращения, можно оценить пространственные параметры поступившей радиоволны.

В результате азимут можно найти по следующей формуле:

$$\varphi = \arctg \left(\frac{y}{x} \right),$$

а угол места

$$\theta = \arctg \left(\frac{z}{\sqrt{x^2 + y^2}} \right),$$

где φ – азимут; θ – угол места.

Для оценки поляризационных параметров принимаемой триортогональной антенной электромагнитной волны требуется перенести плоскость поляризации в плоскость xOy с помощью последовательных поворотов в пространстве относительно осей z - x - z .

Для выполнения данной операции можно воспользоваться углами Эйлера, найденными по рассчитанному ранее азимуту и углу места ИРИ:

$$\alpha = 0,$$

$$\gamma = \frac{\pi}{2} + \varphi,$$

$$\beta = \frac{\pi}{2} - \theta.$$

Вычислив углы Эйлера, получаем следующую матрицу последовательных поворотов относительно оси zxz :

$$\begin{aligned} R_{zxz} &= \begin{bmatrix} \cos \gamma & \cos \beta \sin \gamma & \sin \gamma \sin \beta \\ -\sin \gamma & \cos \beta \cos \gamma & \cos \gamma \sin \beta \\ 0 & -\sin \beta & \cos \beta \end{bmatrix} = \\ &= \begin{bmatrix} R_{11} & R_{12} & R_{13} \\ R_{21} & R_{22} & R_{23} \\ R_{31} & R_{32} & R_{33} \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (3)$$

Кватернион поворота в соответствии с выражением (3) принимает следующий вид:

$$q = w - ix - jy - kz,$$

где

$$\begin{aligned} w &= \frac{\sqrt{1 + R_{11} + R_{22} + R_{33}}}{2}; \\ x &= \frac{\sqrt{1 + R_{11} - R_{22} - R_{33}}}{2}; \\ y &= \frac{\sqrt{1 - R_{11} + R_{22} - R_{33}}}{2}; \\ z &= \frac{\sqrt{1 - R_{11} - R_{22} + R_{33}}}{2}. \end{aligned}$$

Поворот плоскости поляризации выполняется с помощью кватерниона поворота:

$$\dot{R} = qQ_{\text{Re}}q^{-1} = R_x + iR_y;$$

$$\dot{I} = qQ_{\text{Im}}q^{-1} = I_x + iI_y.$$

После поворота плоскости поляризации определяется угол наклона большой оси эллипса поляризации:

$$\varphi_z = \arg(\sqrt{\dot{R}^2 + \dot{I}^2}).$$

Для компенсации амплитудно-фазового смещения, связанного с углом наклона эллипса поляризации, необходимо домножить $\dot{R}$ и $\dot{I}$ на $\exp(-i\varphi_z)$:

$$\dot{R}' = \dot{R} \exp(-i\varphi_z) = R'_x + iR'_y;$$

$$\dot{I}' = \dot{I} \exp(-i\varphi_z) = I'_x + iI'_y. \quad (4)$$

Чтобы оценить коэффициент эллиптичности и направление вращения эллипса поляризации, необходимо привести выражения (4) к следующему виду:

$$\dot{R}_0 = R'_x + iI'_x = |\dot{R}_0| \exp(i\varphi_R);$$

$$\dot{I}_0 = R'_y + iI'_y = |\dot{I}_0| \exp(i\varphi_I).$$

Тогда коэффициент эллиптичности можно найти как модуль отношения комплексных амплитуд $\dot{R}_0$ и $\dot{I}_0$:

$$K = \left| \frac{\dot{R}_0}{\dot{I}_0} \right|.$$

Направление вращения находится как аргумент отношения комплексных амплитуд $\dot{R}_0$ и $\dot{I}_0$:

$$\Delta\varphi = \arg\left(\frac{\dot{R}_0}{\dot{I}_0}\right).$$

По знаку разности фаз определяется знак коэффициента эллиптичности. Знак "–" обозначает левое вращение эллипса, а знак "+" – правое.

После определения коэффициента эллиптичности и направления вращения эллипса можно выполнить деполяризацию сигнала выделив информационный сигнал следующим образом:

$$\dot{S} = \frac{\dot{R}_0}{\dot{R}_3} = \frac{\dot{I}_0}{\dot{I}_3},$$

где $\dot{R}_3 = \text{Re}(\dot{K}) \exp(i0)$; $\dot{I}_3 = \text{Im}(\dot{K}) \exp(-i\Delta\varphi)$,

$$\dot{K} = \exp\left[i \arctg\left(\frac{1}{K}\right)\right].$$

В итоге, данный алгоритм пространственно-поляризационной обработки трех проекций поля позволяет:

- определить угловые координаты принятой электромагнитной волны;
- восстановить эллипс поляризации на основе оценки коэффициента эллиптичности и наклона эллипса;
- выделить информационный сигнал, выполнив его деполяризацию.

Математическое моделирование алгоритма пространственно-поляризационной обработки сигнала. Проверка работоспособности алгоритма посредством создания имитационной модели проводилась в среде программирования MATLAB.

Распространяющаяся электромагнитная волна задавалась с помощью следующих векторов электромагнитного поля:

$$\begin{cases} E_z = E_{0z} \sin(\omega t + \varphi_z); \\ E_y = E_{0y} \sin(\omega t + \varphi_y), \end{cases}$$

где E_{0z} и E_{0y} – амплитуды электромагнитной волны; φ_z и φ_y – начальные фазы при $t = 0$.

Коэффициент эллиптичности K изменялся за счет варьирования отношения амплитуд E_{0z} и E_{0y} либо разности фаз $\varphi = \varphi_z - \varphi_y$.

Антенный элемент представлял собой 3 ортогональных симметричных вибратора, расположенных в соответствии с рис. 1.

Данный антенный элемент принимал распространяющуюся волну с заданными пространственными и поляризационными параметрами.

С помощью трехканального РПУ фиксировались три комплексные амплитуды проекций поля, по которым в дальнейшем производилась пространственно-поляризационная обработка.

На выходе имитационной модели формировались СКО оценки азимута, угла места, коэффициента эллиптичности и наклона эллипса в зависимости от отношения сигнал/шум (ОСШ) в полосе 50 кГц при разных коэффициентах

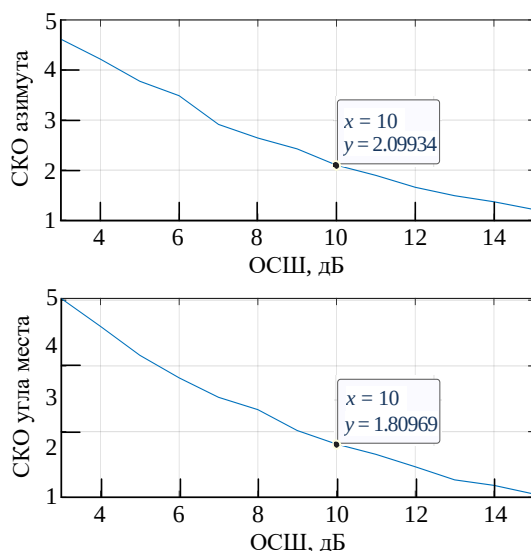


Рис. 3. Зависимости СКО оценки азимута и угла места от ОСШ при $K = 1$; $E_{0y}/E_{0z} = 1$; $\Delta\varphi = 90^\circ$

Fig. 3. Dependence of the STD of the azimuth and elevation angle estimates on the SNR at $K = 1$; $E_{0y}/E_{0z} = 1$; $\Delta\varphi = 90^\circ$

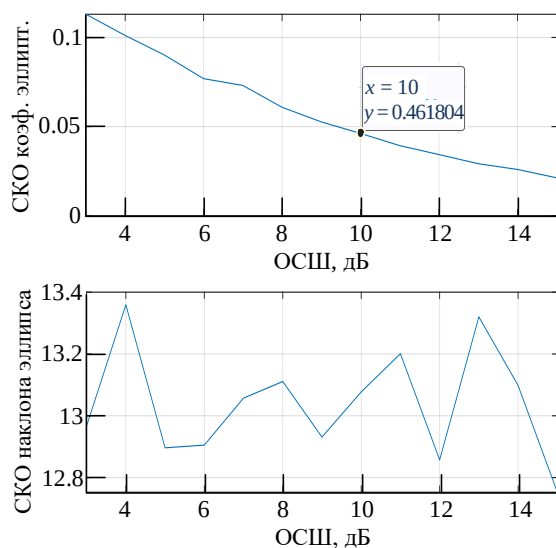


Рис. 4. Зависимости СКО оценки коэффициента эллиптичности и наклона эллипса от ОСШ при $K = 1$; $E_{0y}/E_{0z} = 1$; $\Delta\varphi = 90^\circ$

Fig. 4. Dependence of the STD of the estimation of the ellipticity coefficient and the slope of the ellipse on the SNR at $K = 1$; $E_{0y}/E_{0z} = 1$; $\Delta\varphi = 90^\circ$

эллиптичности принятой волны. Результаты моделирования представлены на рис. 3–16.

По полученным результатам видно, что оценки азимута, угла места и наклона эллипса зависят от коэффициента эллиптичности падающей волны. Для круговой поляризации волны нельзя однозначно определить значение наклона эллипса принятой волны. Это связано с тем, что при круговой поляризации наличие каких-либо

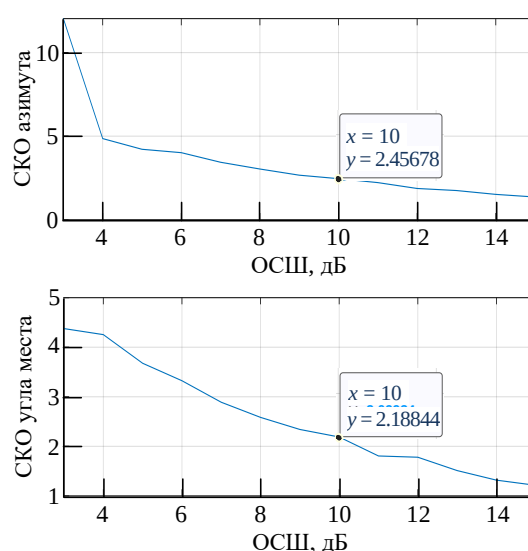


Рис. 5. Зависимости оценки азимута и угла места от ОСШ при $K = 0.6$; $E_{0y}/E_{0z} = 1$; $\Delta\varphi = 60^\circ$

Fig. 5. Dependence of the azimuth and elevation angle estimates on the SNR at $K = 0.6$; $E_{0y}/E_{0z} = 1$; $\Delta\varphi = 60^\circ$

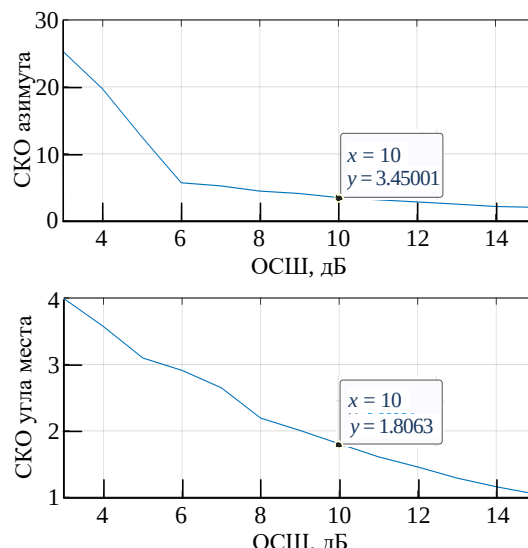


Рис. 6. Зависимости оценки азимута и угла места от ОСШ при $K = 0.6$; $E_{0y}/E_{0z} = 0.6$; $\Delta\varphi = 90^\circ$

Fig. 6. Dependence of the azimuth and elevation angle estimates on the SNR at $K = 0.6$; $E_{0y}/E_{0z} = 0.6$; $\Delta\varphi = 90^\circ$

шумовых составляющих меняет наклон эллипса. Также при отсутствии одной из составляющих электромагнитного поля в поступающей волне оценить азимут, угол места и наклон эллипса не представляется возможным.

Стоит отметить, что в КВ-диапазоне за счет переотражений от ионосферы в распространяющейся волне всегда существуют обе составляющие поля, поэтому на практике возможна предварительная оценка пространственных и

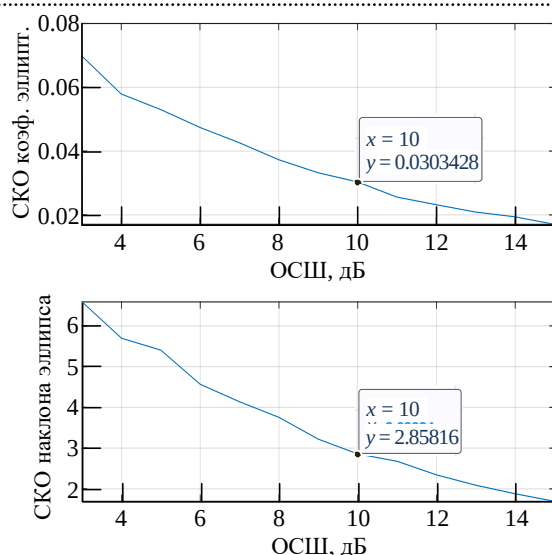


Рис. 7. Зависимости СК0 оценки коэффициента эллиптичности и наклона эллипса от ОСШ при $K = 0.6$; $E_{0y}/E_{0z} = 1$; $\Delta\varphi = 60^\circ$

Fig. 7. Dependence of the STD of the estimation of the ellipticity coefficient and the slope of the ellipse on the SNR at $K = 0.6$; $E_{0y}/E_{0z} = 1$; $\Delta\varphi = 60^\circ$

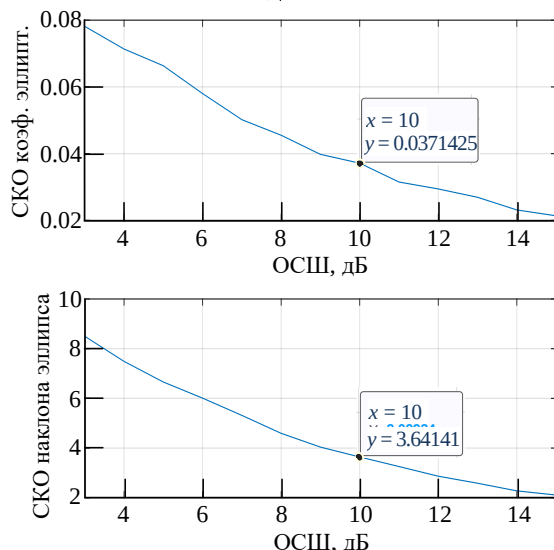


Рис. 8. Зависимости СК0 оценки коэффициента эллиптичности и наклона эллипса от ОСШ при $K = 0.6$; $E_{0y}/E_{0z} = 0.6$; $\Delta\varphi = 90^\circ$

Fig. 8. Dependence of the STD of the estimation of the ellipticity coefficient and the slope of the ellipse on the SNR at $K = 0.6$; $E_{0y}/E_{0z} = 0.6$; $\Delta\varphi = 90^\circ$

поляризационных параметров принимаемой волны. На основе полученных оценок азимута и угла места можно выбрать сектор пеленгования для получения более точных значений угловых координат, а за счет полученных поляризационных параметров – отобразить эллипс поляризации волны.

В табл. 1 приведены СК0 оценки азимута, уг-

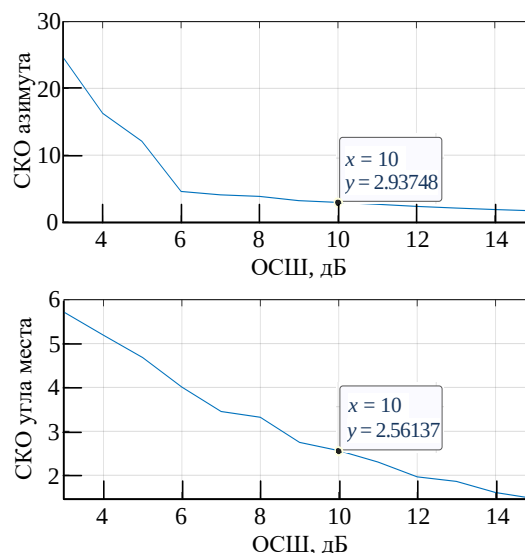


Рис. 9. Зависимости СК0 оценки азимута и угла места от ОСШ при $K = 0.4$; $E_{0y}/E_{0z} = 1$; $\Delta\varphi = 45^\circ$

Fig. 9. Dependence of the STD of the azimuth and elevation angle estimates on the SNR at $K = 0.4$; $E_{0y}/E_{0z} = 1$; $\Delta\varphi = 45^\circ$

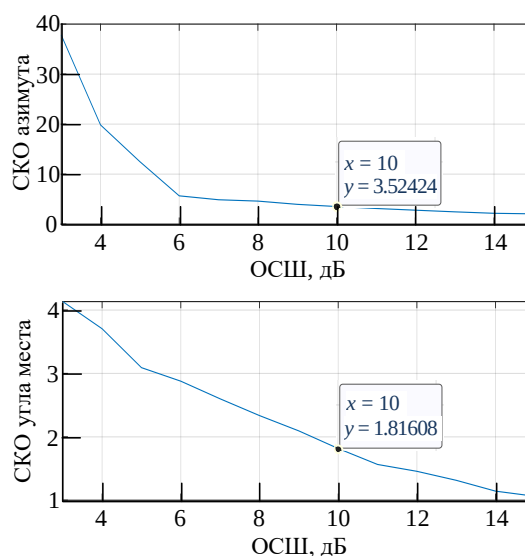


Рис. 10. Зависимости СК0 оценки азимута и угла места от ОСШ при $K = 0.4$; $E_{0y}/E_{0z} = 0.4$; $\Delta\varphi = 90^\circ$

Fig. 10. Dependence of the STD of the azimuth and elevation angle estimates on the SNR at $K = 0.4$; $E_{0y}/E_{0z} = 0.4$; $\Delta\varphi = 90^\circ$

ла места, коэффициента эллиптичности и наклона эллипса при ОСШ 10 дБ в полосе 50 кГц.

При ОСШ 10 дБ в полосе 50 кГц максимальные СК0 оценки пространственных и поляризационных параметров достигают:

- СК0 оценки азимута – 10.4° при $K = 0.2$;
- СК0 оценки угла места – 5.1° при $K = 0.2$;
- СК0 коэффициента эллиптичности – 0.05 при $K = 0$;
- СК0 наклона эллипса – 7.96° при $K = 0.8$.

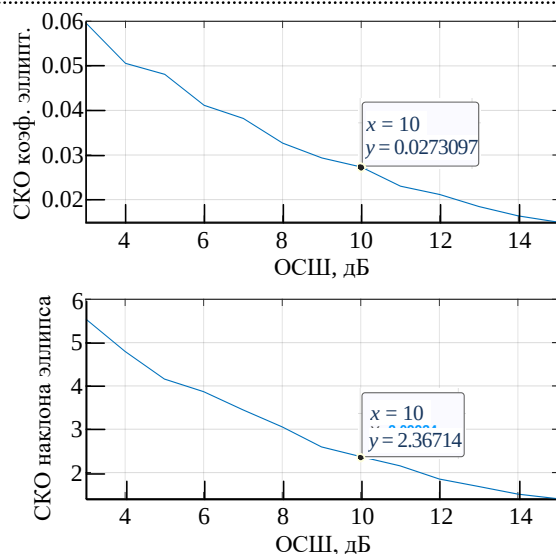


Рис. 11. Зависимости оценки SCO коэффициента эллиптичности и наклона эллипса от ОСШ при $K = 0.4$; $E_{0y}/E_{0z} = 1$; $\Delta\varphi = 45^\circ$

Fig. 11. Dependence of the STD of the estimation of the ellipticity coefficient and the slope of the ellipse on the SNR at $K = 0.4$; $E_{0y}/E_{0z} = 1$; $\Delta\varphi = 45^\circ$

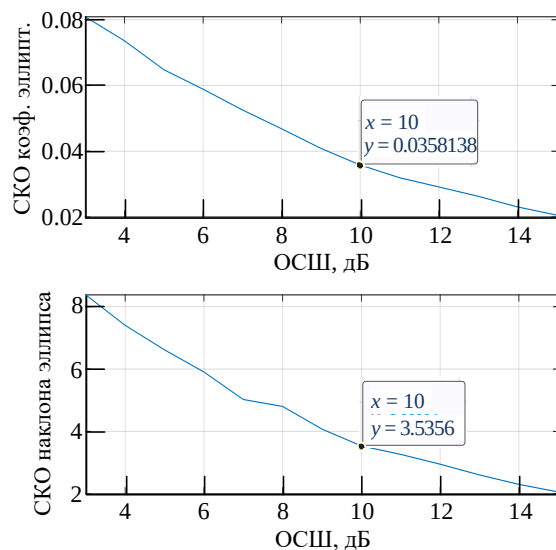


Рис. 12. Зависимости SCO оценки коэффициента эллиптичности и наклона эллипса от ОСШ при $K = 0.4$; $E_{0y}/E_{0z} = 0.4$; $\Delta\varphi = 90^\circ$

Fig. 12. Dependence of the STD of the estimation of the ellipticity coefficient and the slope of the ellipse on the SNR at $K = 0.4$; $E_{0y}/E_{0z} = 0.4$; $\Delta\varphi = 90^\circ$

Также оценивалась потеря энергии передаваемой радиоволны с разными коэффициентами поляризации при приеме триортогональным антенным элементом и антенной с вертикальной поляризацией. Для этого на модель триортогональной антенны и на модель несимметричного вертикального вибратора подава-

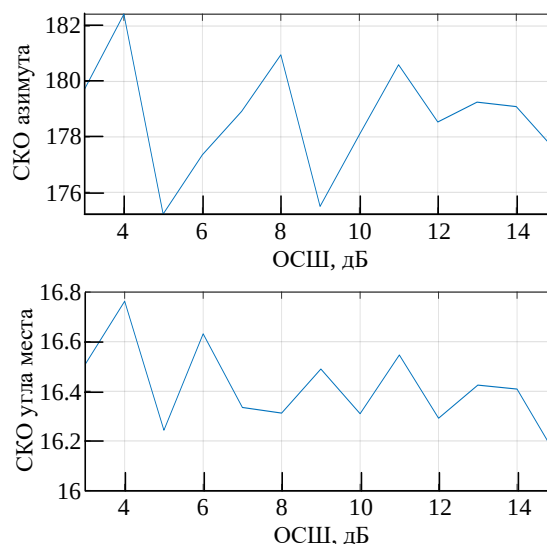


Рис. 13. Зависимости SCO оценки азимута и угла места от ОСШ при $K = 0$; $E_{0y}/E_{0z} = 1$; $\Delta\varphi = 0^\circ$

Fig. 13. Dependence of the STD of the azimuth and elevation angle estimates on the SNR at $K = 0$; $E_{0y}/E_{0z} = 1$; $\Delta\varphi = 0^\circ$

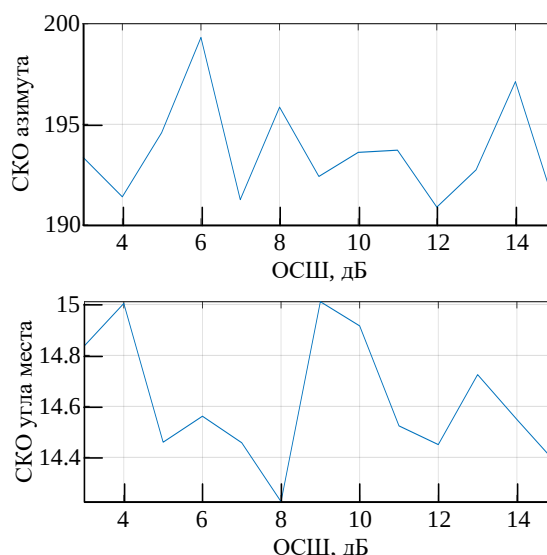


Рис. 14. Зависимости SCO оценки азимута и угла места от ОСШ при $K = 0$; $E_{0y}/E_{0z} = 0$; $\Delta\varphi = 90^\circ$

Fig. 14. Dependence of the STD of the azimuth and elevation angle estimates on the SNR at $K = 0$; $E_{0y}/E_{0z} = 0$; $\Delta\varphi = 90^\circ$

лась электромагнитная волна различной поляризации при разных азимутах и углах места. При этом коэффициент эллиптичности менялся за счет варьирования разности фаз между горизонтальной и вертикальной составляющими поля, а также их соотношения. Затем по всему азимуту при определенных угле места и коэффициенте эллиптичности брался средний уровень принятого сигнала и вычитался из энергии передаваемой радиоволны.

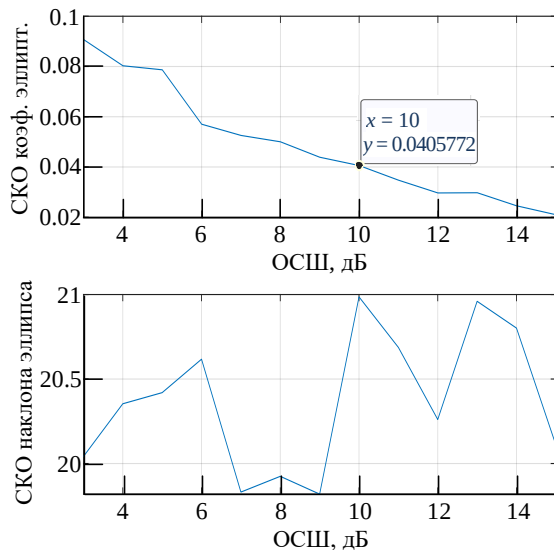


Рис. 15. Зависимости СКО оценки коэффициента эллиптичности и наклона эллипса от ОСШ при $K = 0$; $E_{0y}/E_{0z} = 1$; $\Delta\varphi = 0^\circ$

Fig. 15. Dependence of the STD of the estimation of the ellipticity coefficient and the slope of the ellipse on the SNR at $K = 0$; $E_{0y}/E_{0z} = 1$; $\Delta\varphi = 0^\circ$

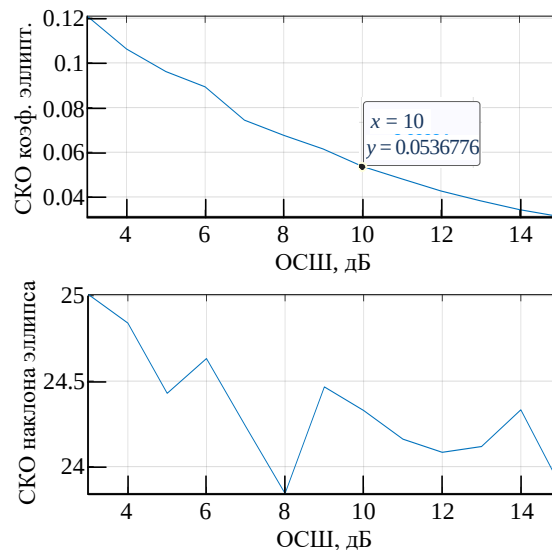


Рис. 16. Зависимости СКО оценки коэффициента эллиптичности и наклона эллипса от ОСШ при $K = 0$; $E_{0y}/E_{0z} = 0$; $\Delta\varphi = 90^\circ$

Fig. 16. Dependence of the STD of the estimation of the ellipticity coefficient and the slope of the ellipse on the SNR at $K = 0$; $E_{0y}/E_{0z} = 0$; $\Delta\varphi = 90^\circ$

СКО оценок азимута, угла места, коэффициента эллиптичности и наклона эллипса принятой электромагнитной волны при ОСШ 10 дБ в полосе 50 КГц

The standard deviation of the azimuth, elevation angle, ellipticity coefficient and ellipse slope estimates of the received electromagnetic wave at a signal-to-noise ratio of 10 dB in the 50 kHz band

Коэффициент эллиптичности	СКО азимута	СКО угла места	СКО коэффициента эллиптичности	СКО наклона эллипса
$K = 1$; $E_{0y}/E_{0z} = 1$; $\Delta\varphi = 90^\circ$	2.1	1.8	0.046	—
$K = 0.8$; $E_{0y}/E_{0z} = 0.8$; $\Delta\varphi = 90^\circ$	2.25	1.86	0.037	7.96
$K = 0.8$; $E_{0y}/E_{0z} = 1$; $\Delta\varphi = 80^\circ$	2.7	1.79	0.04	6.48
$K = 0.6$; $E_{0y}/E_{0z} = 0.6$; $\Delta\varphi = 90^\circ$	2.46	2.19	0.03	2.86
$K = 0.6$; $E_{0y}/E_{0z} = 1$; $\Delta\varphi = 60^\circ$	3.45	1.8	0.037	3.64
$K = 0.4$; $E_{0y}/E_{0z} = 0.4$; $\Delta\varphi = 90^\circ$	2.94	2.56	0.027	2.37
$K = 0.4$; $E_{0y}/E_{0z} = 1$; $\Delta\varphi = 45^\circ$	3.52	1.82	0.036	3.54
$K = 0.2$; $E_{0y}/E_{0z} = 0.2$; $\Delta\varphi = 20^\circ$	6.06	5.1	0.024	3.48
$K = 0.2$; $E_{0y}/E_{0z} = 1$; $\Delta\varphi = 90^\circ$	10.4	1.86	0.032	5.58
$K = 0$; $E_{0y}/E_{0z} = 1$; $\Delta\varphi = 0^\circ$	—	—	0.04	—
$K = 0$; $E_{0y}/E_{0z} = 0$; $\Delta\varphi = 90^\circ$	—	—	0.05	—

Полученные зависимости среднего уровня потерь по азимуту от угла места при разных коэффициентах эллиптичности поступающей волны приведены на рис. 17–23.

Из рисунков следует, что потери энергии в принятом сигнале после пространственно-поляризационной обработки меньше, чем при

приеме только вертикальной составляющей. Наибольший выигрыш при пространственно-поляризационной обработке наблюдается на углах места больше 40° . Максимальные потери возникают, когда обе составляющие электромагнитного поля приходят синфазно ($\Delta\varphi = 0^\circ$).

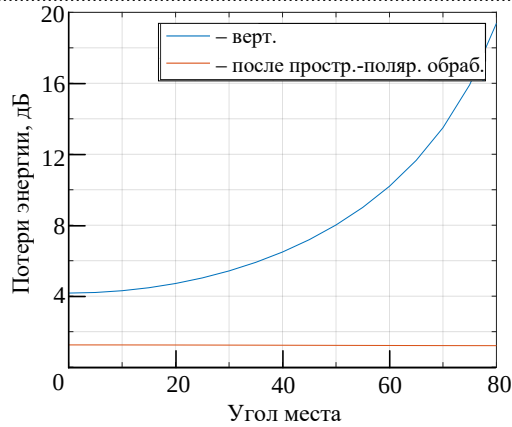


Рис. 17. Зависимость среднего уровня потерь по азимуту принятого сигнала от угла места при $K = 1$; $E_{0y}/E_{0z} = 1$; $\Delta\varphi = 90^\circ$

Fig. 17. Dependence of the average loss level in azimuth of the received signal on the elevation angle at $K = 1$; $E_{0y}/E_{0z} = 1$; $\Delta\varphi = 90^\circ$

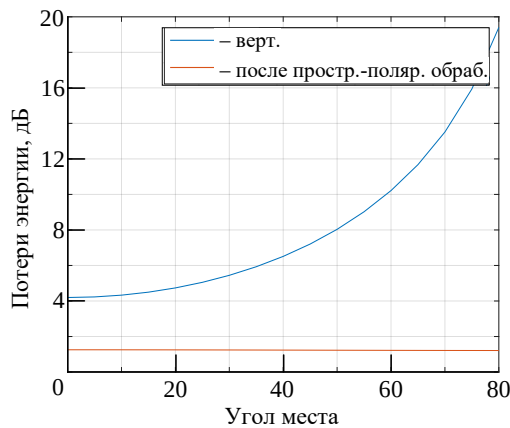


Рис. 18. Зависимость среднего уровня потерь по азимуту принятого сигнала от угла места при $K = 0.6$; $E_{0y}/E_{0z} = 1$; $\Delta\varphi = 60^\circ$

Fig. 18. Dependence of the average loss level in azimuth of the received signal on the elevation angle at $K = 0.6$; $E_{0y}/E_{0z} = 1$; $\Delta\varphi = 60^\circ$

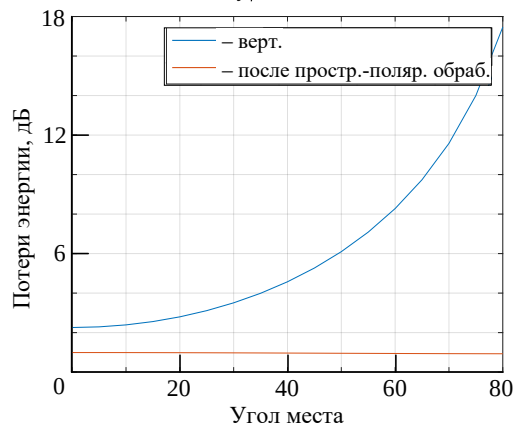


Рис. 19. Зависимость среднего уровня потерь по азимуту принятого сигнала от угла места при $K = 0.6$; $E_{0y}/E_{0z} = 0.6$; $\Delta\varphi = 90^\circ$

Fig. 19. Dependence of the average loss level in azimuth of the received signal on the elevation angle at $K = 0.6$; $E_{0y}/E_{0z} = 0.6$; $\Delta\varphi = 90^\circ$

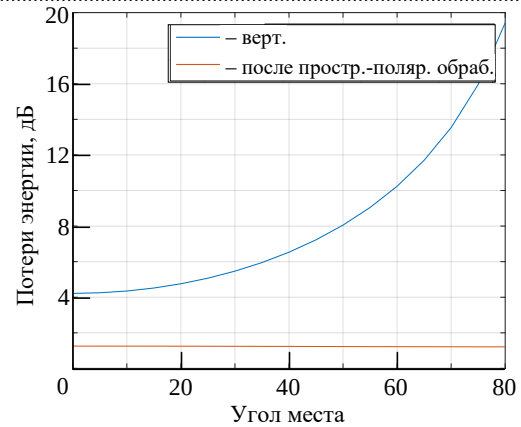


Рис. 20. Зависимость среднего уровня потерь по азимуту принятого сигнала от угла места при $K = 0.4$; $E_{0y}/E_{0z} = 1$; $\Delta\varphi = 45^\circ$

Fig. 20. Dependence of the average loss level in azimuth of the received signal on the elevation angle at $K = 0.4$; $E_{0y}/E_{0z} = 1$; $\Delta\varphi = 45^\circ$

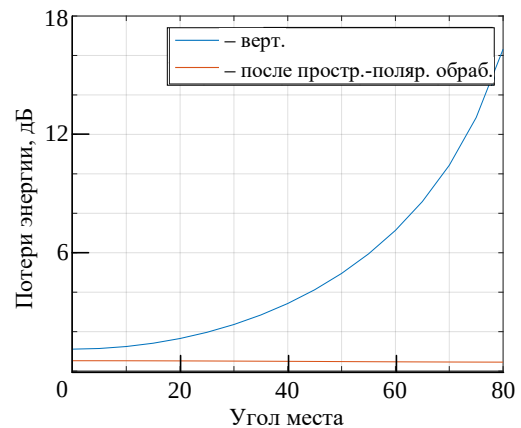


Рис. 21. Зависимость среднего уровня потерь по азимуту принятого сигнала от угла места при $K = 0.4$; $E_{0y}/E_{0z} = 0.4$; $\Delta\varphi = 90^\circ$

Fig. 21. Dependence of the average loss level in azimuth of the received signal on the elevation angle at $K = 0.4$; $E_{0y}/E_{0z} = 0.4$; $\Delta\varphi = 90^\circ$

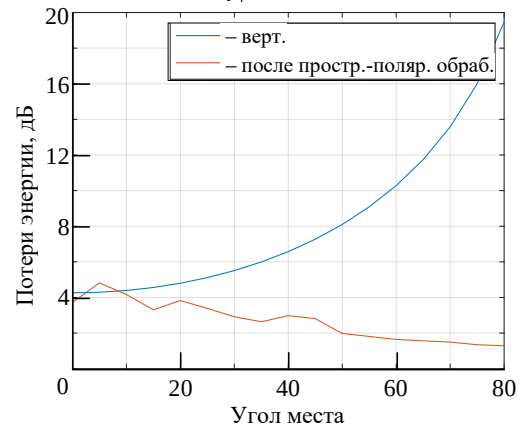


Рис. 22. Зависимость среднего уровня потерь по азимуту принятого сигнала от угла места при $K = 0$; $E_{0y}/E_{0z} = 1$; $\Delta\varphi = 0^\circ$

Fig. 22. Dependence of the average loss level in azimuth of the received signal on the elevation angle at $K = 0$; $E_{0y}/E_{0z} = 1$; $\Delta\varphi = 0^\circ$

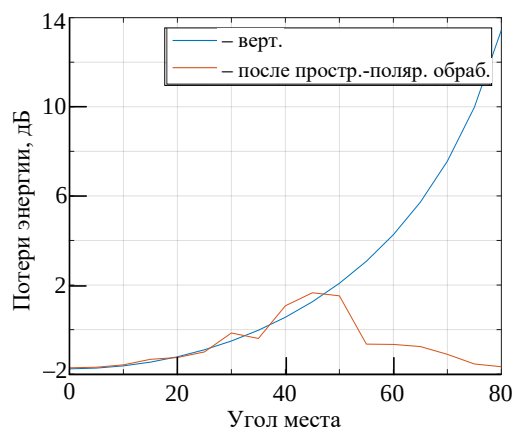


Рис. 23. Зависимость среднего уровня потерь по азимуту принятого сигнала от угла места при $K = 0$; $E_{0y}/E_{0z} = 0$; $\Delta\varphi = 90^\circ$

Fig. 23. Dependence of the average loss level in azimuth of the received signal on the elevation angle at $K = 0$; $E_{0y}/E_{0z} = 0$; $\Delta\varphi = 90^\circ$

Заключение. Алгоритм пространственно-поляризационной обработки трех проекций элек-

ромагнитного поля позволяет оценить угловые координаты передаваемой радиоволны ИРИ, а также оценить поляризационные параметры сигнала (коэффициент эллиптичности и наклон эллипса). При этом, как отмечалось ранее, для корректной оценки пространственных и поляризационных параметров необходимо, чтобы в распространяющейся волне присутствовали обе составляющие электромагнитного поля.

На основе сравнения потерь энергии передаваемого сигнала при приеме триортогональной антенной, при дальнейшей пространственно-поляризационной обработке сигнала, а также при приеме вертикально поляризованной антенной можно заключить, что данный алгоритм позволяет обеспечить пространственно-поляризованную согласованность приема, тем самым повышая энергию принятого сигнала. Наибольший выигрыш наблюдается на углах места больше 40° .

Список литературы

1. Альперт Я. Л. Распространение электромагнитных волн и ионосфера. 2-е изд. М.: Наука, 1972. 564 с.
2. Булатов Н. Д., Савин Ю. К. Статистические характеристики поляризационных замираний КВ сигнала // Электросвязь. 1971. № 2. С. 14–16.
3. Брюнелли Б. Е., Намгаладзе А. А. Физика ионосферы. М.: Наука, 1988. 528 с.
4. Дэвис К. Радиоволны в ионосфере. М.: Мир, 1973. 504 с.
5. Коршунов Д. В., Васильев А. С., Лапшин Э. В. Анализ факторов, влияющих на качество радиосвязи в КВ-диапазоне. URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/analiz-faktorov-vliyayuschih-na-kachestvo-radiosvyazi-v-kv-diapazone/viewer> (дата обращения: 12.02.2023).
6. Компактные призматические антенны для поляризационно-избирательного приема в составе систем радиомониторинга / Д. В. Лучин, А. М. Плотников, А. П. Трофимов, В. В. Юдин // Электросвязь. 2015. № 8. С. 44–48.
7. Лучин Д. В., Сподобаев М. Ю. Системы ДКМВ радиосвязи: разработка, производство и перспективные решения // Вестн. Самарского аэрокосмического ун-та. 2014. Т. 44, № 2. С. 74–79.
8. Грибов Г. С. Перспективы использования двухполяризационных антенных элементов в составе антенных решеток для задач радиомониторинга // Научные, инженерные и производственные проблемы создания технических средств мониторинга электромагнитного поля с использованием инновационных технологий: V науч.-техн. конф., Санкт-Петербург, 4–6 окт. 2023. СПб., 2024. С. 18–23.
9. Грибов Г. С. Математическое моделирование пространственно-поляризационных характеристик

- триортогонального антенного элемента для задач пеленгования КВ-диапазона // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2023. Т. 26, № 4. С. 95–105. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-4-95-105

10. Грибов Г. С. Экспериментальные исследования поляризационного метода пеленгования с помощью регистрации трех проекций электромагнитного поля // Инфокоммуникационные технологии в цифровом мире: сб. докл. 13-й науч.-техн. шк.-семинара, Санкт-Петербург, 12–16 дек. 2023. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2023. С. 62–66.

11. Демичев И. В., Родин Д. В. Научно-обоснованное предложение по технической реализации радиоприемного тракта для регистрации полного вектора электромагнитного поля // Материалы Всерос. науч.-практ. конф. "Проблемы и основные направления развития радиоэлектроники и образовательного процесса подготовки специалистов радиотехнических систем специального назначения", посвященной 60-летию ЧВВИУРЭ. 2017. № 4. С. 10–14.

12. Демичев И. В., Шмаков Н. П., Иванов А. В. Пространственно-поляризационная обработка радиосигналов в гиперкомплексном пространстве // Наукоемкие технологии. 2018. Т. 19, № 10. С. 25–29. doi: 10.18127/j19998465-201810-05

13. Дворников С. В., Конюховский В. С., Симонов А. Н. Способ частотно-пространственной селекции радиоизлучений с помощью триортогональной антенной системы // Информационно-управляющие системы. 2020. № 1. С. 63–72. doi: 10.31799/1684-8853-2020-1-63-72

14. Богдановский С. В., Симонов А. Н., Теслевич С. Ф. Поляризационный метод пеленгования источников радиоизлучения в пространстве //

Наукоемкие технологии. 2016. Т. 17, № 12. С. 40–43.

15. Wong K. Direction finding/polarization estimation-dipole and/or loop triad(s) // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 2001. Vol. 37, № 2. P. 679–684. doi:10.1109/7.937478

16. Lower bound of the estimation error of an emitter's direction-of-arrival/polarization, for a collocated triad of orthogonal dipoles/loops that fail randomly / D. Kitavi, K. Wong, M. Zou, K. Agrawal // IET Microwaves, Antennas & Propagation. 2017. Vol. 11, iss. 7. P. 961–970. doi:10.1049/iet-map.2016.0918

17. Chintagunta S., Ponnusamy P. Integrated polarization and diversity smoothing algorithm for DOD and

DOA estimation of coherent targets // IET Signal Processing. 2018. Vol. 12, iss. 4. P. 447–453. doi: 10.1049/iet-spr.2017.0276

18. Khan S., Wong K. Electrically Long Dipoles in a Crossed Pair for Closed-Form Estimation of an Incident Source's Polarization // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2019. Vol. 67, № 8. P. 5569–5581. doi:10.1109/TAP.2019.2916581

19. Zheng G. Two-dimensional DOA estimation for polarization sensitive array consisted of spatially spread crossed-dipole // IEEE Sensors J. 2018. Vol. 18, iss. 12. P. 5014–5023. doi:10.1109/JSEN.2018.2820168

Информация об авторе

Грибов Григорий Сергеевич – магистр по направлению "Радиотехника" (2021, Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)), аспирант кафедры радиотехнических систем названного университета, инженер 1-й категории АО «НИИ "Вектор"». Автор 12 научных работ. Сфера научных интересов – радиотехника; радиомониторинг; радиопеленгование; цифровая обработка сигналов.

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

E-mail: ggribov@yandex.ru

<https://orcid.org/0009-0005-1338-9187>

References

1. Al'pert Ya. L. *Rasprostranenie ehlektromagnitnyh voln i ionosfera* [Electromagnetic Wave Propagation and the Ionosphere]. 2nd ed. Moscow, Nauka, 1972, 564 p. (In Russ.)

2. Bulatov N. D., Savin Yu. K. Statistical Characteristics of Polarization Fading of the HF Signal. *Elektrosvyaz*. 1971, no. 2, pp. 14–16. (In Russ.)

3. Bryunelli B. E., Namgaladze A. A. *Fizika ionosfery* [Physics of Ionosphere]. Moscow, Nauka, 1988, 528 p. (In Russ.)

4. Davies K. *Ionospheric Radio Waves*. Waltham, Blaisdell Pub. Co, 1969, 504 p.

5. Korshunov D. V., Vasiliev A. S., Lapshin E. V. Analysis of Factors Affecting the Quality of Radio Communication in the HF band. Available at: <https://cyberleninka.ru/article/n/analiz-faktorov-vliyayuschih-na-kachestvo-radiosvyazi-v-kv-diapazone/viewer> (accessed 12.02.2023) (In Russ.)

6. Luchin D. V., Plotnikov A. M., Trofimov A. P., Yudin V. V. Compact Ground-Level Antennas for Polarization-Selective Reception as Part of Radio Monitoring Systems. *Telecommunications*. 2015, no. 8, pp. 44–48. (In Russ.)

7. Luchin D. V., Spodobaev M. Yu. DCMV Radio Communication Systems: Development, Production and Promising Solutions. *Bull. of Samara Aerospace University*. 2014, vol. 44, no. 2, pp. 74–79. (In Russ.)

8. Gribov G. S. *Perspektivy ispolzovaniya dvuhpolarizacionnykh antennoy elementov v sostave antennoy reshetok dlya zadach radiomonitoringa* [Prospects for the Use of Dual-Polarization Antenna Elements as Part of Antenna Arrays for Radio Monitoring Tasks]. *Scientific, Engineering*

and Production Problems of Creating Technical Means for Monitoring the Electromagnetic Field Using Innovative Technologies. V Scientific and Technical Conf., St Petersburg, 4–6 Oct. 2023. SPb., 2024, pp. 18–23. (In Russ.)

9. Gribov G. S. Simulation of Spatial Polarization Characteristics of a Triorthogonal Antenna Element for the Tasks of HF Band Bearing. *J. of the Russian Universities. Radioelectronics*. 2023, vol. 26, no. 4, pp. 95–105. (In Russ.) doi:10.32603/1993-8985-2023-26-4-95-105

10. Gribov G. S. *Eksperimentalnyye issledovaniya polarizatsionnogo metoda pelengovaniya s pomoshchyu registratsii trekh proyektsiy elektromagnitnogo polya* [Experimental Studies of the Polarization Direction Finding Method Using Registration of Three Electromagnetic Field Projections]. *Infocommunication Technologies in the Digital World: Collection. Report 13th Scientific and Technical. School-Seminar, St Petersburg, 12–16 Dec. 2023. St Petersburg, Izd-vo SPbGETU "LETI", 2023, pp. 62–66. (In Russ.)*

11. Demichev I. V., Rodin D. V. *Nauchno-obosnovannoe predlozhenie po tehnikeskoj realizacii radiopriemnogo trakta dlya registratsii polnogo vektora elektromagnitnogo polya* [The Scientifically-Based Proposal for the Technical Implementation of a Radio Receiving Path for Recording the Full Vector of the Electromagnetic Field]. *Proc. of the All-Russ. Scientific and Practical Conf. "Problems and Main Directions of Development of Radio Electronics and the Educational Process of Training Specialists of Radio Engineering Systems for Special Purposes"*. 2017, no. 4, pp. 10–14. (In Russ.)

12. Demichev I. V., Shmakov N. P., Ivanov A. V. Spatial Polarization Processing of Radio Signals in Hyper-

complex Space. Science Intensive Technologies. 2018, vol. 19, no. 10, pp. 25–29. (In Russ.)
doi: 10.18127/j19998465-201810-05

13. Dvornikov S. V., Konyukhovskiy V. S., Simonov A. N. Method of Frequency-Spatial Selection of Radio Emissions Using a Triorthogonal Antenna System. *Informatsionno-upravliaiushchie sistemy* [Information and Control Systems]. 2020, no. 1, pp. 63–72. (In Russ.)
doi:10.31799/1684-8853-2020-1-63-72

14. Bogdanovsky S. V., Simonov A. N., Teslevich S. F. A Polarization Method of Spatial Radio Source Direction Finding. *Science Intensive Technologies*. 2016, vol. 17, no. 12, pp. 40–43. (In Russ.)

15. Wong K. Direction finding/polarization estimation-dipole and/or loop triad(s). *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*. 2001, vol. 37, no. 2, pp. 679–684. doi:10.1109/7.937478

16. Kitavi D., Wong K., Zou M., Agrawal K. Lower Bound of the Estimation Error of an Emitter's Direction-of-

Arrival/Polarization, for a Collocated Triad of Orthogonal Dipoles/Loops that Fail Randomly. *IET Microwaves, Antennas & Propagation*. 2017, vol. 11, iss. 7, pp. 961–970.
doi: 10.1049/iet-map.2016.0918

17. Chintagunta S., Ponnusamy P. Integrated Polarization and Diversity Smoothing Algorithm for DOD and DOA Estimation Of Coherent Targets. *IET Signal Processing*. 2018, vol. 12, iss. 4, pp. 447–453.
doi: 10.1049/iet-spr.2017.0276

18. Khan S., Wong K. Electrically Long Dipoles in a Crossed Pair for Closed-Form Estimation of an Incident Source's Polarization. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2019, vol. 67, no. 8, pp. 5569–5581.
doi:10.1109/TAP.2019.2916581

19. Zheng G. Two-Dimensional DOA Estimation for Polarization Sensitive Array Consisted of Spatially Spread Crossed-Dipole. *IEEE Sensors J*. 2018, vol. 18, iss. 12, pp. 5014–5023.
doi:10.1109/JSEN.2018.2820168

Information about the author

Grigory S. Gribov, Master's Degree in "Radio Engineering" (2021, Saint Petersburg Electro-technical University), Postgraduate Student of the Department of Radio Engineering of Saint Petersburg Electro-technical University, engineer of the 1st category of JSC "Research Institute "Vector"". The author of 12 scientific publications. Area of expertise: radio engineering; radio monitoring; radio direction finding; digital signal processing.

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

E-mail: ggribov@yandex.ru

<https://orcid.org/0009-0005-1338-9187>

Анализ и обработка OFDM-сигналов в условиях шума с использованием вейвлет-преобразования при временной синхронизации

В. В. Егоров¹, Д. М. Клионский^{2✉}

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

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

✉ klion2003@list.ru

Аннотация

Введение. Вопросы временной синхронизации актуальны для систем радиосвязи, радионавигации, радиолокации, определения моментов прихода импульсных сигналов, позиционирования. Так, в канале радиосвязи необходимо обеспечить безошибочную передачу информации (файлов) от передатчика к приемнику с максимально возможной скоростью передачи. При этом повышение точности синхронизации повышает скорость передачи информации. В известных решениях задачи синхронизации при передаче OFDM-сигналов (Orthogonal frequency-division multiplexing – мультиплексирование с ортогональным частотным разделением каналов) применяется защитный интервал для вычисления периодической автокорреляционной функции анализируемого OFDM-сигнала, что приводит к непроизводительным затратам временного ресурса. В статье рассмотрена обработка и анализ OFDM-сигналов в условиях шума с целью оценивания моментов их прихода без применения указанного интервала.

Цель работы. Разработка алгоритма временной синхронизации OFDM-сигналов при наличии шума в канале радиосвязи с использованием быстрых вычислительных алгоритмов на основе гармонического вейвлет-преобразования.

Материалы и методы. В рамках проведенного исследования использованы методы вейвлет-преобразования и вейвлет-обработки сигналов, включая гармоническое вейвлет-преобразование с использованием октавного банка цифровых фильтров и быстрые вычислительные алгоритмы для вычисления гармонического вейвлет-преобразования.

Результаты. Предложен метод обработки OFDM-сигнала в условиях шума на основе гармонического вейвлет-преобразования, позволяющий определять границы интервалов ортогональности указанного сигнала и моменты их начала и окончания. Также предложен алгоритм определения момента прихода OFDM-сигнала. Показано, что с увеличением окна анализа сигнала удастся повысить точность установления временного синхронизма, однако при этом затраты времени на установление синхронизма увеличиваются. Предложенное в настоящей статье решение позволяет отказаться от использования защитного интервала и тем самым значительно повысить скорость передачи информации. В основе временной синхронизации лежит быстрый вычислительный алгоритм с использованием гармонического вейвлет-преобразования, работоспособный в режиме реального времени и робастный по отношению к каналному шуму.

Заключение. Гармоническое вейвлет-преобразование эффективно в задаче анализа и обработки OFDM-сигнала как при наличии, так и при отсутствии шума. Оно позволяет с максимально возможной точностью определять границы интервалов ортогональности OFDM-сигналов.

Ключевые слова: временная синхронизация, нестационарный канал радиосвязи, OFDM-сигнал, гармоническое вейвлет-преобразование, быстрые вычислительные алгоритмы, каналный шум, интервал ортогональности

Для цитирования: Егоров В. В., Клионский Д. М. Анализ и обработка OFDM-сигналов в условиях шума с использованием вейвлет-преобразования при временной синхронизации // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2025. Т. 28, № 1. С. 65–76. doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-1-65-76

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 09.10.2024; принята к публикации после рецензирования 18.11.2024; опубликована онлайн 28.02.2025



OFDM Signal Processing and Analysis in the Presence of Noise Using Wavelet Transform for Temporal Synchronization

Vladimir V. Egorov¹, Dmitry M. Klionskiy²✉

¹Saint Petersburg State University of Aerospace Instrumentation,
St Petersburg, Russia

²Saint Petersburg Electrotechnical University, St Petersburg, Russia

✉ klio2003@list.ru

Abstract

Introduction. Temporal synchronization is a relevant issue for various radio communication, radio navigation, and radar systems, for determination of time points for impulse signal arrival and positioning. The radio communication problem should ensure an error-free signal transmission via a radio channel at a maximum possible transmission rate. The known solutions of the temporal synchronization problem in the case of orthogonal frequency-division multiplexing (OFDM) signal transmission employ a guard interval for computing the periodic autocorrelation function of the analyzed OFDM-signal, which leads to unproductive costs of the time-frequency resource. In this paper, we discuss the problem of processing and analysis of OFDM-signals in the presence of noise and estimation of the time point of OFDM-signal arrival.

Aim. Development of an algorithm for time synchronization of OFDM signals in the presence of noise in the radio communication channel using fast computing algorithms based on the harmonic wavelet transform.

Materials and methods. The research was conducted using the methods of wavelet transform and wavelet-based signal processing including the harmonic wavelet transform on the basis of the octave filter bank, fast computational algorithms aimed at computing the harmonic wavelet transform.

Results. A new method for OFDM signal processing in the presence of noise based on the octave harmonic wavelet transform is suggested. This method allows determination of boundaries of orthogonality intervals in an OFDM-signal along with the moments of the onset and end of orthogonality intervals. An algorithm for finding the time point of OFDM signal arrival is proposed. It is shown that the increase of the analysis window of an OFDM signal leads to an improvement in the temporal synchronization accuracy, although requiring more time for establishing synchronization. The suggested approach does not employ the guard interval, thus increasing the information transmission rate.

Conclusion. The harmonic wavelet transform is effective for the analysis and processing of OFDM signals. Furthermore, the aforementioned transform works perfectly well both in the absence and in the presence of noise. The harmonic wavelet transform allows determination of boundaries of orthogonality intervals with maximum possible accuracy. Based on complex vectors, which correspond to the boundaries of orthogonality intervals, the time point of OFDM-signal arrival can be found.

Keywords: temporal synchronization, non-stationary radio channel, OFDM signal, harmonic wavelet transform, fast computational algorithms, channel noise, orthogonality interval

For citation: Egorov V. V., Klionskiy D. M. OFDM Signal Processing and Analysis in the Presence of Noise Using Wavelet Transform for Temporal Synchronization. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2025, vol. 28, no. 1, pp. 65–76. doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-1-65-76

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

Submitted 09.10.2024; accepted 18.11.2024; published online 28.02.2025

Введение. В настоящее время в области телекоммуникаций для высокоскоростной передачи данных по нестационарным, в том числе коротковолновым, радиоканалам часто применяются OFDM-сигналы (Orthogonal frequency-division multiplexing – мультиплексирование с ортогональным частотным разделением кана-

лов) [1–4]. При обработке таких сигналов используются методы быстрых дискретных преобразований, что позволяет обрабатывать их в реальном масштабе времени. При преобразованиях учитывается ортогональное частотное разделение каналов, составляющих OFDM-сигнал. OFDM-сигналы используются в таких задачах,

как частотная и временная синхронизация, быстрые дискретные преобразования и др.

OFDM-сигнал представляет собой мультигармонический (полигармонический) сигнал, состоящий из конечного набора дискретных составляющих на субчастотах. При рассмотрении OFDM-сигнала вводится понятие "интервала ортогональности" как временного промежутка, на котором все дискретные сигнальные составляющие на субчастотах ортогональны. Длительность интервала ортогональности и величина частотного разнесения (расстояния между субчастотами) выбираются из условия ортогональности сигналов на субчастотах. При этом возможно перекрытие спектров составляющих на отдельных субчастотах.

Аналитическое описание (математическая модель) информационного OFDM-сигнала имеет вид [5]:

$$s(t) = \sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^K c_k^{(l)} \cos[\omega_k(t - \Delta t_k) + \psi_k^{(l)}], \quad (1)$$

где $l = \overline{1, L}$ – номер интервала ортогональности информационного OFDM-сигнала (обработка информационного сигнала на приемной стороне осуществляется по интервалам заданной длительности T); L – количество интервалов длительностью T излучаемого сигнала; $k = \overline{1, K}$ – номер луча (субгармоники) сигнала; K – количество субчастот многочастотного OFDM-сигнала, на которых происходит излучение; $c_k^{(l)}, \psi_k^{(l)}$ – амплитуда и начальная фаза k -го луча (субгармоники) на интервале ортогональности с номером l соответственно; ω_k – k -я субчастота излучения, Δt_k – временная задержка k -го луча в канале.

Сигнал излучается интервалами длительностью T , при этом все частотные составляющие сигнала на частотах ω_k излучаются одновременно. Начальные фазы $\psi_k^{(l)}$, соответствующие l -му интервалу ортогональности, являются случайными величинами, зависящими от передаваемого символа, и изменяются при переходе от одной гармоники к другой.

Частота k -й гармоники излучения кратна периоду дискретизации по частоте и определяется соотношениями $\omega_k = k\Delta\omega$; $\Delta\omega = 2\pi/T$.

Анализ и обработка OFDM-сигналов в условиях шума с использованием вейвлет-преобразования при временной синхронизации
OFDM Signal Processing and Analysis in the Presence of Noise
Using Wavelet Transform for Temporal Synchronization

Математическая модель информационного OFDM-сигнала также может быть представлена в синусно-косинусной форме:

$$s(t) = \sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^K [a_k^{(l)} \cos(\omega_k t) + b_k^{(l)} \sin(\omega_k t)], \quad (2)$$

где $\{a_k^{(l)}, b_k^{(l)}\}$ – набор информационных параметров, который также меняется при переходе от интервала ортогональности длительностью T с номером l к последующему интервалу с номером $l+1$.

На приемной стороне все частоты ω_k претерпевают смещение $\delta\omega$:

$$\bar{\omega}_k = \omega_k + \delta\omega, \quad k = \overline{1, K},$$

происходящее за счет доплеровского эффекта, а также за счет рассогласования частот принимаемого сигнала и опорного генератора.

На каждом интервале ортогональности математическая модель сигнала сохраняется неизменной в соответствии с (1) или (2), однако при переходе от l -го к $(l+1)$ -му интервалу ортогональности меняются параметры моделей – величины $\{c_k^{(l)}\}$ в (1) и $\{a_k^{(l)}, b_k^{(l)}\}$ в (2).

Информационный сигнал $\bar{s}(t)$ на приемной стороне описывается математической моделью

$$\bar{s}(t) = \sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^K \left\{ a_k^{(l)} \gamma_k \cos[\bar{\omega}_k(t - \tau_{\text{зап}, k})] + b_k^{(l)} \gamma_k \sin[\bar{\omega}_k(t - \tau_{\text{зап}, k})] \right\},$$

где γ_k – множитель, описывающий частотно-селективные свойства радиоканала; $\tau_{\text{зап}, k}$ – временное запаздывание k -й гармоники на субчастоте ω_k .

Структурная диаграмма информационного OFDM-сигнала. OFDM-сигнал схематично представлен на рис. 1, иллюстрирующем его основные структурные особенности. На каждом интервале ортогональности длительностью T сигнал является мультигармоническим (полигармоническим), т. е. представляет собой конечный набор дискретных гармоник с амплитудами $\{c_k^{(l)}\}$, если руководствоваться представлением OFDM-сигнала в косинусной форме (1) [5], и амплитудами синусно-косинусных

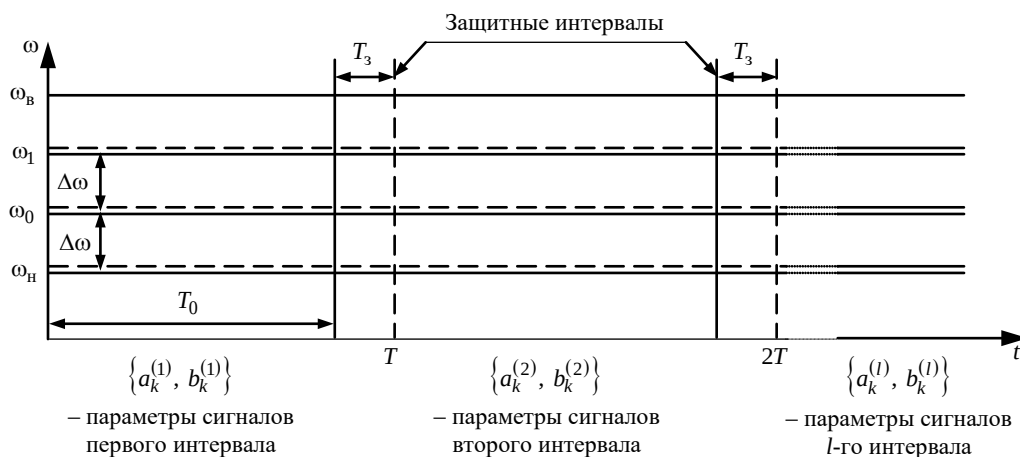


Рис. 1. Частотно-временная диаграмма информационного OFDM-сигнала

Fig. 1. Time-frequency diagram of information OFDM signal

составляющих $\{a_k^{(l)}, b_k^{(l)}\}$, если следовать альтернативному представлению OFDM-сигнала в синусно-косинусной форме (2) [5].

Интервал ортогональности T включает в себя защитный интервал T_3 , в котором периодически продолжается информационный сигнал. Защитный интервал позволяет избавиться от влияния межсимвольных искажений при демодуляции. Межсимвольные и межканальные помехи также могут возникать из-за нарушения ортогональности на соседних интервалах, если временная синхронизация была установлена неточно, что является критичным при использовании OFDM-сигналов.

На рис. 1 несущие частоты отдельных каналов, составляющих OFDM-сигнал, расположены эквидистантно в диапазоне от f_H до f_B . Указанные ранее смещения субчастот на приемной стороне отображены на рисунке горизонтальными штриховыми линиями.

Параметры OFDM-сигнала $\{a_k^{(l)}, b_k^{(l)}\}$ представлены в табл. 1.

На рис. 1 моменты времени перехода к новому интервалу ортогональности обозначены как $T, 2T, 3T, \dots, kT$. Границы интервалов ортогональности необходимо определить с максимально возможной точностью в процессе установки временной синхронизации.

Исследование OFDM-сигнала, принятого в условиях шума. Рассмотрим прием OFDM-сигнала в условиях белого гауссовского шума [6–12]. Моменты смены ортогональности сиг-

Табл. 1. Информационные параметры OFDM-сигнала

(распределение по интервалам ортогональности)

Tab. 1. Information parameters of OFDM signal (distribution over orthogonality intervals)

Номер интервала ортогональности OFDM-сигнала	Частота	Передаваемые параметры OFDM-сигнала
1	ω_1	$a_1^{(1)}, b_1^{(1)}$
	ω_2	$a_2^{(1)}, b_2^{(1)}$
	...	...
	ω_k	$a_k^{(1)}, b_k^{(1)}$
2	ω_1	$a_1^{(2)}, b_1^{(2)}$
	ω_2	$a_2^{(2)}, b_2^{(2)}$
	...	...
	ω_k	$a_k^{(2)}, b_k^{(2)}$
3	ω_1	$a_1^{(3)}, b_1^{(3)}$
	ω_2	$a_2^{(3)}, b_2^{(3)}$
	...	...
	ω_k	$a_k^{(3)}, b_k^{(3)}$
...	...	...
l	ω_1	$a_1^{(l)}, b_1^{(l)}$
	ω_2	$a_2^{(l)}, b_2^{(l)}$
	...	...
	ω_k	$a_k^{(l)}, b_k^{(l)}$

нала t_l , (рис. 2), введенные в сигнал при его формировании, подчиняются соотношению: $t_l = lT + t_0$, где t_0 – смещение интервала ортогональности относительно момента начала наблюдения (момент начала наблюдения обозначен на рис. 2).

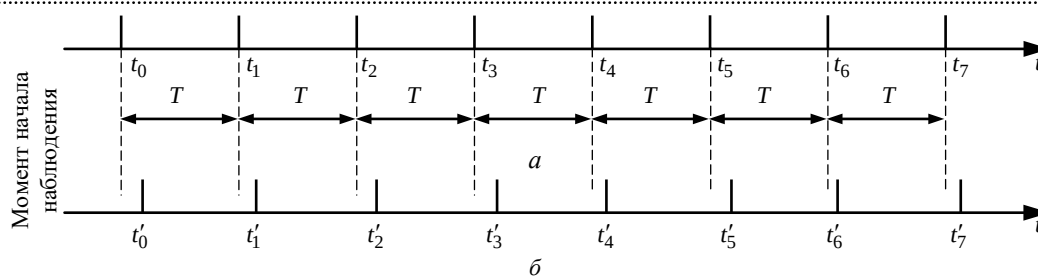


Рис. 2. Границы интервалов ортогональности OFDM-сигнала (a) и их оценки (б)

Fig. 2. Boundaries of orthogonality intervals of OFDM signal (a) and their estimates (б)

Оценки границ интервалов ортогональности t'_i смещаются относительно действительных позиций в результате воздействия шума, присутствующего в аддитивной смеси с анализируемым OFDM-сигналом. Задачей анализа является определение t_l и параметров OFDM-сигнала, а также определение смещения t_0 .

Решение поставленных задач базируется на разложении анализируемого сигнала по системе базисных функций. Для компактного разложения (минимизации количества значащих параметров) необходимо, чтобы интервалы локализации базисных функций не превышали интервалов ортогональности анализируемого сигнала. Анализируемый OFDM-сигнал имеет конечные интервалы ортогональности во времени (интервал ортогональности) и по частоте (набор частот составляющих сигналов). Аналогичным свойством локализации обладает базис на основе гармонических вейвлетов [13–18].

Вейвлет-преобразование. Гармоническое вейвлет-преобразование (вейвлет-преобразование в базисе гармонических вейвлетов) позволяет представить анализируемый сигнал на основе масштабирующей функции

$$\phi(t-p) = \frac{e^{i2\pi(t-p)} - 1}{i2\pi(t-p)}$$

и базисных вейвлетов

$$w(2^j t - p) = \frac{e^{i4\pi(2^j t - p)} - e^{i2\pi(2^j t - p)}}{i2\pi(2^j t - p)},$$

где p – временной сдвиг; j – номер уровня вейвлет-разложения; $i = \sqrt{-1}$.

Представление сигнала в рассматриваемом базисе имеет вид

$$s(t) = \sum_{p=-\infty}^{\infty} \left\{ \left[\alpha_{\phi}(p) \phi(t-p) + \tilde{\alpha}_{\phi}(p) \phi^*(t-p) \right] \right\} + \sum_{j=0}^{\infty} \sum_{p=-\infty}^{\infty} \left\{ \left[\alpha_j(p) w(2^j t - p) + \tilde{\alpha}_j(p) w^*(2^j t - p) \right] \right\},$$

где

$$\alpha_{\phi}(p) = \int_{-\infty}^{+\infty} s(t) \phi^*(t-p) dt;$$

$$\tilde{\alpha}_{\phi}(p) = \int_{-\infty}^{+\infty} s(t) \phi(t-p) dt;$$

$$\alpha_j(p) = 2^j \int_{-\infty}^{+\infty} s(t) w^*(2^j t - p) dt;$$

$$\tilde{\alpha}_j(p) = 2^j \int_{-\infty}^{+\infty} s(t) w(2^j t - p) dt$$

– комплекснозначные вейвлет-коэффициенты, причем $*$ – символ операции комплексного сопряжения.

Результаты преобразования. Точность оценки положения границ интервала ортогональности определяется временным разрешением, обеспечиваемым разложением. Наилучшее разрешение обеспечивает наиболее компактная (с минимальным интервалом определения во времени) вейвлет-функция, которой соответствует максимальное значение номера j . Далее такой уровень вейвлет-разложения называется самым "тонким".

При анализе устанавливается порог. Вейвлет-коэффициенты, превышающие пороговое значение, рассматриваются как значащие, соответствующие границам интервала ортогональности, а вейвлет-коэффициенты, уступающие

порогу, соответствуют шуму, присутствующему в сигнале. Вейвлет-коэффициенты, соответствующие неискаженному шумом OFDM-сигналу, имеют близкие к нулю значения.

Показанные на рис. 2 оценки временных границ t'_k получены в результате октавного гармонического вейвлет-преобразования OFDM-сигнала [19–24].

Процедуру оценивания границ интервалов ортогональности OFDM-сигнала можно представить следующей последовательностью шагов [22]:

1. Анализ вещественной части $\text{Re}\alpha_q(p)$ комплекснозначных вейвлет-коэффициентов самого "тонкого" уровня гармонического вейвлет-разложения с номером q :

$$\alpha_q(p), q = (\log_2 N) - 1; p = N/4, \dots, N/2 - 1,$$

где N – длина сигнала.

2. Вычисление модифицированных вейвлет-коэффициентов $\text{Re}\alpha_q(p)$ с целью удаления шума с самого "тонкого" уровня вейвлет-разложения:

$$\hat{\alpha}_{1q}(p) = \begin{cases} \alpha_{1q}(p) - \frac{\sigma_q}{\sqrt{2} \cdot 2^{j/2}} \sqrt{2 \ln N}, & \text{если } \alpha_{1q}(p) > \frac{\sigma_q}{\sqrt{2} \cdot 2^{j/2}} \sqrt{2 \ln N}; \\ 0, & \\ \text{если } -\frac{\sigma_q}{\sqrt{2} \cdot 2^{j/2}} \sqrt{2 \ln N} < \alpha_{1q}(p) \leq \frac{\sigma_q}{\sqrt{2} \cdot 2^{j/2}} \sqrt{2 \ln N}; & \\ \alpha_{1q}(p) + \frac{\sigma_q}{\sqrt{2} \cdot 2^{j/2}} \sqrt{2 \ln N}, & \\ \text{если } \alpha_{1q}(p) \leq -\frac{\sigma_q}{\sqrt{2} \cdot 2^{j/2}} \sqrt{2 \ln N}, & \end{cases}$$

где

$$\sigma_q = \frac{\text{Med}\left\{\left|\alpha_{1q}(p) - \text{Med}\{\alpha_{1q}(p)\}\right|\right\}}{0.6745}$$

$$p = N/4, \dots, N/2 - 1$$

– среднее квадратическое отклонение, определенное через медиану $\text{Med}\{\cdot\}$ абсолютных отклонений.

3. Выделение участков с незначимыми вейвлет-коэффициентами.

Вейвлет-коэффициенты $\alpha_q(p)$ OFDM-сигнала полагаются незначимыми, если они удовлетворяют условию

$$|\alpha_q(p)| < \eta,$$

$$q = (\log_2 N) - 1, p = N/4, \dots, N/2 - 1,$$

где $\eta \approx 10^{-5} \dots 10^{-3}$ – порог, принимающий близкие к нулю значения.

4. Границы интервалов ортогональности устанавливаются для значений p вейвлет-коэффициентов, превышающих порог. Далее границы пересчитываются во временную область.

В отсутствие шума (рис. 2, а) промежутки между моментами времени t_i и t_{i+1} ($i \geq 1$) одинаковы и равны интервалу ортогональности T . При обработке зашумленного OFDM-сигнала (рис. 2, б) эти оценки границ, в общем случае, смещены относительно значений, полученных при моделировании незашумленного сигнала. Дисперсия установленных границ временной синхронизации определяется как

$$D = \sigma_{\text{уст}}^2 = \frac{1}{L-1} \sum_{l=1}^L (t_l - t'_l)^2,$$

где L – количество экспериментально определенных временных границ OFDM-сигнала (интервалов ортогональности); t_l – истинное положение временной границы интервала ортогональности OFDM-сигнала; t'_l – оценка временной границы, полученная на основе гармонического вейвлет-преобразования.

Рассмотрим зашумленный OFDM-сигнал, содержащий 4 интервала ортогональности длиной 1024 отсчета каждый (общая длительность сигнала 4096 отсчетов) и 4 дискретные гармоники на каждом интервале. Длина временной реализации сигнала составляет 16 384 отсчета (длина выбрана равной степени 2 для более точного применения гармонического вейвлет-преобразования) при периоде дискретизации 0.0001 с. Шаг по частоте $\Delta\omega$ составляет 15.3436 рад/с. Среднеквадратическое отклонение шума равно 0.1. Параметры OFDM-сигнала, распределенные по интервалам ортогональности, приведены в табл. 2.

Табл. 2. Параметры OFDM-сигнала

Tab. 2. OFDM signal parameters

Номер гармоники	Амплитуда		Частота		Начальная фаза	
	Обозначение	Значение, В	Обозначение	Значение, рад/с	Обозначение	Значение, рад
Первый интервал ортогональности						
1	a_{11}	0.8	ω_1	$2\Delta\omega$	φ_{11}	$\pi/7$
2	a_{12}	0.6	ω_2	$5\Delta\omega$	φ_{12}	$\pi/3$
3	a_{13}	0.4	ω_3	$4\Delta\omega$	φ_{13}	$\pi/4$
4	a_{14}	0.8	ω_4	$3\Delta\omega$	φ_{14}	$\pi/9$
Второй интервал ортогональности						
1	a_{21}	1.7	ω_1	$2\Delta\omega$	φ_{21}	$\pi/2$
2	a_{22}	0.4	ω_2	$5\Delta\omega$	φ_{22}	$\pi/9$
3	a_{23}	-0.8	ω_3	$4\Delta\omega$	φ_{23}	$\pi/12$
4	a_{24}	0.15	ω_4	$3\Delta\omega$	φ_{24}	$\pi/3.5$
Третий интервал ортогональности						
1	a_{31}	0.9	ω_1	$2\Delta\omega$	φ_{31}	$3\pi/5$
2	a_{32}	-1.8	ω_2	$5\Delta\omega$	φ_{32}	$\pi/2$
3	a_{33}	-0.1	ω_3	$4\Delta\omega$	φ_{33}	$8\pi/7$
4	a_{34}	2.3	ω_4	$3\Delta\omega$	φ_{34}	$\pi/1.5$
Четвертый интервал ортогональности						
1	a_{41}	0.25	ω_1	$2\Delta\omega$	φ_{41}	$-6\pi/5$
2	a_{42}	-0.15	ω_2	$5\Delta\omega$	φ_{42}	$-\pi/4$
3	a_{43}	2.36	ω_3	$4\Delta\omega$	φ_{43}	$2\pi/3$
4	a_{44}	-1.12	ω_4	$3\Delta\omega$	φ_{44}	0.2π

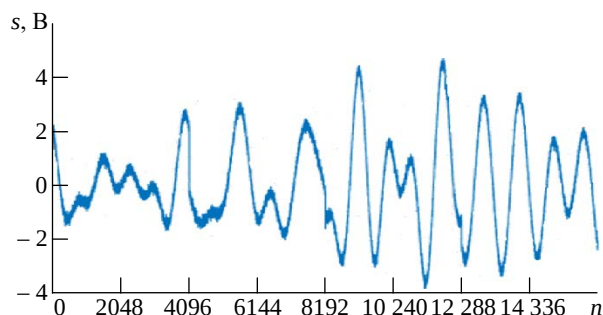


Рис. 3. Временная реализация зашумленного OFDM-сигнала с четырьмя интервалами ортогональности

Fig. 3. Temporal realization of denoised OFDM signal with four orthogonality intervals

На рис. 3 показана временная реализация OFDM-сигнала с указанными параметрами. Его гармоническое вейвлет-разложение $\text{Re}a_j(p)$ представлено на рис. 4.

На рис. 4 количество вейвлет-коэффициентов различается, что объясняется схемой вычисления гармонического вейвлет-преобразования и интерпретацией преобразования как двоичного банка фильтров [22]. На самом "тонком" уровне вейвлет-разложения число вейвлет-коэффициентов равно 2^{n-2} , где $n = \log_2 N$. Для рассматриваемого сигнала $N = 16384$, а число вейвлет-коэффициентов

на самом "тонком" уровне составляет 4096 и при переходе к каждому следующему уровню уменьшается в 2 раза. В соответствии с анализом самого "тонкого" уровня разложения гармонического вейвлет-преобразования ($j = 14$) (рис. 4) установлены границы интервалов ортогональности, что обеспечило в рассматриваемом эксперименте максимально возможную точность временной синхронизации.

На рис. 5 показана зависимость дисперсии ошибки установления временного синхронизма от отношения сигнал/шум при двух различных длинах окна анализа OFDM-сигнала M_1 и $M_2 > M_1$. Из представленных зависимостей следует, что с увеличением окна анализа удастся добиться более точного временного синхронизма (дисперсия определения временных границ меньше). Однако временной синхронизм при этом устанавливается дольше.

Установление временного синхронизма в условиях шума. Представим совокупность временных границ интервалов ортогональности в виде массива $(t_1, t_2, \dots, t_l, \dots, t_L)$. Для установления временного синхронизма на приемной

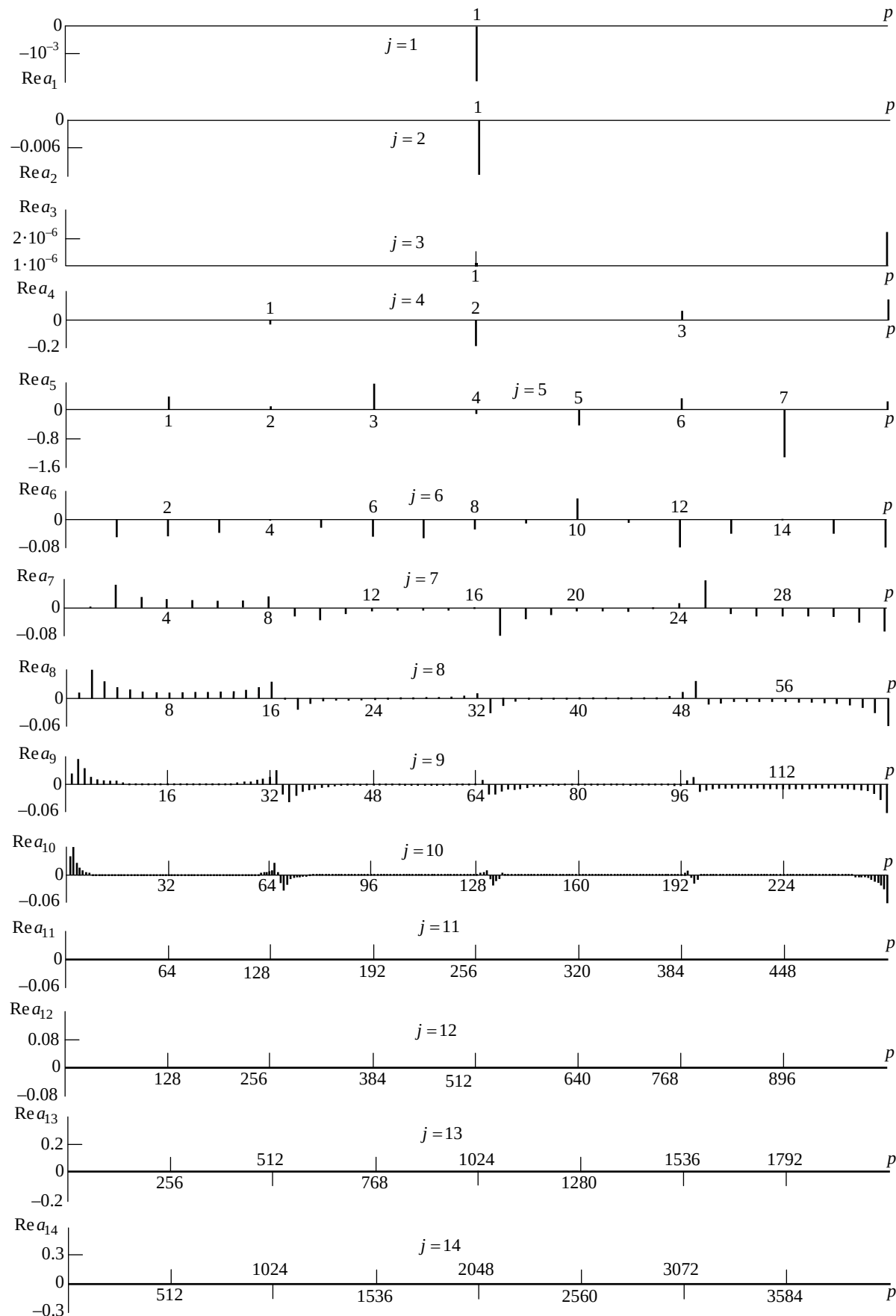


Рис. 4. Вейвлет-разложение OFDM-сигнала с использованием гармонического вейвлет-преобразования

Fig. 4. Wavelet decomposition of OFDM signal using harmonic wavelet transform

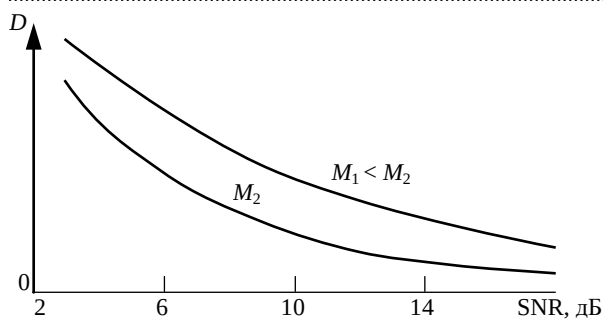


Рис. 5. Зависимость дисперсии ошибки установления временной синхронизации от отношения сигнал/шум при разных длинах окна анализа

Fig. 5. Error variance of establishing temporal synchronization versus signal-to-noise ratio for different window lengths

стороне необходимо определить значения элементов массива $\{t_l\}_{l=1}^L$.

Введем отображение

$$t_l \rightarrow e^{i(2\pi/T)t_l} = \dot{Z}_l,$$

позволяющее отобразить результат синхронизма величиной Z на комплексной плоскости.

При отсутствии шума, установленном временном синхронизме в исследуемом OFDM-сигнале и моменте первого после начала анализа изменения параметров модели сигнала в точке смены ортогональности массив значений временных границ интервалов ортогональности определяется значениями $t_l = lT$. В результате

$$e^{i(2\pi/T)t_l} \Big|_{\{t_l=lT\}} = e^{i(2\pi/T)lT} = e^{i2\pi l} = 1,$$

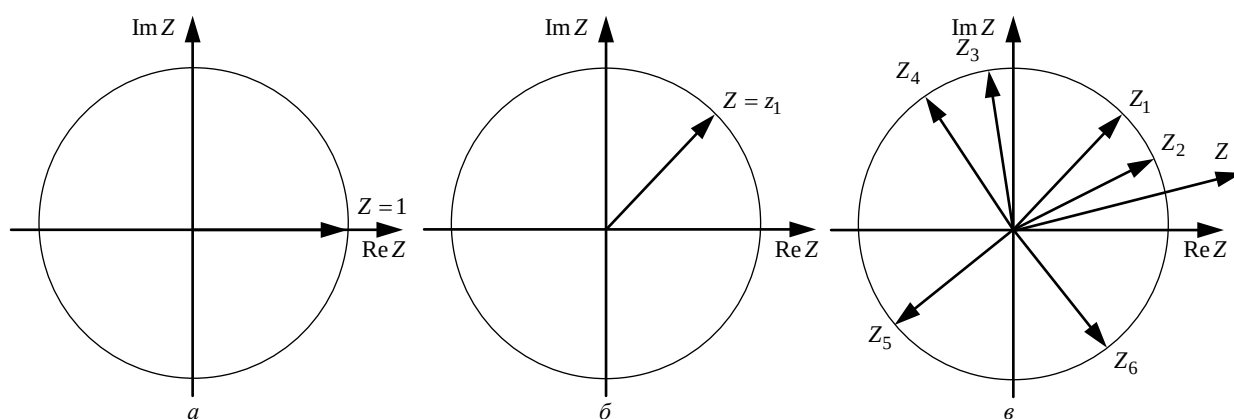


Рис. 6. Векторная диаграмма комплексной величины Z для OFDM-сигнала:

a – при отсутствии шума и совпадении момента первого изменения параметров модели OFDM-сигнала после начала анализа с моментом смены интервала ортогональности;

$б$ – при отсутствии шума и начале наблюдения в произвольный момент; $в$ – при наличии шума

Fig. 6. Vector diagram for complex value Z for OFDM signal:

a – in the absence of noise and the coincidence of the first change of model parameters of the OFDM signal after the analysis onset with the moment of orthogonality interval change;

$б$ – in the absence of noise and the observation start at an arbitrary moment; $в$ – with the presence of noise

т. е. на комплексной плоскости имеем вектор в пределах единичной окружности, направленный по положительной оси (рис. 6, a).

При первом изменении параметров модели OFDM-сигнала после начала анализа в момент времени $t = t_0$, не совпадающем со сменой интервала ортогональности, имеем отображение

$$\begin{aligned} e^{i(2\pi/T)t_l} \Big|_{\{t_l=t_0+lT\}} &= e^{i(2\pi/T)(lT+t_0)} = \\ &= e^{i2\pi l} e^{i(2\pi/T)t_0} = e^{i(2\pi/T)t_0} = z_1. \end{aligned}$$

Таким образом, в данном случае результат также инвариантен относительно l , имеет единичную амплитуду (т. е. расположен на единичной окружности), однако фаза $\arg \dot{Z}$ будет не нулевой, а равной $(2\pi/T)t_0$ (рис. 6, $б$) и представит угол между вектором $\dot{Z}$ и осью абсцисс.

В реальных условиях в сигнале может присутствовать шум (например, шум канала передачи), в связи с чем оценки временных границ могут не полностью совпадать с их действительными положениями, т. е. не быть строго кратными длительности интервала ортогональности. Кроме того, временные границы смещены на величину t_0 – начало момента наблюдения. В результате отображение

$$t_l \rightarrow e^{i(2\pi/T)t_l} = \{\dot{Z}_l\} \quad (3)$$

представляет собой комплексный ансамбль.

При наличии шума в OFDM-сигнале оценки временных границ $\hat{t}_l$ удовлетворяют соотношению

$$\hat{t}_l = t_l + \varepsilon_l, \quad (4)$$

где

$$t_l = lT + t_0 \quad (5)$$

– истинные положения временных границ; ε_l – ошибка определения временной границы в силу наличия шума в исходном сигнале.

Далее вычисляется статистика $\dot{Z}_l$ по формуле (3):

$$e^{i(2\pi/T)\hat{t}_l} = \dot{Z}_l. \quad (6)$$

После этого суммируем значения статистики $\dot{Z}_l$ и получаем:

$$\dot{Z} = \sum_{l=1}^N \dot{Z}_l. \quad (7)$$

С учетом соотношений (4) и (5) выражение (7) можно представить в виде

$$\begin{aligned} \dot{Z} &= \sum_{l=1}^L e^{i(2\pi/T)\hat{t}_l} = \sum_{l=1}^L e^{i(2\pi/T)(t_l + \varepsilon_l)} = \\ &= \sum_{l=1}^L e^{i(2\pi/T)(t_0 + lT + \varepsilon_l)} = \\ &= \sum_{l=1}^L e^{i(2\pi/T)t_0} e^{i2\pi l} e^{i(2\pi/T)\varepsilon_l} = \\ &= e^{i(2\pi/T)t_0} \sum_{l=1}^L e^{i(2\pi/T)\varepsilon_l}. \end{aligned}$$

В выражении присутствует постоянный множитель $e^{i(2\pi/T)t_0}$ и множитель $\sum_{l=1}^L e^{i(2\pi/T)\varepsilon_l}$,

представляющий собой сумму комплексных экспонент с величинами ошибок ε_l в показателе степени. Из (6) получим соотношение

$$t_0 = \frac{\arg \dot{Z}}{2\pi} T,$$

определяющее момент первого изменения параметров модели OFDM-сигнала после начала анализа.

Векторная диаграмма, соответствующая OFDM-сигналу с шумом, представлена на рис. 6, в. На диаграмме показаны векторы $\dot{Z}_l$, соответствующие моментам времени $\hat{t}_l$, и результирующий комплексный вектор $\dot{Z}$, полученный суммой векторов $\dot{Z}_l$.

Заключение. Гармоническое вейвлет-преобразование эффективно при анализе и обработке OFDM-сигнала как при наличии, так и при отсутствии шума. Оно позволяет с максимальной возможной точностью определять границы интервалов ортогональности OFDM-сигналов. На основе анализа комплексных векторов, соответствующих границам интервалов ортогональности, удастся определить момент первого изменения параметров модели OFDM-сигнала после начала анализа. В статье также получена зависимость дисперсии ошибки установления временного синхронизма от длины окна анализа, показывающая, что с увеличением окна удастся добиться более точного синхронизма (при этом временной синхронизм устанавливается дольше).

Список литературы

1. Технология OFDM: учеб. пособие для вузов / М. Г. Бакулин, В. Б. Крейнделин, А. М. Шлома, А. П. Шумов. М.: Горячая линия–Телеком, 2021. 360 с.
2. Егоров В. В., Тимофеев А. Е. Установление частотно-временной синхронизации в многочастотных КВ-системах передачи данных // Электросвязь. 2013. № 7. С. 41–44.
3. Синхронизация в радиосвязи и радионавигации: учеб. пособие для вузов / Б. И. Шахтарин, В. В. Сизых, Ю. А. Сидоркина и др. М.: Горячая линия–Телеком, 2011. 278 с.
4. Прокис Дж. Цифровая связь. М.: Радио и связь, 2000. 800 с.

5. Егоров В. В., Клионский Д. М. Применение гармонического вейвлет-преобразования при обработке OFDM-сигналов в нестационарном радиоканале // Цифровая обработка сигналов. 2024. № 2. С. 57–63.
6. Ifeachor E. C., Jervis B. W. Digital signal processing: a practical approach. 2nd ed. New Jersey: Prentice Hall, 2004. 960 p.
7. Солонина А. И., Арбузов С. М. Цифровая обработка сигналов. Моделирование в Matlab: учеб. пособие. СПб.: БХВ-Петербург, 2008. 816 с.
8. Основы цифровой обработки сигналов: курс лекций. 2-е изд. / А. И. Солонина, Д. А. Улахович, С. М. Арбузов, Е. Б. Соловьева. СПб.: БХВ-Петербург, 2005. 768 с.

9. Оппенгейм А., Шафер Р. Цифровая обработка сигналов. 3-е изд.: М.: Техносфера, 2012. 1048 с.
10. Гоулд Б., Рабинер Л. Теория и применение цифровой обработки сигналов. М.: Мир, 1978. 848 с.
11. Цифровая обработка сигналов и MATLAB / А. И. Солонина, Д. М. Клионский, Т. В. Меркучева, С. Н. Перов. СПб.: БХВ-Петербург, 2013. 512 с.
12. Солонина А. И. Цифровая обработка сигналов в зеркале MATLAB. СПб.: БХВ-Петербург, 2018. 560 с.
13. Mallat S. G. A wavelet tour of signal processing. Heidelberg: Academic Press, 1998. 577 p.
14. Смоленцев Н. К. Вейвлет-анализ в Matlab. 3-е изд. М.: ДМК Пресс, 2010. 448 с.
15. Daubechies I. Ten lectures of wavelets. Cham: Springer-Verlag, 1992. 341 p.
16. Чуи К. Введение в вейвлеты. М.: Мир, 2001. 412 с.
17. Фрейзер М. Введение в вейвлеты в свете линейной алгебры / пер. с англ. М.: Бином. Лаб. знаний, 2007. 487 с.
18. Percival D. B., Walden A. T. Wavelet methods for time series analysis. Cambridge: Cambridge University Press, 2006. 569 p.
19. Newland D. E. Harmonic wavelet analysis // Proc. of the Royal society of London, Series A (Mathematical and Physical Sciences). 1993. Vol. 443, № 1917. P. 203–225. doi: 10.1098/rspa.1993.0140
20. Newland D. E. An introduction to random vibrations, spectral and wavelet analysis. 3rd ed. New York: Prentice Hall, 1996. 503 p.
21. Newland D. E. Harmonic and musical wavelets // Proc. of the royal society of London (Mathematical and Physical Sciences). 1994. Vol. 444, № 1922. P. 605–620. doi: 10.1098/rspa.1994.0042
22. Орешко Н. И., Геппенер В. В., Клионский Д. М. Применение гармонических вейвлетов в задачах обработки осциллирующих сигналов // Цифровая обработка сигналов. 2012. № 2. С. 6–14.
23. Орешко Н. И., Клионский Д. М. Характеристики реальных вейвлет-фильтров применительно к гармоническому вейвлет-преобразованию // Цифровая обработка сигналов и ее применения (DSPA-2013): тез. докл. 15-й Междунар. конф., Москва, 27–29 марта 2013. М., 2013. С. 302–306.

Информация об авторах

Егоров Владимир Викторович – доктор технических наук (2017), старший научный сотрудник (1992), заведующий кафедрой радиостроения и средств связи Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. Автор более 150 научных публикаций и 60 изобретений. Сфера научных интересов – статистическая теория связи; цифровая обработка сигналов; математическое моделирование. Адрес: Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, ул. Большая Морская, д. 67, лит. А, Санкт-Петербург, 190000, Россия
E-mail: egorovvirm@mail.ru

Клионский Дмитрий Михайлович – кандидат технических наук (2013), доцент (2017), доцент кафедры информационных систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 150 научных публикаций. Сфера научных интересов – цифровая обработка сигналов; обработка и анализ вибрационных сигналов; математическое и компьютерное моделирование; моделирование в MATLAB; численные методы; математическая статистика. Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5 Ф, Санкт-Петербург, 197022, Россия
E-mail: klio2003@list.ru
<https://orcid.org/0000-0002-1203-297X>

References

1. Bakulin M. G., Kreindelyin V. B., Shloma A. M., Shumov A. P. *Technologia OFDM* [OFDM Technology]. Moscow, *Goryachaya Linia Telecom*, 2021, 360 p. (In Russ.)
2. Egorov V. V., Timofeev A. E. Establishing Time-frequency Synchronization in Multi-frequency Short-wave Data Transmission Systems. *Electrical Communications*. 2013, no. 7, pp. 41–44. (In Russ.)
3. Shakhartar B. I., Sizykh V. V., Sidorkina Yu. A., Andrianov I. M., Kalashnikov K. S. *Synchronizatsia v radiosvyazi i radionavigatsii* [Synchronization in Radio Communications and Radio Navigation]. Moscow, *Goryachaya Linia Telecom*, 2011, 278 p. (In Russ.)
4. Proakis J. *Tsifrovaya svyaz* [Digital Communications]. Moscow, *Radio i Svyaz*, 2000, 800 p. (In Russ.)
5. Egorov V. V., Klionskiy D. M. Application of the Harmonic Wavelet-Transform for OFDM Signal Processing in a Non-Stationary Radio Channel. *Digital Signal Processing*. 2024, no. 2, pp. 57–63. (In Russ.)
6. Ifeachor E. C., Jervis B. W. *Digital Signal Processing: A Practical Approach*. 2nd ed. New Jersey, Prentice Hall, 2004, 960 p.
7. Solonina A. I., Arbuzov S. M. *Tsifrovaya obrabotka signalov. Modelirovanie v Matlab* [Digital Signal Processing. Simulation in MATLAB]. St Petersburg, *BHV-Peterburg*, 2008, 816 p. (In Russ.)
8. Solonina A. I., Ulakhovich D. A., Arbuzov S. M., Solov'eva E. B. *Osnovi tsifrovoy obrabotki signalov : kurs lektsiy* [Fundamentals of Digital Signal Processing: a Lecture Course]. 2nd ed. St Petersburg, *BHV-Peterburg*, 2005, 768 p. (In Russ.)
9. Oppenheim A. V., Schafer R. W. *Digital Signal Processing*. 1st ed. London, Pearson, 1975, 585 p.

10. Rabiner L. R., Gold B. Theory and Application of Digital Signal Processing. 1st ed. New Jersey, Prentice Hall, 1975, 762 p.
11. Solonina A. I., Klionskiy D. M., Merkuicheva T. V., Perov S. N. Tsifrovaya obrabotka signalov i MATLAB [Digital Signal Processing and MATLAB]. St Petersburg, BHV-Peterburg, 2013, 512 p. (In Russ.)
12. Solonina A. I. Tsifrovaya obrabotka signalov v zerkale MATLAB [Digital Signal Processing in the Mirror of MATLAB]. St Petersburg, BHV-Peterburg, 2018, 560 p. (In Russ.)
13. Mallat S. G. A Wavelet Tour of Signal Processing. Heidelberg, Academic Press, 1998, 577 p.
14. Smolentsev N. K. Vawelet analiz v Matlab [Wavelet Analysis in MATLAB]. 3rd ed. Moscow, DMK, 2010, 448 p. (In Russ.)
15. Daubechies I. Ten Lectures Of Wavelets. Cham, Springer-Verlag, 1992, 341 p.
16. Chuyi K. Vvedenie v veivleti [Introduction to Wavelets]. Moscow, Mir, 2001, 412 p. (In Russ.)
17. Freiser M. Vvedenie v waveleti v svete lineinoi algebr [Introduction to Wavelets in the Light of Linear Algebra]. Moscow, Laboratoria Znaniy, 2007, 487 p. (In Russ.)
18. Percival D. B., Walden A. T. Wavelet Methods for Time Series Analysis. Cambridge, Cambridge University Press, 2006, 569 p.
19. Newland D. E. Harmonic Wavelet Analysis. Proc. of the Royal society of London, Series A (Mathematical and Physical Sciences). 1993, vol. 443, no. 1917, pp. 203–225. doi: 10.1098/rspa.1993.0140
20. Newland D. E. An Introduction to Random Vibrations, Spectral and Wavelet Analysis. 3rd ed. New York, Prentice Hall, 1996, 503 p.
21. Newland D. E. Harmonic and Musical Wavelets. Proc. of the royal society of London (Mathematical and Physical Sciences). 1994, vol. 444, no. 1922, pp. 605–620. doi: 10.1098/rspa.1994.0042
22. Oreshko N. I., Geppener V. V., Klionskiy D. M. *Primenenie garmonicheskikh waveletov v zadachah obrabotki oscilliruuchih signalov* [Application of Harmonic Wavelets to Oscillating Signal Processing Problems]. Digital Signal Processing. 2012, no. 2, pp. 6–14. (In Russ.)
23. Oreshko N. I., Klionskiy D. M. *Characteristiki realnih wavelet-filtrov primenitelno k harmonicheskomu wavelet-preobrazovaniyu* [Characteristics of Real Wavelet-filters Relative to Harmonic Wavelet Transform], DSPA'2013: 15th Intern. Conf., Moscow, 27–29 March 2013, pp. 302–306. (In Russ.)

Information about the authors

Vladimir V. Egorov, Dr Sci. (Eng.) (2017), Senior Researcher (1992), Head of the Department of Radio Engineering and Communication Means of Saint Petersburg State University of Aerospace Instrumentation. The author of more than 150 scientific publications and 60 inventions. Area of expertise: statistical communications theory; digital signal processing; mathematical modelling.
Address: Saint Petersburg State University of Aerospace Instrumentation, 67 A, Bolshaya Morskaya St., St Petersburg 190000, Russia
E-mail: egorovrimr@mail.ru

Dmitry M. Klionskiy, Cand. Sci. (Eng.) (2013), Associate Professor (2017) Associate Professor of the Department of Information Systems of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of more than 150 scientific publications. Area of expertise: digital signal processing; vibrational signal processing and vibrational signal analysis; mathematical and computer modeling; MATLAB modeling; numerical techniques; mathematical statistics.
Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia
E-mail: klio2003@list.ru
<https://orcid.org/0000-0002-1203-297X>

Алгоритм стабилизации уровня ложной тревоги на фоне шума с нестационарным средним значением

В. А. Белокуров[✉], Ч. К. Нгуен

Рязанский государственный радиотехнический университет им. В. Ф. Уткина, Рязань, Россия

[✉] belokurov.v.a@rsreu.ru

Аннотация

Введение. Рассмотрен алгоритм обнаружения, который обеспечивает постоянство уровня ложной тревоги на фоне нестационарного шума, среднее значение которого меняется в пределах "скользящего" окна. В основе предлагаемого алгоритма лежит линейная аппроксимация среднего значения уровня шума в пределах "скользящего" окна с использованием метода наименьших квадратов с последующей компенсацией изменения среднего значения. Эффективность предлагаемого алгоритма проверена методом имитационного моделирования, который показывает, что в условиях работы на фоне нестационарного шума предлагаемый алгоритм уменьшает величину порогового отношения по сравнению с алгоритмом, который основан на вычислении дисперсии шума в "скользящем" окне.

Цель работы. Разработка алгоритма обнаружения, учитывающего измерение математического ожидания шума в пределах "скользящего" окна при вычислении порога обнаружения.

Материалы и методы. Для решения поставленной задачи в статье используется математический аппарат теории вероятностей и теории оценивания. Эффективность полученного алгоритма оценивается методом математического моделирования.

Результаты. Синтезирован алгоритм обнаружения, который обеспечивает постоянное значение ложной тревоги F . В предлагаемом алгоритме при работе на фоне нестационарного шума значение уровня порогового отношения сигнал-шум на 3.57 дБ меньше, чем в алгоритме, который основан на вычислении дисперсии шума путем усреднения элементов "скользящего" окна.

Заключение. В статье рассмотрен алгоритм обнаружения, обеспечивающий постоянный уровень ложной тревоги при изменении среднего значения шума в пределах "скользящего" окна. Алгоритм основан на оценке тренда шума и последующей компенсации в вычитающем устройстве.

Ключевые слова: стабилизация уровня ложной тревоги, нестационарный шум, метод наименьших квадратов, оценка тренда, нормировка случайной величины, характеристическая функция

Для цитирования: Белокуров В. А., Нгуен Ч. К. Алгоритм стабилизации уровня ложной тревоги на фоне шума с нестационарным средним значением // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2025. Т. 28, № 1. С. 77–87. doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-1-77-87

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 30.05.2024; принята к публикации после рецензирования 08.10.2024; опубликована онлайн 28.02.2025

Algorithm for False Alarm Stabilization against the Background of Nonstationary Noise with Trend Estimation

Vladimir A. Belokurov , Trong Quang Nguyen

Ryazan State Radio Engineering University, Ryazan, Russia

 belokurov.v.a@rsreu.ru

Abstract

Introduction. A detection algorithm that ensures a constant value of the false alarm rate against the background of nonstationary noise, whose average value varies within a sliding window. The proposed algorithm is based on a linear approximation of the average noise level within a sliding window using the least squares method with subsequent compensation for changes in the average value. The effectiveness of the proposed algorithm was assessed using a simulation method. When working against the background of nonstationary noise, the proposed algorithm reduces the detection threshold compared to an algorithm based on calculating noise dispersion in a sliding window.

Aim. Development of a detection algorithm that takes into account the mathematical expectation of noise within a sliding window when calculating the detection threshold.

Materials and methods. The research was carried out using the mathematical apparatus of probability theory and estimation theory. The effectiveness of the developed algorithm was assessed by mathematical simulation.

Results. A detection algorithm that ensures a constant value of the false alarm value F when detecting a signal against the background of noise was developed. When working against the background of nonstationary noise, the algorithm provides the threshold signal-to-noise ratio of 3.57 dB lower than that provided by an algorithm based on calculating noise dispersion by averaging the elements of a sliding window.

Conclusion. This paper proposes an algorithm for stabilizing the false alarm rate based on assessing the noise trend and its subsequent compensation in the subtracting device. The algorithm ensures the constant value of the false alarm rate under changes in the average value of noise within a sliding window.

Keywords: false alarm stabilization, nonstationary noise, least squares method, trend estimation, normalized random variable, characteristic function

For citation: Belokurov B. A., Nguyen T. Q. Algorithm for False Alarm Stabilization against the Background of Nonstationary Noise with Trend Estimation. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2025, vol. 28, no. 1, pp. 77–87. doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-1-77-87

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

Submitted 30.05.2024; accepted 08.10.2024; published online 28.02.2025

Введение. Обнаружение сигналов цели происходит на фоне шума путем сравнения результатов накопления с порогом обнаружения. Порог обнаружения является адаптивным [1], что необходимо для поддержания постоянного уровня ложных тревог (ПУЛТ). Данное свойство является одним из основных практически для любого обнаружителя и задается в требованиях технического задания на разработку [2]. Требование ПУЛТ, предъявляемое к обнаружителю отраженных сигналов, также влияет и на дальнейшую обработку. В частности, при вычислении отношения правдоподобия трасс на этапе вторичной обработки радио-

локационной информации учитывается параметр, который называется частотой появления ложных отметок [3, 4]. Данный параметр однозначно связан с уровнем вероятности ложной тревоги, которая, в свою очередь, связана с порогом обнаружения.

Порог в алгоритме обнаружения, реализующем ПУЛТ, вычисляется для каждого элемента разрешения радиолокационной системы, в соответствии с оцененным значением дисперсии шума, на фоне которого происходит обнаружение. При этом для оценки дисперсии шума используются элементы разрешения, которые окружают исследуемый элемент разре-

шения и формируют "скользящее" окно [2, 5]. Алгоритм вычисления оценки дисперсии шума основан на знании закона распределения вероятностей (ЗРВ) отсчетов, входящих в "скользящее" окно. Данный ЗРВ вычисляется на основе знания ЗРВ отсчетов шума на входе обнаружителя и правил преобразования данных отсчетов в обнаружителе. Соответствующие правила определяются в результате статистического синтеза обнаружителя [1, 6].

В случае если флуктуации амплитуды отраженного сигнала описываются ЗРВ Рэлея, то порог обнаружения пропорционален дисперсии шума, которая умножается на константу, связанную с уровнем ложной тревоги. Данный способ формирования порога обнаружения в отечественной научной литературе называется УС-ПУЛТ [2], а в зарубежной – СА-CFAR [3]. Если обнаружение происходит на фоне нестационарного шума, эффективность УС-ПУЛТ снижается.

К настоящему времени в литературе описаны различные варианты алгоритмов обнаружения, обеспечивающих ПУЛТ. Как правило, рассматриваются:

- обнаружение сигнала, принятого от одиночного объекта на фоне стационарного шума в пределах "скользящего" окна [3];
- обнаружение сигнала, принятого от одиночного объекта на фоне стационарного шума, и наличия принятого от второго объекта сигнала в пределах "скользящего" окна [7];
- обнаружение сигнала, принятого от одиночного объекта на фоне шума, дисперсия которого в пределах "скользящего" окна меняется скачком [8];
- обнаружение сигнала принятого от одиночного объекта на фоне шума, дисперсия которого в пределах "скользящего" окна меняется скачком. Кроме того, в пределах "скользящего" окна присутствует принятый сигнал от второго объекта [9];
- формирование карты помех [10] по результатам накопления отраженных сигналов с нескольких обзоров.

В [11] рассмотрен алгоритм стабилизации уровня ложной тревоги при обнаружении на фоне шума, среднее значение которого меняется в пределах "скользящего" окна. Недостатком подхода, приведенного в [11], является необходимость априорного знания наклона прямой,

которая аппроксимирует изменение среднего значения шума. Использование аппроксимаций на основе кривых более высокого порядка в работе затруднительно.

Анализ существующих алгоритмов обнаружения, обеспечивающих ПУЛТ, показывает, что изменение среднего значения уровня шума в пределах "скользящего" окна не учитывается. Это приводит к ошибкам вычисления дисперсии шума и, как следствие, к увеличению порога обнаружения. Предлагаемый авторами алгоритм стабилизации уровня не требует априорного знания наклона прямой. Кроме того, возможна аппроксимация изменения уровня среднего значения кривыми более высокого порядка. Также предлагаемый алгоритм стабилизации уровня ложных тревог не требует предварительного формирования карты помех.

Теоретическая часть. На рис. 1 показана обобщенная схема формирования одномерного "скользящего" окна, которое используется для оценки параметров шума.

На рис. 1 введены следующие обозначения блоков: СУЛТ – блок стабилизации уровня ложной тревоги; $N_{\max}$ – максимальное число каналов обнаружения. На вход каждого блока СУЛТ поступает M отсчетов, каждый из которых представляет собой результат вычисления достаточных статистик в соответствующих каналах обнаружения. Число блоков СУЛТ равно числу каналов обнаружения $N_{\max}$. Введем следующие обозначения: $\mathbf{z}_k = \{x_i\}_{i=k-1}^{k-1+M-1}$ – массив входных отсчетов k -го блока СУЛТ.

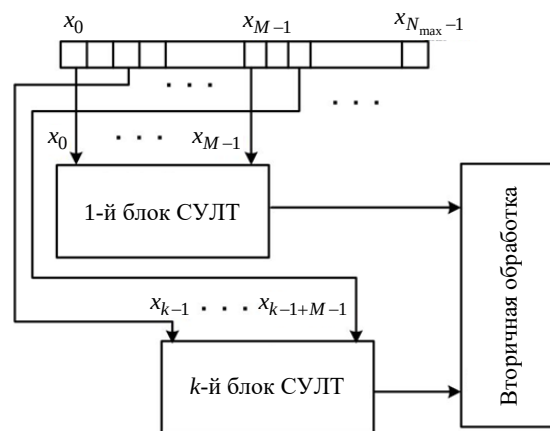


Рис. 1. Формирование "скользящего" окна

Fig. 1. Formation of a sliding window

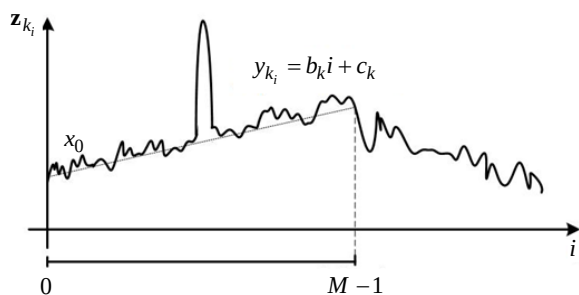


Рис. 2. Аппроксимация среднего значения шума в пределах "скользящего" окна прямой

Fig. 2. Approximation of the average noise value within the sliding window

На рис. 2 показан процесс аппроксимации среднего значения шума в k -м блоке СУЛТ.

Предположим, что среднее значение шума в пределах каждого "скользящего" окна может меняться по линейному закону:

$$y_{k_i} = b_k i + c_k, \quad (1)$$

где b_k , c_k – параметры, описывающие изменение среднего значения шума в пределах k -го блока СУЛТ; $i = 0, 1, \dots, M-1$. Данные коэффициенты вычисляются на основе метода наименьших квадратов.

На рис. 3 рассмотрена структурная схема k -го блока СУЛТ.

Представленные на рис. 3 блоки выполняют следующие функции: в блоке "Блок оценки тренда" осуществляется оценка коэффициентов линейного полинома $\hat{b}_k, \hat{c}_k$ в выражении (1) методом наименьших квадратов; в блоке "Блок вычитания" происходит вычитание линейного тренда из отсчетов "скользящего" окна; в блоке

"Блок вычисления" вычисляется оценка математического ожидания и дисперсии входных отсчетов, за исключением отсчетов, входящих в "защитный" интервал; в блоке "Блок нормировки" вычисляется нормированная случайная величина; ПУ – пороговое устройство. На рис. 3 обозначены M_z – защитный интервал; u – порог обнаружения. Отметим, что при расчете $\hat{b}_k, \hat{c}_k$ не используются отсчеты защитного интервала.

В блоке вычитания формируются следующие элементы массива $\hat{z}_k$:

$$\hat{z}_{k_i} = z_{k_i} - (\hat{b}_k i + \hat{c}_k), \quad (2)$$

где $i = 0, 1, \dots, M-1$; $\mathbf{z}_k = \{z_{k_i}\}_{i=0}^{M-1}$ – массив отсчетов на входе k -го блока СУЛТ.

Коэффициенты $\hat{b}_k, \hat{c}_k$ вычисляются согласно [12]:

$$\hat{b}_k = \sum_{i=1}^M \left(z_{k_{i-1}} \left\{ 6(2i-M-1) [M(M^2-1)]^{-1} \right\} \right), \quad (3)$$

$$\hat{c}_k = \sum_{i=1}^M \left[z_{k_{i-1}} \left\{ 2(2M+1-3i) [M(M-1)]^{-1} \right\} \right]. \quad (4)$$

С учетом (3), (4) выражение (2) можно представить в виде

$$\hat{z}_{k_i} = z_{k_i} - (\hat{b}_k i + \hat{c}_k) = z_{k_i} - e_i, \quad (5)$$

где $\mathbf{e}$ – массив с элементами $e_i = \sum_{l=1}^M \left\{ z_{k_{l-1}} \left[i \frac{6(2l-M-1)}{M(M^2-1)} + \frac{2(2M+1-3l)}{M(M-1)} \right] \right\}$.

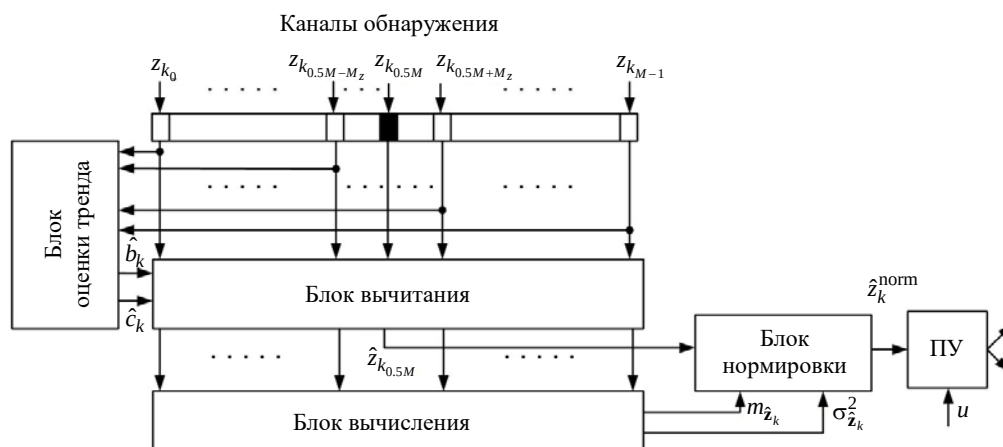


Рис. 3. Структурная схема k -го блока СУЛТ

Fig. 3. Structural diagram of the k -th block of the CFAR

Рассмотрим вывод плотности распределения вероятностей (ПРВ) случайных величин $\hat{z}_{k_i}$, определяемых (5), на выходе "Блока вычитания", представленного на рис. 3, используя понятие характеристической функции (ХФ) [13] случайной величины.

Найдем ХФ случайной величины $\gamma = z_{k_l-1} \left[i \frac{6(2l-M-1)}{M(M^2-1)} + \frac{2(2M+1-3l)}{M(M-1)} \right]$, которая представляет собой l -е слагаемое в сумме i -го элемента вектора $\mathbf{e}$.

Характеристическая функция отсчета $z_{k_{l-1}}$ имеет вид

$$\varphi_{z_{k_i}}(t) = e^{-(c+ib)} \frac{\lambda_i}{\lambda_i - jt}, \quad (6)$$

где $\lambda_i = (\sigma_{\text{ш}}^2)^{-1}$ ($\sigma_{\text{ш}}^2$ – дисперсия шума); b, c – истинные значения тренда среднего значения шума.

Обозначим:

$$\lambda_{e_{i,l}} = \frac{\lambda_l}{i \frac{6(2l-M-1)}{M(M^2-1)} + \frac{2(2M+1-3l)}{M(M-1)}}. \quad (7)$$

Тогда ХФ, которая описывает l -е слагаемое в сумме i -го элемента вектора $\mathbf{e}$, имеет вид

$$\varphi_{e_{i,l}}(t) = \frac{\lambda_{e_{i,l}}}{\lambda_{e_{i,l}} - jt}.$$

На основании одного из свойств ХФ [13], которое заключается в том, что ХФ суммы независимых случайных величин равна произведению их ХФ, а также с учетом (6) выражение для ХФ i -го элемента вектора $\mathbf{e}$ примет вид

$$\varphi_{e_i}(t) = e^{-(c+ib)} \prod_{\substack{l=1 \\ l \neq h}}^M \frac{\lambda_{e_{i,l}}}{\lambda_{e_{i,l}} - jt}, \quad (8)$$

где $h = \frac{6k(M+1)}{M(M^2-1)} - \frac{2(2M+1)}{M(M-1)} \left(\frac{12k}{M(M^2-1)} - \frac{6}{M(M-1)} \right)$ – индекс, при котором $\lambda_{e_{i,l}}$ в (7) равен нулю.

Учитывая, что в процессе обнаружения с порогом обнаружения сравнивается центральный элемент "скользящего" окна, определяем ХФ случайной величины $\hat{z}_{k_{0.5M}}$, которая с учетом (6)–(8) при гипотезе H_0 имеет вид

$$\varphi_{\hat{z}_{k_{0.5M}}|H_0}(t) = \left[\frac{(\sigma_{\text{ш}}^2)^{-1}}{(\sigma_{\text{ш}}^2)^{-1} - jt} \right] \prod_{\substack{l=1 \\ l \neq h}}^M \frac{\lambda_{e_{i,l}}}{\lambda_{e_{i,l}} + jt}. \quad (9)$$

С учетом (6)–(8) ХФ случайной величины $\hat{z}_{k_{0.5M}}$ при гипотезе H_1 имеет вид

$$\varphi_{\hat{z}_{k_{0.5M}}|H_1}(t) = \left[\frac{(\sigma_c^2 + \sigma_{\text{ш}}^2)^{-1}}{(\sigma_c^2 + \sigma_{\text{ш}}^2)^{-1} - jt} \right] \prod_{\substack{l=1 \\ l \neq h}}^M \frac{\lambda_{e_{i,l}}}{\lambda_{e_{i,l}} + jt}. \quad (10)$$

Выражения для ПРВ случайной величины $\hat{z}_{k_{0.5M}}$ при гипотезах H_0 и H_1 с учетом (9), (10) имеют вид [13]

$$p_{\hat{z}_{k_{0.5M}}}(x|H_0) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \varphi_{\hat{z}_{k_{0.5M}}|H_0}(t) \exp(-jxt) dt; \quad (11)$$

$$p_{\hat{z}_{k_{0.5M}}}(x|H_1) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \varphi_{\hat{z}_{k_{0.5M}}|H_1}(t) \exp(-jxt) dt.$$

При вычислении ПРВ в (11) используется численное интегрирование. Данные выражения используются для построения теоретических характеристик обнаружения предлагаемого алгоритма стабилизации уровня ложной тревоги.

Нахождение аналитических выражений ПРВ согласно (11) затруднительно, что связано с необходимостью подстановки в данные выражения дисперсии шума $(\sigma_{\text{ш}}^2)$. В связи с этим также затруднительно получить аналитические зависимости, которые связывают величину вероятности ложной тревоги и $\sigma_{\text{ш}}^2$. По этой причине в данной статье предлагается для обнаружения использовать нормированную случайную величину (СВ), которая определяется следующим образом:

$$\hat{z}_k^{\text{norm}} = \frac{\hat{z}_{k_{0.5M}} - m_{\hat{z}_k}}{\sqrt{\hat{\sigma}_{\hat{z}_k}^2}}, \quad (12)$$

где $m_{\hat{z}_k}$ – математическое ожидание отсчетов на выходе блока вычитания (рис. 3); $\hat{\sigma}_{\hat{z}_k}^2$ – диспер-

сия отсчетов на выходе блока вычитания (рис. 3), где
которые вычисляются следующим образом:

$$m_{\hat{z}_k} = \frac{1}{M - (2M_z + 1)} \times \left(\sum_{i=0}^{0.5M-M_z} \hat{z}_{k_i} + \sum_{i=0.5M+M_z}^{M-1} \hat{z}_{k_i} \right); \quad (13)$$

$$\hat{\sigma}_{\hat{z}_k}^2 = \frac{1}{M - (2M_z + 1)} \times \left[\sum_{i=0}^{0.5M-M_z} (\hat{z}_{k_i} - m_{\hat{z}_k})^2 + \sum_{i=0.5M+M_z}^{M-1} (\hat{z}_{k_i} - m_{\hat{z}_k})^2 \right]. \quad (14)$$

Аппроксимируем ПРВ нормированного отсчета (12), вычисляемого с использованием выражений (13) и (14), рядом. Выбор полиномов ряда определим на основе критерия согласия χ^2 . В данной статье рассмотрены аппроксимации ПРВ рядами Лагерра [14], Лежандра [14] и Эджворта [15]. На первом этапе анализировался вид гистограммы распределения СВ (12). На втором этапе при аппроксимации каждым рядом вычислялась статистика критерия согласия χ^2 и сравнивалась с критическим значением. Результаты приведены в табл. 1.

Статистика критерия χ^2 минимальная при использовании аппроксимации рядом Лагерра и $\chi^2 < \chi_{кр}^2$, где $\chi_{кр}^2$ – критическое значение статистик критерия χ^2 , которое при уровне значимости 0.05 равно 19.675. Поэтому рядом Лагерра аппроксимируем плотность распределения вероятностей нормированной СВ (12):

$$p_{\hat{z}_k^{\text{norm}}}(y) = \frac{(y-a)^v e^{-(y-a)/d}}{d^{v+1}} \times \sum_{j=0}^m \delta_j L_j(v, (y-a)/d), \quad (15)$$

Табл. 1. Статистики критерия согласия χ^2

Tab. 1. Goodness of fit statistics χ^2

Аппроксимация рядом	Лагерра	Лежандра	Эджворта
Статистика критерия χ^2	2.532	3.022	9241

$$L_j(v, x) = \sum_{k=0}^j \frac{(-1)^k \Gamma(1+j+v) x^{j-k}}{\Gamma(1+j-k+v)(j-k)!k!} \quad (16)$$

– полином Лагерра степени j ($\Gamma(\cdot)$ – гамма-функция); $d = \frac{-\mu_{y,1}^2 + \mu_{y,2}}{-a + \mu_{y,1}}$ ($\mu_{y,t}$ – t -й момент случайной величины y); $v = \frac{\mu_{y,1} - a}{d} - 1$;

$$\delta_j = \sum_{k=0}^j \frac{(-1)^k j! \mu_{x,j-k}}{\Gamma(1+j-k+v)(j-k)!k!} \left(\mu_{x,t} - t\text{-й момент случайной величины } x = \frac{y-a}{c} \right).$$

Плотность распределения вероятностей нормированного отсчета $\hat{z}_k^{\text{norm}}$ имеет вид

$$p_{\hat{z}_k^{\text{norm}}}(y) = \frac{(y-a)^v e^{-(y-a)/d}}{d^{v+1}} \times \sum_{j=0}^m \left[\sum_{k=0}^j \frac{(-1)^k j! \mu_{x,j-k}}{\Gamma(1+j-k+v)(j-k)!k!} \times \sum_{k=0}^j \frac{(-1)^k \Gamma(1+j+v) x^{j-k}}{\Gamma(1+j-k+v)(j-k)!k!} \right]. \quad (17)$$

Порог обнаружения находится путем решения уравнения

$$F = \int_u^\infty p_{\hat{z}_k^{\text{norm}}}(y) dy = \int_u^\infty \frac{(y-a)^v e^{-(y-a)/d}}{d^{v+1}} \times \sum_{j=0}^m \left[\sum_{k=0}^j \frac{(-1)^k j! \mu_{x,j-k}}{\Gamma(1+j-k+v)(j-k)!k!} \times \sum_{k=0}^j \frac{(-1)^k \Gamma(1+j+v) x^{j-k}}{\Gamma(1+j-k+v)(j-k)!k!} \right] dy, \quad (18)$$

где F – вероятность ложной тревоги. Данная вероятность задается на один канал обнаружения.

Обнаружение объекта в k -м канале обнаружения осуществляется в соответствии с выражением

$$\hat{z}_k^{\text{norm}} > u. \quad (19)$$

Анализ эффективности алгоритма. Эффективность синтезированного алгоритма обнаружения, обеспечивающего ПУЛТ, при работе на

фоне нестационарного шума определяется на основе анализа порогового отношения сигнал-шум. Характеристики обнаружения вычисляются при помощи имитационного моделирования с использованием (15)–(19). Теоретический расчет и имитационное моделирование проведены при следующих параметрах системы обработки:

- $N_{\max} = 512$;
- $F_{\text{зад}} = 10^{-5}, 10^{-6}, 10^{-7}, 10^{-8}$;
- ЗРВ шума – экспоненциальный.

Для сравнения рассмотрен алгоритм обнаружения, обеспечивающий ПУЛТ и описанный в [2]:

$$x_i > \hat{\sigma}_{\text{ш}}^2 \ln \left(\sqrt{\frac{1}{F_{\text{зад}}}} \right);$$

$$\hat{\sigma}_{\text{ш}}^2 = \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} x_i. \quad (20)$$

На первом этапе имитационного моделирования исследовано влияние "скользящего" окна M на вероятность ложной тревоги с использованием (18).

На рис. 4 представлены зависимости вероятности ложной тревоги F от размера "скользящего" окна M . Вероятность ложной тревоги равна $F = 10^{-5}$, $F = 10^{-6}$. Величина "скользящего" окна M лежит в диапазоне от 16 до 128. Шум в пределах "скользящего" окна нестационарный.

На рис. 4 сплошная линия определяет зависимость вероятности ложной тревоги от размера "скользящего" окна при заданном значении

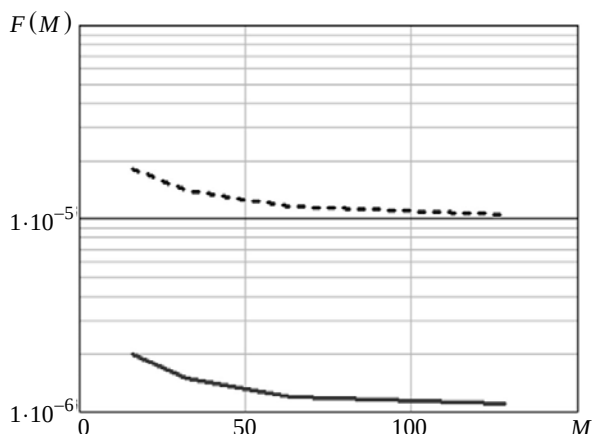


Рис. 4. Зависимость вероятности ложной тревоги от размера "скользящего" окна M

Fig. 4. Dependence of the false alarm probability on the M sliding window

$F = 10^{-6}$. Штриховая линия на рисунке соответствует $F = 10^{-5}$. Данные зависимости позволяют выбрать размер "скользящего" окна.

На рис. 5 представлены зависимости вероятности ложной тревоги от изменения дисперсии шума $\sigma_{\text{ш}}^2$. Кривые 1, 2, 3 соответствуют вероятностям ложной тревоги $F_{\text{зад}} = 10^{-3}, 10^{-4}, 10^{-5}$. Пунктирные линии на рисунке определяют вероятности $F_{\text{зад}}$. Порог обнаружения вычисляется с использованием (18). При построении кривых 1, 2, 3 число опытов, используемое для вычисления вероятности F , равно $10/F_{\text{зад}}$. Размер "скользящего" окна равен $M = 64$. Согласно зависимостям, представленным на рис. 5, предлагаемый алгоритм, описываемый выражением (19), обеспечивает постоянство величины вероятности ложной тревоги при изменении дисперсии шума в широком диапазоне.

На рис. 6 и 7 рассмотрены зависимости вероятности правильного обнаружения D от отношения сигнал-шум q для предлагаемого алгоритма (19), обеспечивающего ПУЛТ, и алгоритма, определяемого выражением (20). Зависимости построены при помощи имитационного моделирования. Число опытов равно $10/F_{\text{зад}}$.

Обнаружение осуществляется на фоне стационарного и нестационарного шума. Вероятности ложной тревоги равны $F = 10^{-7}$ и $F = 10^{-8}$. Кривые $D(q)$ на рис. 6 и 7 позволяют

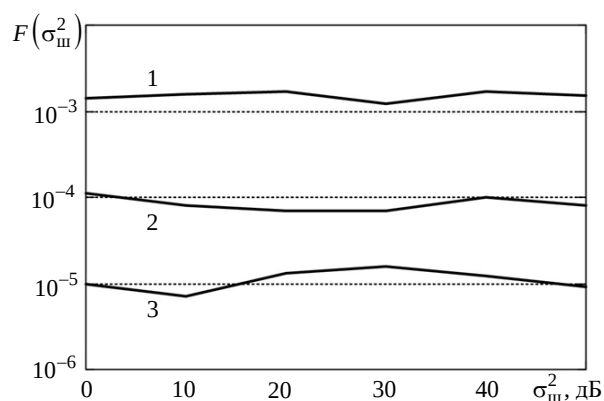


Рис. 5. Зависимость вероятности ложной тревоги от дисперсии шума

Fig. 5. Dependence of the false alarm probability on noise variance

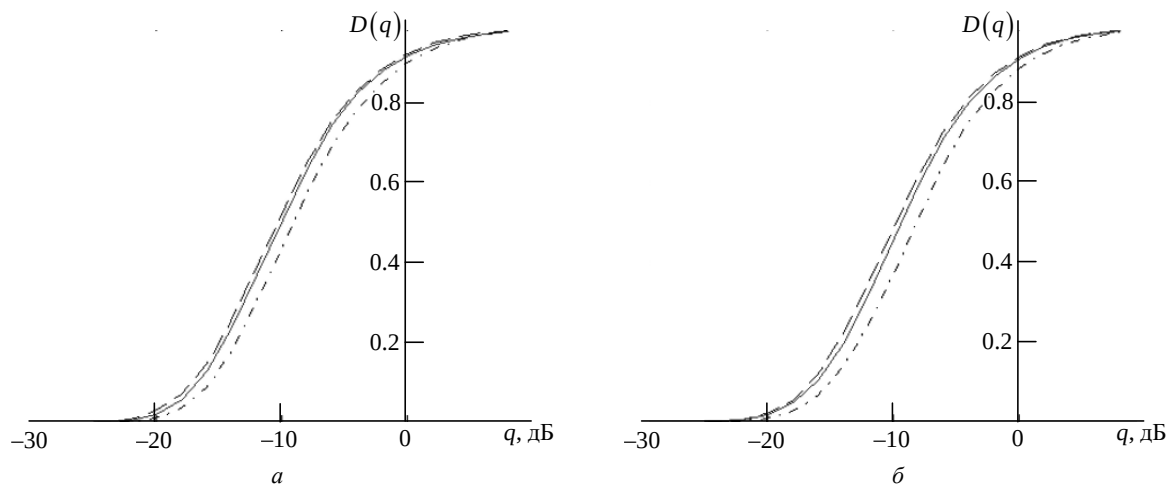


Рис. 6. Характеристики обнаружения алгоритмов (19) и (20) при значении $b = 0.8$ и $c = 1.0$

на фоне нестационарного шума: $a - F = 10^{-7}$; $b - F = 10^{-8}$

Fig. 6. Detection characteristics for the algorithms (19) and (20) at $b = 0.8$ and $c = 1.0$ against the background of nonstationary noise: $a - F = 10^{-7}$; $b - F = 10^{-8}$

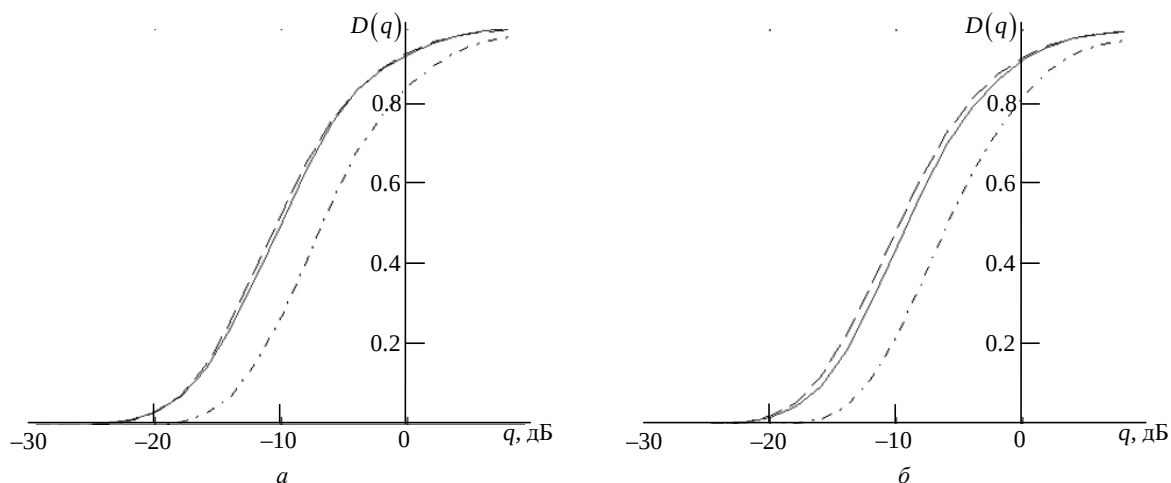


Рис. 7. Характеристики обнаружения алгоритмов (19) и (20) при значении $b = 3.8$ и $c = 4.0$

на фоне нестационарного шума: $a - F = 10^{-7}$; $b - F = 10^{-8}$

Fig. 7. Detection characteristics for the algorithms (19) and (20) at $b = 3.8$ and $c = 4.0$ against the background of nonstationary noise: $a - F = 10^{-7}$; $b - F = 10^{-8}$

сделать следующий вывод: на сколько отличаются пороговые отношения в алгоритмах (19) и (20) при обнаружении сигнала на фоне стационарного и нестационарного шума.

На рис. 6 зависимости соответствуют случаю, при котором $b = 0.8$ и $c = 1.0$, на рис. 7 – $b = 3.8$ и $c = 4.0$.

На рис. 6 и 7 сплошная линия соответствует характеристикам обнаружения для предлагаемого алгоритма (19) на фоне нестационарного шума; штрихпунктирная линия – алгоритму (20) на фоне нестационарного шума; штриховая линия – алгоритму (20) на фоне стационарного шума.

Анализ зависимостей на рис. 6 показывает,

что в предлагаемом алгоритме (19) пороговое отношение сигнал-шум на 0.28 дБ выше, чем в алгоритме (20) при вероятности правильного обнаружения $D = 0.9$ и $F = 10^{-7}$, и выше на 0.38 дБ при $F = 10^{-8}$ на фоне стационарного шума. Однако при этом в предлагаемом алгоритме (19) пороговое отношение сигнал-шум на 1.29 дБ меньше, чем в алгоритме (20) при $F = 10^{-7}$, и меньше на 1.33 дБ при $F = 10^{-8}$ на фоне нестационарного шума.

Анализ зависимостей на рис. 7 показывает, что в алгоритме (19) пороговое отношение сигнал-шум на 0.42 дБ выше, чем в алгоритме (20)

Табл. 2. Разность в пороговом отношении сигнал-шум

Tab. 2. Difference in the threshold signal-to-noise ratio

Вероятность ложной тревоги	$F = 10^{-8}$	$F = 10^{-7}$	$F = 10^{-6}$
Потери в пороговом отношении сигнал-шум, дБ	0.18	0.15	0.16

при работе на фоне стационарного шума при $D = 0/9$ и $F = 10^{-7}$, и выше на 0.38 дБ при $F = 10^{-8}$. Однако при этом в предлагаемом алгоритме (20) пороговое отношение сигнал-шум на 3.26 дБ меньше, чем в алгоритме (19) при $F = 10^{-7}$, и меньше на 3.37 дБ при $F = 10^{-8}$ на фоне нестационарного шума.

В табл. 2 приведена разность в пороговом отношении сигнал-шум предлагаемого алгоритма при известной дисперсии шума и алгоритма (19). Данные значения определены по характеристикам обнаружения, которые вычислены с помощью выражений (11) и результатов имитационного моделирования с использованием выражения (18) при следующих параметрах: $D = 0.9$ и $M = 64$.

В табл. 3 приведены потери в пороговом отношении сигнал-шум, которое обеспечивается в обнаружителе (19) по сравнению с обнаружителем (20). Положительные значения определяют выигрыш в пороговом отношении сигнал-шум, отрицательные – проигрыш по сравнению с алгоритмом (20) на фоне стационарного шума.

Анализ данных табл. 3 показывает, что при увеличении параметров b и c пороговое отношение сигнал-шум в алгоритме (19) уменьшается на 3.57 дБ при $b = 5.0$ и $c = 4.2$ по сравнению с алгоритмом (20). Также в табл. 3 указаны потери предлагаемого алгоритма (19) в стационарном

Табл. 3. Выигрыш в пороговом отношении сигнал-шум

Tab. 3. Gain in the threshold signal-to-noise ratio

Параметр		Заданная вероятность ложной тревоги		
b	c	$F = 10^{-6}$	$F = 10^{-7}$	$F = 10^{-8}$
0	0	−0.19	−0.28	−0.38
1.0	1.2	1.213	1.303	1.455
1.5	1.3	1.345	1.52	1.726
2.0	1.8	1.564	1.71	1.973
3.5	4.5	2.749	2.784	2.982
5.0	4.2	3.489	3.571	3.578

случае, т. е. при $b = 0$, $c = 0$. Величина потерь при $F = 10^{-6}$ равна 0.19 дБ, при $F = 10^{-7}$ равна 0.28 дБ, при $F = 10^{-8}$ равна 0.38 дБ.

Закключение. В статье представлен синтез алгоритма обнаружителя, обеспечивающего ПУЛТ при обнаружении отраженных сигналов на фоне нестационарного шума. Алгоритм содержит следующие основные этапы: 1) оценку параметров шума на основе элементов "скользящего" окна. Предполагается, что математическое ожидание шума может быть аппроксимировано линейной зависимостью в пределах "скользящего" окна. Оценка параметров зависимости осуществляется на основе МНК; 2) вычитание полученной оценки математического ожидания шума из элементов "скользящего" окна; 3) формирование нормированной случайной величины из центрального отсчета "скользящего" окна; 4) сравнение с порогом обнаружения. Порог обнаружения вычисляется путем аппроксимации ПРВ нормированной случайной величины полиномами Лагерра. Для синтезируемого в данной статье алгоритма (19) пороговое отношение сигнал-шум на 1.2...3.57 дБ меньше, чем в алгоритме (20).

Список литературы

1. Шахтарин Б. И. Обнаружение сигналов. М.: Горячая линия-Телеком, 2015. 464 с.
2. Бакулев П. А., Степин В. М. Методы и устройства селекции движущихся целей. М.: Радио и связь, 1986. 288 с.
3. Richards M. A. Fundamentals of radar signal processing. New York: Mc-Graw-Hill, 2008. 539 p.
4. Bar-Shalom Y. Multitarget-multisensor tracking: applications and advances. Boston: Artech house publishers, 1992. 462 p.
5. Skolnik M. I. Radar handbook. New York: Mc-Graw-Hill, 2008. 1352 p.
6. Репин В. Г., Тартаковский Г. П. Статистический синтез при априорной неопределенности и адаптация информационных систем. М.: Сов. радио, 1977. 432 с.
7. Liu N. N., Li J., Cui Y. A new detection algorithm based on CFAR for radar image with homogeneous background // Progress in Electromagnetics Research. 2010. Vol. 15. P. 13–22. doi: 10.2528/PIERC10061201
8. Blum R. S., Qiao J. Threshold optimization for distributed order-statistic CFAR signal detection // IEEE Transaction on aerospace and electronic system.

1996. Vol. 32, № 1. P. 368–377.
doi: 10.1109/7.481276

9. You H. Performance of some generalized modified order statistics CFAR detectors with automatic censoring technique in multiple target situations // IEE Proc., Radar, Sonar and Navigation. 1994. Vol. 131. P. 205–212.

10. Hamadouche M., Barakat M., Khodja M. Analysis of the clutter map CFAR in Weibull clutter // Signal processing. 2000. Vol. 80, № 1. P. 117–123.
doi: 10.1016/S0165-1684(99)00115-2

11. Prastitis L. A., Frank J., Himonas S. D. Optimum detection of Rayleigh signals in nonstationary noise // 10th Annual Intern. Phoenix Conf. on Comput-

ers and Communications, Scottsdale, USA, 27–30 March 1991. IEEE, 1991. P. 401–405.
doi: 10.1109/PCCC.1991.113839

12. Степанов О. А. Основы теории оценивания с приложениями к задачам обработки навигационной информации. СПб.: ГНЦ РФ ОАО «Концерн «ЦНИИ «Электронприбор», 2010. 509 с.

13. Горяинов В. Т., Журавлев А. Г., Тихонов В. И. Статистическая радиотехника: Примеры и задачи. М.: Сов. радио, 1980. 544 с.

14. Alexits G. Convergence Problems of Orthogonal Series. Oxford: Pergamon, 1961. 350 p.

15. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники. М.: Сов. радио, 1969. 752 с.

Информация об авторах

Белокуров Владимир Александрович – доктор технических наук (2022), профессор кафедры радиотехнических систем Рязанского государственного радиотехнического университета им. В. Ф. Уткина. Автор более 100 научных работ. Сфера научных интересов – радиолокация.

Адрес: Рязанский государственный радиотехнический университет им. В. Ф. Уткина, ул. Гагарина, д. 59/1, Рязань, 390005, Россия

E-mail: belokurov.v.a@rsreu.ru

http://orcid.org/0000-0002-8893-550X

Нгуен Чонг Куанг – специалист по направлению "Специальные радиотехнические системы" (2016, Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники), аспирант кафедры радиотехнических систем Рязанского государственного радиотехнического университета им. В. Ф. Уткина. Автор трех научных публикаций. Сфера научных интересов – радиотехника и цифровая обработка сигналов.

Адрес: Рязанский государственный радиотехнический университет им. В. Ф. Уткина, ул. Гагарина, д. 59/1, Рязань, 390005, Россия

E-mail: trongquang3883686@gmail.com

http://orcid.org/0009-0004-7370-6482

References

1. Shachtarin B. I. *Obnaruzhenie signalov* [Detection Signals]. Moscow, *Gorachja linia*, 2015, 464 p. (In Russ.)

2. Bakulev P. A., Stepen V. M. *Metody i ustroistva seleksii dvizhushchikhsya tselei* [Methods and Devices for Selecting Moving Targets]. Moscow, Radio and connection, 1986, 288 p. (In Russ.)

3. Richards M. A. Fundamentals of radar signal processing. New York, Mc-Graw-Hill, 2008, 539 p.

4. Bar-Shalom Y. Multitarget-multisensor tracking: applications and advances. Boston, Artech house publishers, 1992, 462 p.

5. Skolnik M. I. Radar handbook. New York, Mc-Graw-Hill, 2008, 1352 p.

6. Repin V. G., Tartakovskiy G. P. *Statisticheskii sintez pri apriornoi neopredelyennosti i adaptaziy informazionnuch system* [Statistical Synthesis under a Priori Uncertainty and Adaptation of Information Systems]. Moscow, Soviet radio, 1977, 432 p. (In Russ.)

7. Liu N. N., Li J., Cui Y. A New Detection Algorithm Based on CFAR for Radar Image with Homogeneous Background. Progress in Electromagnetics Research. 2010, vol. 15, pp. 13–22.
doi: 10.2528/PIERC10061201

8. Blum R. S., Qiao J. Threshold Optimization for Distributed Order-Statistic CFAR Signal Detection.

IEEE Transaction on Aerospace and Electronic System. 1996, vol. 32, iss. 1, pp. 368–377.

doi: 10.1109/7.481276

9. You H. Performance of Some Generalized Modified Order Statistics CFAR Detectors with Automatic Censoring Technique in Multiple Target Situations. IEE Proc., Radar, Sonar and Navigation. 1994, vol. 131, pp. 205–212.

10. Hamadouche M., Barakat M., Khodja M. Analysis of the Clutter Map CFAR in Weibull Clutter. Signal Processing. 2000, vol. 80, no. 1, pp. 117–123.

doi: 10.1016/S0165-1684(99)00115-2

11. Prastitis L. A., Frank J., Himonas S. D. Optimum Detection of Rayleigh Signals in Nonstationary Noise. 10th Annual Intern. Phoenix Conf. on Computers and Communications, Scottsdale, USA, 27–30 March 1991. IEEE, 1991, pp. 401–405.

doi: 10.1109/PCCC.1991.113839

12. Stepanov O. A. *Osnovy teorii otsenivaniya s prilozheniyami k zadacham obrabotki navigatsionnoi informatsii* [Fundamentals of Estimation Theory with Applications to Navigation Information Processing Problems]. SPb., State Scientific Center of the Russian Federation JSC Concern Central Research Institute Elektropribor, 2010, 509 p. (In Russ.)

13. Gorjainov V. T., Zhuravlev A. G., Tihonov V. I. *Statisticheskaja radiotekhnika: Primery i zadachi* [Sta-

tistical Radio Engineering: Examples and Problems]. Moscow, Soviet radio, 1980, 544 p. (In Russ.)
14. Alexits G. Convergence Problems of Orthogonal Series. Oxford, Pergamon, 1961, 350 p.

15. Levin B. R. *Teoreticheskie osnovy statisticheskoy radiotekhniki* [Theoretical Foundations of Statistical Radio Engineering]. Moscow, Soviet radio, 1969, 752 p. (In Russ.)

Information about the authors

Belokurov Vladimir Aleksandrovich, Dr Sci. (Eng.) (2022), Professor of the Department of Radio Engineering Systems of the Ryazan State Radio Engineering University. The author of more than 100 scientific publications. Area of expertise: radar.

Address: Ryazan State Radio Engineering University, 59/1, Gagarin St., Ryazan 390005, Russia

E-mail: belokurov.v.a@rsreu.ru

<http://orcid.org/0000-0002-8893-550X>

Nguyen Trong Quang, Specialist in Special radio engineering systems (2016, Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics), Postgraduate student of the Department of Radio Engineering Systems of Ryazan State Radio Engineering University. The author of 3 scientific publications. Area of expertise: radio engineering and digital signal processing.

Address: Ryazan State Radio Engineering University, 59/1, Gagarin St., Ryazan 390005, Russia

E-mail: trongquang3883686@gmail.com

<http://orcid.org/0009-0004-7370-6482>

Улучшение технических характеристик АФАР импульсных РЛС за счет снижения неравномерности энергопотребления передающих модулей

Н. А. Кушнерев¹, М. В. Родин^{2✉}, Д. О. Попов²

¹АО «Концерн "Вега"», Москва, Россия

²Московский государственный технический университет им. Н. Э. Баумана, Москва, Россия

✉ mvrodin@bmstu.ru

Аннотация

Введение. В передающих трактах импульсных радиолокационных систем (РЛС) с активными фазированными антенными решетками (АФАР) при формировании зондирующих радиоимпульсов часто используют периодический заряд/разряд емкостных накопителей электроэнергии. При этом оконечный усилитель мощности передающего модуля потребляет электроэнергию в течение малых интервалов времени. Однако импульсный характер работы усилителя обуславливает неравномерность энергопотребления зарядного устройства накопителя. Это приводит к ухудшению электромагнитной совместимости аппаратуры РЛС и снижению надежности функционирования из-за дополнительной нагрузки на систему электроснабжения. Для уменьшения неравномерности энергопотребления совместно с накопителями используют сглаживающие дроссели, ухудшающие массогабаритные характеристики и даже информативность РЛС. Таким образом, актуальной является задача снижения неравномерности энергопотребления передающих модулей без ухудшения их массогабаритных характеристик.

Цель работы. Показать возможность построения устройства заряда емкостного накопителя, обеспечивающего равномерное энергопотребление передающего модуля за счет неизменной мощности заряда, для улучшения ряда технических характеристик АФАР.

Материалы и методы. Анализ методов заряда емкостных накопителей электроэнергии и исследование возможности построения устройства заряда накопителя неизменной мощностью основываются на теории электрических цепей. Анализ работы устройства заряда накопителя неизменной мощностью проводится в программе Micro-Cap и на экспериментальном макете с учетом реальных длительностей и скважностей зондирующих радиоимпульсов, используемых в РЛС.

Результаты. Предложено новое устройство заряда емкостного накопителя неизменной мощностью, рассмотрен принцип его функционирования, разработаны имитационная модель и экспериментальный макет, подтвердившие возможность равномерного энергопотребления передающего модуля АФАР без использования громоздких сглаживающих дросселей. Представлены направления дальнейшего совершенствования зарядного устройства.

Заключение. Предложенное устройство заряда емкостного накопителя мощностью 120 Вт для передающего модуля радиолокационной АФАР отличается простотой реализации и высокой энергоэффективностью заряда. Оно может быть рекомендовано для применения в перспективных РЛС с АФАР для улучшения ряда технических характеристик.

Ключевые слова: активная фазированная антенная решетка, радиолокационная система, передающий модуль, усилитель мощности, зарядное устройство накопителя

Для цитирования: Кушнерев Н. А., Родин М. В., Попов Д. О. Улучшение технических характеристик АФАР импульсных РЛС за счет снижения неравномерности энергопотребления передающих модулей // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2025. Т. 28, № 1. С. 88–101. doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-1-88-101

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 07.06.2024; принята к публикации после рецензирования 10.09.2024; опубликована онлайн 28.02.2025

Improving the Technical Characteristics of AESA Pulse Radars by Reducing the Power Consumption Droop of Transmitting Modules

Nikolay A. Kushnerev¹, Mikhail V. Rodin^{2✉}, Dmitriy O. Popov²

¹JSC "Vega", Moscow, Russia

²Bauman Moscow State Technical University, Moscow, Russia

✉ mvrodin@bmstu.ru

Abstract

Introduction. When shaping radar signals, the transmission paths of pulsed radars with active electronically scanned arrays (AESA) frequently use a periodic charge/discharge of capacitive energy storage devices. In such cases, the power amplifier of the transmitting module consumes electricity over short time intervals. However, the pulsed nature of the amplifier operation causes uneven power consumption of the storage charger. This leads to a deterioration in the electromagnetic compatibility of radar equipment and a decrease in operation reliability due to the additional load on the power supply system. To reduce the unevenness of power consumption, smoothing choke coils are used together with storage devices, which degrade the weight–size characteristics and the entire performance of the radar. Thus, the task of reducing the uneven power consumption droop of transmitting modules without compromising their weight–size characteristics appears relevant.

Aim. To demonstrate the possibility of constructing a charger for a capacitive storage device that ensures uniform power consumption of the transmitting module due to constant charge power, with the purpose of improving a number of technical characteristics of the AESA.

Materials and methods. A review of methods for charging capacitive storage devices and an analysis of the possibility of constructing a charger for a storage device with constant power using the theory of electrical circuits. The operation of a constant-power charger was analyzed in the Micro-Cap environment and using its experimental prototype, taking the actual durations and frequencies of radar signals into account.

Results. A new charger for a capacitive storage device with constant power is proposed and the principle of its operation is considered. A simulation model and an experimental prototype are developed, which confirmed the possibility of significantly reducing the power consumption droop of the AESA transmitting module without the use of bulky smoothing chokes. Directions for further improvement of the charger are outlined.

Conclusion. The proposed 120-W capacitor storage charger for the radar AESA transmitting module is characterized by simplicity of implementation and a high energy efficiency of the charge. This charger can be recommended for use in advanced radars with AESA for the purpose of improving a number of technical characteristics.

Keywords: active electronically scanned array, radar, transmitting module, power amplifier, storage charger

For citation: Kushnerev N. A., Rodin M. V., Popov D. O. Improving the Technical Characteristics of AESA Pulse Radars by Reducing the Power Consumption Droop of Transmitting Modules. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2025, vol. 28, no. 1, pp. 88–101. doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-1-88-101

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

Submitted 07.06.2024; accepted 10.09.2024; published online 28.02.2025

Введение. Активные фазированные антенные решетки (АФАР) в настоящее время широко востребованы в комплексах дистанционного мониторинга различного базирования и назначения с импульсными радиолокационными системами (РЛС) как информационными датчиками [1, 2].

В передающих трактах импульсных РЛС с АФАР при формировании зондирующих радиоимпульсов обычно используют периодический

заряд/разряд емкостных накопителей электроэнергии (НЭ). Таким образом осуществляют электропитание оконечного усилителя мощности (УМ) передающего модуля (ПМ). В этом случае УМ потребляет электроэнергию в течение относительно малых (по сравнению с периодом повторения $T_{\text{и}}$ зондирующих радиоимпульсов) интервалов времени $t_{\text{и}}$, соответствующих длительности зондирующих радиоимпульсов (рис. 1).

Улучшение технических характеристик АФАР импульсных РЛС за счет снижения неравномерности энергопотребления передающих модулей
Improving the Technical Characteristics of AESA Pulse Radars by Reducing the Power Consumption Droop of Transmitting Modules

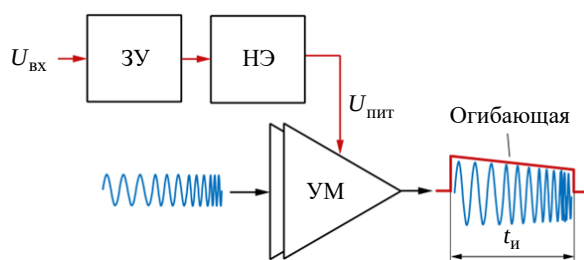


Рис. 1. Структурная схема тракта электропитания УМ

Fig. 1. Block diagram of a power supply path of the power amplifier

Емкостные НЭ в передающих трактах РЛС используют для получения импульсов тока электропитания УМ самой различной длительности [3–10]. Длительность процесса заряда НЭ может варьироваться в пределах от долей микросекунд до десятков миллисекунд и даже более в зависимости от длительности $t_{\text{и}}$ и скважности Q зондирующих радиоимпульсов, определяемых назначением и режимами работы РЛС.

Назначением зарядного устройства (ЗУ) в схеме на рис. 1 является энергетически эффективное преобразование электроэнергии входного источника $U_{\text{вх}}$ (аккумулятора, солнечной батареи, генератора переменного/постоянного тока, источника электропитания промежуточной шины и т. д.) и заряд НЭ в паузах между формируемыми зондирующими радиоимпульсами до необходимого напряжения $U_{\text{пит}}$.

Можно выделить следующие требования, предъявляемые обычно к ЗУ [11–16]:

1. Обеспечение равномерного потребления мощности от входного источника $U_{\text{вх}}$ постоянного тока (или синусоидального от источника $U_{\text{вх}}$ переменного тока) для повышения надежности функционирования РЛС (из-за снижения нагрузки на первичный источник электроэнергии) и улучшения электромагнитной совместимости ее аппаратуры.

2. Согласование напряжения $U_{\text{вх}}$ с напряжением на НЭ в конце интервала заряда (предзарядного напряжения) с учетом поддержки устойчивой работы ЗУ в условиях изменения сопротивления нагрузки от нуля (случай разряженного НЭ) до холостого хода (случай заряженного НЭ).

3. Осуществление желаемых алгоритмов заряда НЭ для достижения оптимальных энергетических и/или динамических характеристик.

Также в ряде случаев ЗУ должно обладать специфическими сервисными функциями (регулирование выходного напряжения; дистанционное включение и отключение; защита от аварийных режимов работы; контроль выходного напряжения; гальваническая развязка и т. д.). На ЗУ распространяются и традиционные требования, предъявляемые к таким устройствам: высокие показатели надежности и электромагнитной совместимости; высокий КПД; малые масса и габариты и т. д.

Практические аспекты разработки и применения ЗУ в передающих трактах РЛС с АФАР находятся в фокусе внимания профессионального сообщества. Прежде всего это обусловлено тем, что в научно-технической литературе преимущественно рассматриваются высоковольтные ЗУ [17–27], применяемые совместно с электровакуумными усилительными приборами (клистроны, лампы бегущей волны), тогда как низковольтным ЗУ, входящим в состав ПМ АФАР, уделяется гораздо меньше внимания. По большому счету это объясняется тем, что разработчики в качестве низковольтных ЗУ часто используют модульные стабилизирующие преобразователи напряжения типа AC-DC или DC-DC (в зависимости от рода тока источника $U_{\text{вх}}$), выпускаемые промышленностью серийно. Однако такие преобразователи должны дополняться дросселями на выходе для снижения неравномерности энергопотребления от источника $U_{\text{вх}}$, что ухудшает массогабаритные характеристики ПМ, а значит, АФАР в целом. Кроме того, подключение к выходу DC-DC-преобразователя НЭ с большой емкостью зачастую приводит к некорректной работе преобразователя, что требует применения дополнительного ограничителя выходного тока или вообще исключает возможность эксплуатации выбранного типа преобразователя. Также из-за значительной модуляции выходного тока для устойчивой и надежной работы DC-DC-преобразователя, как правило, требуется не менее чем 50 %-й запас по его выходной мощности относительно средней мощности потребления УМ, что заметно увеличивает массу ЗУ. По сути, емкостный НЭ с импульсной нагрузкой является нестандартным потребителем электроэнергии, и применение для его заряда унифицированных

DC-DC-преобразователей является вынужденным решением, зачастую неудовлетворительным.

Цель данной статьи – предложить вариант нового ЗУ, обеспечивающего, в отличие от известных, более равномерное энергопотребление от источника входного напряжения в течение циклов заряда/разряда НЭ без применения сглаживающих дросселей на выходе, с одной стороны, и устойчивую и надежную работу во всем диапазоне изменения параметров нагрузки – с другой.

Постановка задачи. При разработке современных и перспективных РЛС, как правило, предъявляются довольно жесткие требования к массогабаритным, энергетическим и динамическим параметрам ЗУ при их использовании в ПМ АФАР для заряда емкостных НЭ. Поэтому импульсные преобразователи напряжения повышенной частоты часто находят применение в составе ЗУ. Это благоприятствует, во-первых, улучшению массогабаритных параметров ПМ, в том числе и за счет увеличения КПД, а во-вторых, совершенствованию процесса управления зарядом НЭ.

Для заряда емкостных НЭ, обладающих, как правило, малым внутренним сопротивлением, используют ЗУ с ограничением выходного тока. Короткое замыкание в нагрузке ЗУ без этого ограничения может привести к повреждению источника входного напряжения ($U_{вх}$). Для ограничения выходного тока в состав ЗУ включают токоограничивающие элементы. Если это резистивный элемент, то КПД заряда, определяемый как отношение запасенной в НЭ электроэнергии к потребленной от входного источника $U_{вх}$ за время заряда, никогда не превысит 50 %, каким бы ни было сопротивление резистивного элемента. Как известно, это сопротивление влияет только на скорость заряда НЭ [28]. В силу этого резистивный заряд НЭ обычно не используют в ПМ.

Так, например, в ЗУ, представляющем собой источник постоянного напряжения U_0 с резистивным токоограничивающим элементом, мощность потребления максимальна в начале заряда и уменьшается к его окончанию. Ток заряда i_3 и напряжение u_c на НЭ, как известно, в этом случае будут изменяться по экспоненциальному закону [15]:

$$i_3(t) = \frac{U_0}{R_3} \exp\left(-\frac{t}{R_3 C_{НЭ}}\right);$$

$$u_c(t) = U_0 \left[1 - \exp\left(-\frac{t}{R_3 C_{НЭ}}\right)\right],$$

где R_3 – сопротивление токоограничивающего резистивного элемента; $C_{НЭ}$ – емкость НЭ.

Тогда выражение для потребляемой мощности будет иметь вид

$$p_0(t) = \frac{U_0^2}{R_3} \exp\left(-\frac{t}{R_3 C_{НЭ}}\right).$$

Если в роли токоограничивающего элемента выступает дроссель, то можно говорить о значительном повышении КПД заряда НЭ (рис. 2). С одной стороны, дроссель $L_{огр}$ ограничивает ток заряда НЭ $C_{НЭ}$, с другой – является элементом сглаживающего LC-фильтра совместно с НЭ, снижая амплитуду пульсации потребляемого тока $I_{вх}$ от входного источника $U_{вх}$. При этом энергия, запасаемая в дросселе, невелика по сравнению с энергией, запасаемой в НЭ.

Обеспечение допустимой амплитуды пульсации тока потребления $I_{вх}$ достигается правильным выбором индуктивности дросселя $L_{огр}$. Чем меньше индуктивность дросселя, тем выше амплитуда пульсации тока потребления (но при этом малы габаритные размеры и масса дросселя). И наоборот, для достижения малой амплитуды пульсации тока потребления индуктивность дросселя, а значит, его масса и габариты должны быть велики.

Особенно остро проблема неудовлетвори-

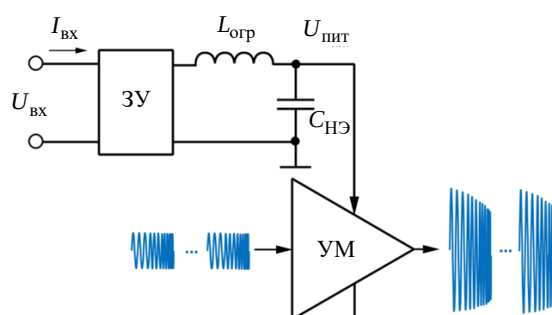


Рис. 2. Схема тракта электропитания оконечного УМ с дросселем на выходе

Fig. 2. Circuit diagram of the power supply path of the power amplifier with a smoothing choke at the output

тельных массогабаритных показателей дросселя $L_{огр}$ проявляет себя в случае больших длительностей зондирующих радиоимпульсов (100 мкс и более), низкой частоты их повторения (менее 1 кГц) и работы с большим сколом напряжения на НЭ (5 % и более). Тогда масса дросселя может быть соизмерима с суммарной массой ЗУ и НЭ или даже превышать ее.

Отметим также, что при использовании дросселя с большой индуктивностью $L_{огр}$ совместно с накопительным конденсатором $C_{НЭ}$ при формировании зондирующих радиоимпульсов (например, при смене режима излучения в многофункциональной РЛС) в начале пачки может возникать переходный процесс со значительной амплитудой напряжения, что негативно отражается на информативности РЛС (рис. 3).

В ЗУ, осуществляющих заряд емкостного НЭ неизменным током I_3 , потребляемая мощность минимальна в начале заряда и возрастает в процессе заряда. В этом случае напряжение u_c на НЭ и потребляемая мощность p_0 изменяются по линейному закону [15]:

$$u_c(t) = \frac{I_3 t}{C_{НЭ}};$$

$$p_0(t) = \frac{I_3^2 t}{C_{НЭ}}.$$

Работа ЗУ в режиме заряда НЭ неизменным током характеризуется высоким значением КПД заряда. Однако линейное изменение напряжения на НЭ приводит к тому, что мощ-

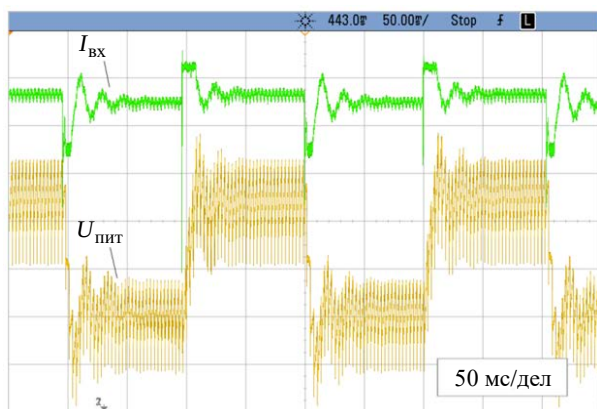


Рис. 3. Переходные отклонения напряжения и тока при смене режима излучения РЛС

Fig. 3. Transient voltage and current deviations when changing the radar operating mode

ность заряда, а значит, и потребляемая от входного источника мощность $U_{вх}$ также изменяется по линейному закону, нарастая к концу зарядного цикла. Это приводит к увеличению установленной мощности как самого ЗУ, так и источника $U_{вх}$, а также к возникновению низкочастотных пульсаций (с частотой повторения зондирующих радиоимпульсов) напряжения на выходе источника. В результате затрудняется работа как самого ЗУ, так и других потребителей электроэнергии в составе РЛС от того же источника $U_{вх}$.

При работе ЗУ в режиме заряда неизменной мощностью (а равно потребления неизменной мощности) напряжение u_c на НЭ и ток заряда i_3 могут быть представлены как [15]

$$u_c(t) = \sqrt{\frac{2P_0 t}{C_{НЭ}}};$$

$$i_3(t) = \sqrt{\frac{P_0 C_{НЭ}}{2t}},$$

где P_0 – потребляемая мощность (без учета КПД ЗУ).

Очевидно, в случае малого начального напряжения НЭ ток заряда, чтобы обеспечить неизменную мощность заряда, может превысить допустимое значение. Поэтому он должен быть ограничен в начале зарядного цикла [22]. Обычно ограничение тока заряда осуществляют за счет токоограничивающего элемента или промежуточных дозирующих конденсаторов и/или дросселей [15]. Последние способны запасать энергию и затем отдавать ее в НЭ малыми и постоянными порциями (дозами) – частота дозирования и энергия каждой дозы должны быть постоянными.

Заряд НЭ неизменной мощностью, обеспечивая практически такие же значения КПД заряда, как и при заряде от источника неизменного тока, позволяет в то же время практически устранить низкочастотные пульсации напряжения на выходе источника $U_{вх}$, обусловленные неравномерностью энергопотребления импульсной нагрузкой (т. е. окончательным УМ), которые оказывают неблагоприятное влияние на работу других потребителей электроэнергии в РЛС (приемников, вычислителей и т. д.) [15]. При этом необходимым условием равномерности

выходного тока ЗУ является баланс мощности, отдаваемой ЗУ в НЭ, и мощности, потребляемой УМ от НЭ (с учетом потерь) за период следования зондирующих радиоимпульсов.

Заряд НЭ неизменной мощностью особенно важен в бортовых импульсных РЛС, имеющих, как правило, первичные источники электроэнергии ограниченной мощности. Например, наиболее часто в качестве первичного источника электроэнергии в системах электропитания бортовых авиационных РЛС используют трехфазные генераторы переменного тока с выходным напряжением 115/200 В 400 Гц и сети постоянного тока напряжением 27 и 270 В по ГОСТ Р 54073–2017, а на космических аппаратах – солнечные батареи с аккумуляторами (наибольшее распространение получила сеть постоянного тока с номинальным напряжением 28 В, но в настоящее время разрабатываются и сети постоянного тока напряжением 100 В). Вместе с тем для бортовой сети постоянного тока космических аппаратов типовым значением допустимой амплитуды пульсации тока, потребляемого нагрузкой, является 10...20 % от среднего значения тока потребления, а для авиационной сети постоянного тока напряжением 270 В (по ГОСТ Р 54073–2017) – и вовсе не более 7 %. Для примера формы тока потребления и напряжения на НЭ в ПМ АФАР космического базирования с ЗУ на основе отечественного серийного модуля DC-DC-преобразователя представлены на рис. 4, а.

Как видно из осциллограмм, размах пульсации тока потребления ЗУ (около 1.5 А) с частотой следования зондирующих радиоимпульсов весьма высок и примерно равен среднему току потребления (что не всегда допустимо на практике). Это обусловлено недостаточной индуктивностью выходного дросселя ЗУ из-за массогабаритных ограничений, накладываемых на ПМ.

При увеличении скважности Q зондирующих радиоимпульсов неравномерность энергопотребления ЗУ ухудшается (рис. 4, б) – размах пульсации тока потребления ЗУ возрастает. В этом случае требуемые масса и габариты выходного дросселя практически не позволяют использовать его в бортовых АФАР.

В свою очередь, неравномерность энергопотребления обуславливает снижение надежности функционирования РЛС (из-за дополнительной нагрузки на первичный источник электроэнергии), ухудшение электромагнитной совместимости, энергетической эффективности и даже информативности [29]. Поэтому задача уменьшения неравномерности энергопотребления ПМ АФАР является актуальной для разработчиков РЛС.

Решение задачи. Авторами предлагается ЗУ, обеспечивающее неизменную мощность заряда емкостного НЭ. Это позволяет, с одной стороны, отказаться от сглаживающих дросселей на выходе ЗУ (а значит, улучшить массогабаритные показатели АФАР), а с другой – значительно уменьшить неравномерность энергопотребления ЗУ (а значит, улучшить электромагнитную сов-

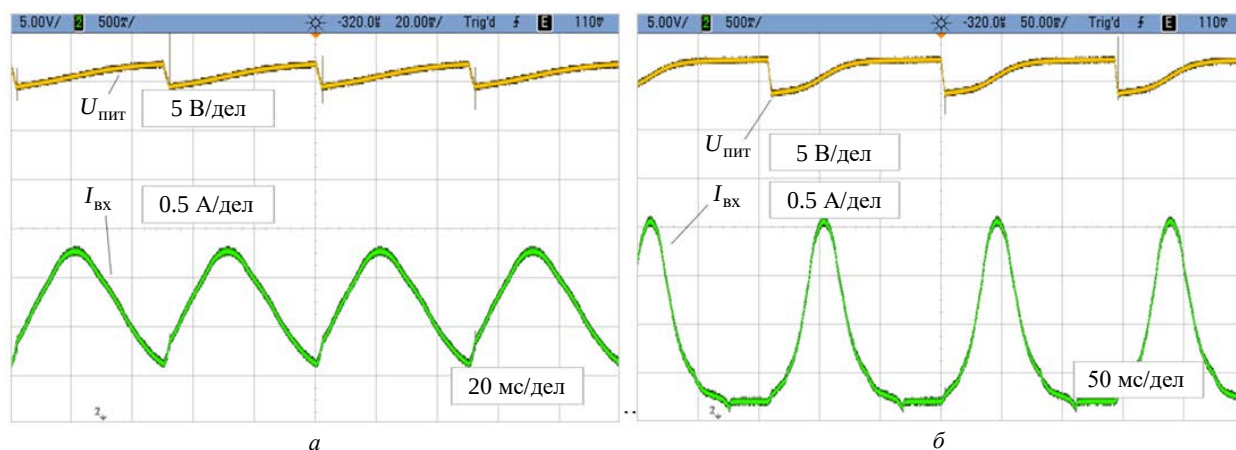


Рис. 4. Осциллограммы напряжения на накопителе и тока потребления в ПМ АФАР:

а – $t_n = 2$ мс, $Q = 25$; б – $t_n = 3$ мс, $Q = 50$

Fig. 4. Voltage on the storage device and current consumption waveforms in the transmitting module:

а – $t_n = 2$ ms, $Q = 25$; б – $t_n = 3$ ms, $Q = 50$

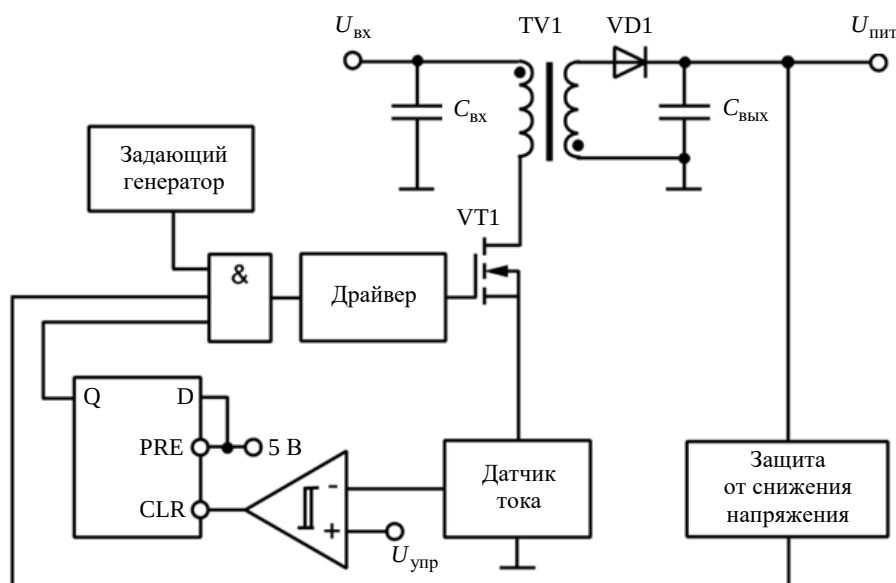


Рис. 5. Схема предлагаемого ЗУ
Fig. 5. Circuit diagram of the proposed charger

местимость аппаратуры АФАР). На рис. 5 представлена схема разработанного ЗУ.

В основе ЗУ – обратноходовой преобразователь напряжения, к выходу которого подключен НЭ, периодически разряжаемый в цепь электропитания УМ через дополнительный регулятор напряжения для более полного использования энергии, запасенной в НЭ (на рис. 5 не показаны) [30]. В ЗУ имеет место периодическое накопление дозы энергии в магнитном поле двухобмоточного дросселя TV1 с последующей передачей ее в $C_{\text{ВЫХ}}$ и НЭ. Требуемый режим заряда НЭ получают за счет изменения дозы энергии, подводимой к дросселю TV1, которая определяется временем открытого состояния транзисторного ключа VT1.

Каждый цикл работы ЗУ характеризуется двумя этапами.

I этап – это накопление энергии в магнитном поле двухобмоточного дросселя TV1 (рис. 5). Транзисторный ключ VT1 открывается в начале каждого цикла работы задающего генератора. Ток через транзистор VT1 (совпадающий с током первичной обмотки двухобмоточного дросселя TV1) начинает нарастать практически линейно, его значение контролируется компаратором по уровню сигнала датчика тока в цепи истока транзистора (установка датчика в цепи истока транзистора значительно упрощает схему управления из-за отсутствия

необходимости гальванической развязки его сигнала). По достижении сигналом датчика тока заданного порога $U_{\text{упр}}$ схема управления закрывает транзистор VT1 до следующего цикла работы задающего генератора. Значение накопленной в двухобмоточном дросселе TV1 энергии пропорционально квадрату напряжения $U_{\text{упр}}$. Последнее задает требуемый уровень мощности заряда НЭ.

II этап – передача накопленной в магнитном поле двухобмоточного дросселя TV1 энергии в НЭ. После закрытия транзисторного ключа VT1 энергия, запасенная в магнитном поле двухобмоточного дросселя TV1, начинает поступать через вторичную обмотку и диод VD1 в НЭ. Параметры двухобмоточного дросселя TV1 и задающего генератора выбирают таким образом, чтобы вся энергия, запасенная в дросселе, успела поступить в НЭ до начала следующего цикла работы ЗУ, т. е. преобразователь всегда работает в режиме прерывистых токов, не переходя в режим непрерывных токов.

Вышеизложенное справедливо для рабочего диапазона напряжений на НЭ (в пределах скола). При напряжении на НЭ меньше минимального (например, при включении ЗУ и выходе его на рабочий режим) ЗУ переходит в режим непрерывных токов и отдает на выход меньшую мощность.

В предложенной схеме ЗУ регулировка уровня зарядной мощности возможна как за

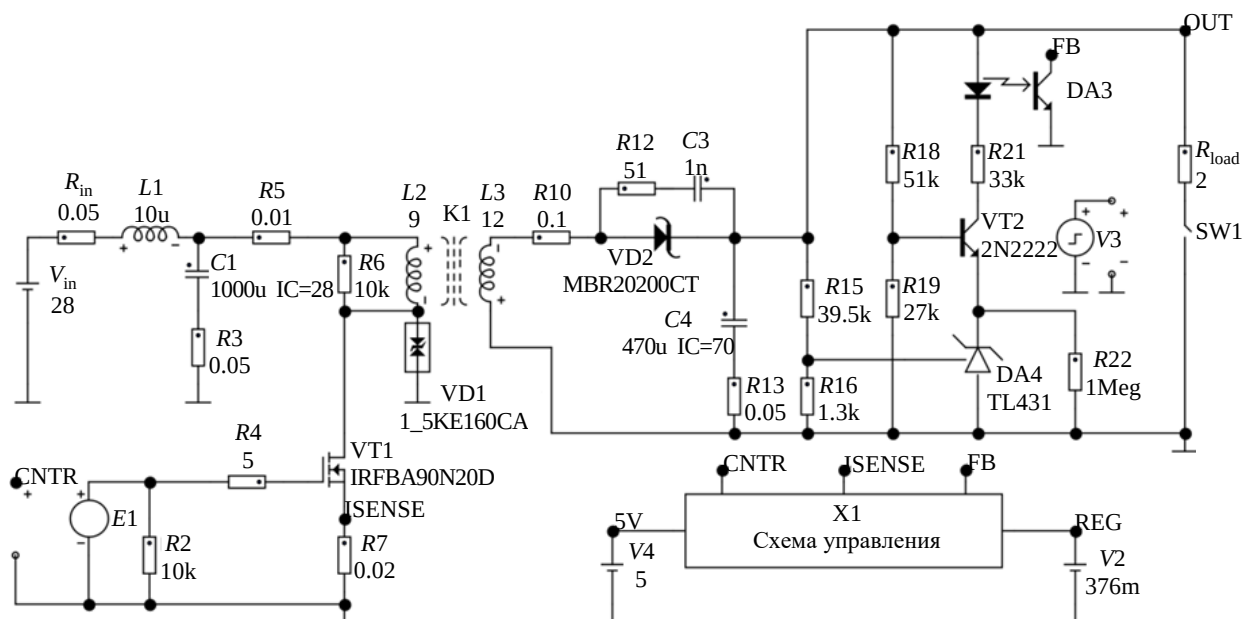


Рис. 6. Схема имитационной модели предлагаемого ЗУ

Fig. 6. Simulation model of the proposed charger

счет изменения напряжения $U_{упр}$, так и за счет изменения частоты задающего генератора. При этом уровень зарядной мощности прямо пропорционален частоте генератора (при фиксированном напряжении $U_{упр}$).

С точки зрения режимов работы ЗУ процессы заряда и разряда НЭ не имеют различий: ЗУ постоянно передает в НЭ при его заряде и в нагрузку при разряде фиксированную мощность. Таким образом обеспечивается равномерность энергопотребления ЗУ.

Результаты имитационного моделирования и экспериментальной отработки. Схематическая имитационная модель предлагаемого авторами ЗУ, разработанная в программе Micro-Cap, приведена на рис. 6.

При входном напряжении $U_{вх} = 28$ В ЗУ обеспечивает на НЭ (конденсатор C4) напряжение до $U_{пит} = 70$ В. Уровень мощности заряда задается источником напряжения V2. Частота задающего генератора составляет 60 кГц.

Как следует из полученных осциллограмм (рис. 7), импульсная выходная мощность ЗУ достигает 2450 Вт, средняя мощность в течение импульса тока нагрузки – 1800 Вт. При скважности зондирующих радиоимпульсов $Q = 15$ средняя выходная мощность ЗУ составляет 120 Вт. Форма тока потребления, независимо от

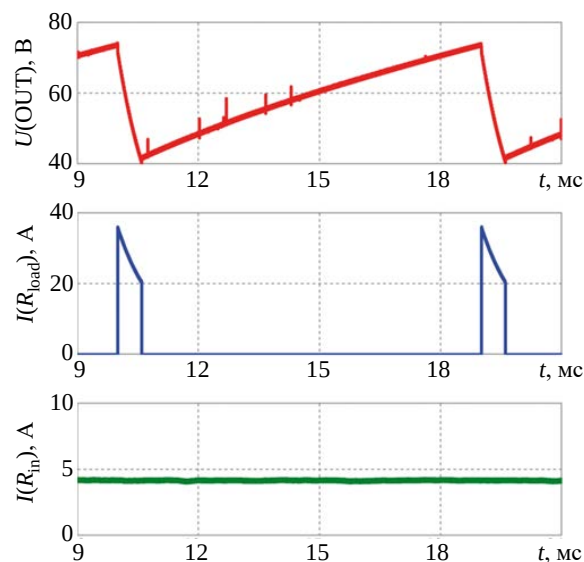


Рис. 7. Осциллограммы напряжения и токов в схеме модели

Fig. 7. Voltage and current waveforms in the simulation model

режима заряда/разряда, практически не меняется, что подтверждает равномерность энергопотребления от источника V_{in} .

Для верификации данных имитационного моделирования был изготовлен и исследован макет ЗУ, работающий на имитатор импульсной нагрузки. Внешний вид макета ЗУ и полученные в результате его отработки осциллограммы напряжений и токов представлены на рис. 8 и 9 соответственно.

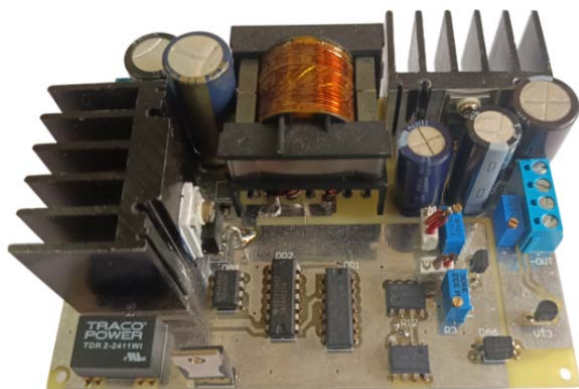


Рис. 8. Фотография макета ЗУ

Fig. 8. Photo of the charger prototype

Как видно из осциллограмм (рис. 9, *а* и *б*), при значении скола напряжения на НЭ 15 % (длительность радиоимпульса $t_{\text{и}} = 200$ мкс, скважность $Q = 15$) и даже при значении скола 45 % (длительность радиоимпульса $t_{\text{и}} = 600$ мкс, скважность $Q = 15$) модуляция тока потребления ЗУ от входного источника $U_{\text{вх}}$ с частотой

следования зондирующих радиоимпульсов не наблюдается. Измеренное значение КПД ЗУ составило 90.5 %. Аналогичные результаты были получены для разных скважностей (рис. 9, *в* и *з*) зондирующих радиоимпульсов (длительность радиоимпульса $t_{\text{и}} = 100$ мкс).

Обсуждение результатов. Результаты имитационного моделирования и экспериментальной отработки макета ЗУ подтвердили адекватность теоретических представлений о возможности заряда ЗУ неизменной мощностью и позволили исследовать его поведение с учетом реальных свойств элементов, входящих в его состав.

Итак, заряд НЭ неизменной мощностью независимо от уровня напряжения на НЭ, обеспечивая высокий КПД заряда, позволяет за счет лучшей равномерности энергопотребления ЗУ существенно уменьшить установленную мощность первичного источника электроэнергии системы электроснабжения РЛС. Кроме того, устраняются низкочастотные пульсации

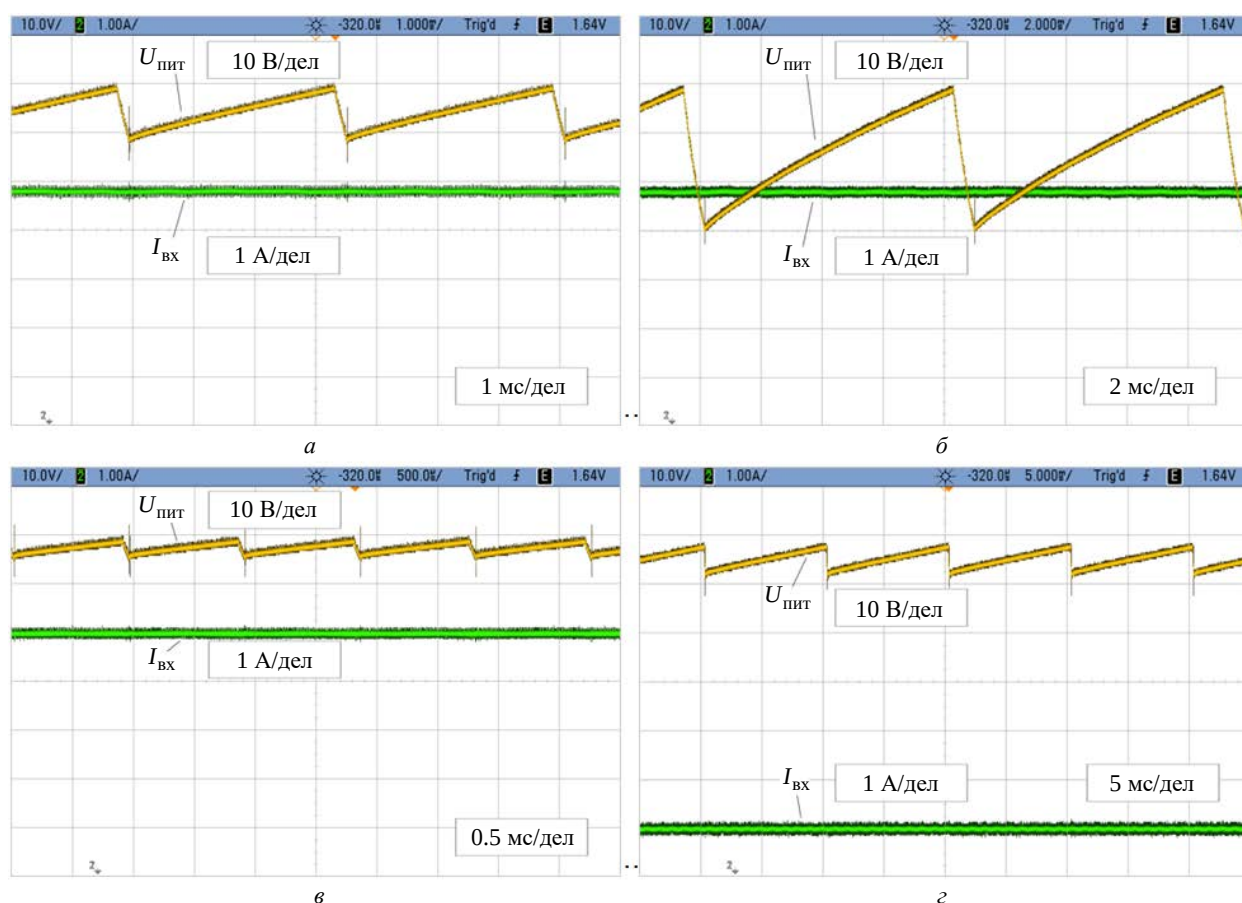


Рис. 9. Осциллограммы напряжений и тока в макете ЗУ при разных значениях скола 15 % (*а*) и 43 % (*б*) и скважности радиоимпульсов 10 (*в*) и 50 (*з*)

Fig. 9. Voltage and current waveforms in the charger prototype at different droop values of 15 % (*a*) and 43 % (*б*) and the duty cycle of radar signal of 10 (*в*) and 50 (*з*)

напряжения на входе ЗУ, которые оказывают неблагоприятное влияние на работу других потребителей в составе аппаратуры РЛС. Поэтому заряд НЭ неизменной мощностью особенно важен в бортовых РЛС, имеющих, как правило, системы электроснабжения ограниченной мощности. Помимо этого, предложенное ЗУ дает возможность отказаться от сглаживающего дросселя на своем выходе, что позволяет улучшить массогабаритные параметры ПМ в целом (а значит, и АФАР). Само ЗУ имеет высокий КПД (свыше 90 %), малые массу и габаритные размеры, высокую надежность (в том числе при работе на НЭ большой емкости).

Основным недостатком предложенной схемы ЗУ является посредственная стабильность предзарядного напряжения на НЭ. Без дополнительной подстройки уровня выходной мощности ЗУ в процессе работы происходит плавное изменение предзарядного напряжения из-за девиации эквивалентного сопротивления УМ по постоянному току по мере его прогрева, изменения КПД самого ЗУ, дрейфа параметров датчика тока и индуктивности двухобмоточного дросселя. Поэтому неперенным условием дальнейшего совершенствования представленного ЗУ является разработка алгоритмов управления уровнем зарядной мощности НЭ в зависимости от временных параметров зондирующих радиоимпульсов.

Анализ уровня развития современной элементной базы и особенностей режимов ее работы в предложенном ЗУ показывает, что без заметного ухудшения КПД его рабочая частота может быть поднята до 200...250 кГц. Мощность ЗУ также может быть повышена до 200 Вт, что соответствует уровням потребления мощности большинства ПМ АФАР, работающих в различных диапазонах длин волн. Оценка удельной мощности ЗУ близка к показателям унифицированных DC-DC-преобразователей, выпускаемых промышленностью серийно, и может составить 2...4 кВт/кг. Также следует учитывать, что предложенное ЗУ может эксплуатироваться практически без запаса по выходной мощности, который необходим для ЗУ на основе серийных DC-DC-преобразователей.

Кроме того, в случае необходимости создания более мощных ЗУ без дополнительных схе-

технических усложнений возможна работа неограниченного количества таких ЗУ на один НЭ.

Таким образом, предложенное ЗУ емкостного НЭ, обеспечивая устойчивую и надежную работу в составе ПМ, позволяет снизить массу и габариты АФАР, одновременно повысить эффективность использования первичного источника электроэнергии РЛС и снизить нагрузку на него, улучшить электромагнитную совместимость аппаратуры АФАР. Как следствие, станет возможным, например, увеличение времени полета носителя РЛС и надежности ее функционирования.

Заключение. Резюмируя полученные в работе результаты, следует отметить следующее:

1. Значительное снижение неравномерности энергопотребления оконечных усилителей мощности передающих модулей импульсных РЛС с АФАР возможно за счет заряда емкостного накопителя неизменной мощностью. Устройство, обеспечивающее такой заряд, разработано и представлено авторами.

2. Предложенная схема ЗУ обеспечивает высокий КПД, является простой и надежной. Разработанное ЗУ может быть рекомендовано для заряда емкостных накопителей в передающих модулях АФАР импульсных РЛС в широком диапазоне длительностей и скважностей зондирующих радиоимпульсов. Новое ЗУ позволяет снизить массу и габариты АФАР, одновременно повысить эффективность использования первичного источника электроэнергии РЛС и снизить нагрузку на него, улучшить электромагнитную совместимость аппаратуры АФАР.

3. Наиболее заметный выигрыш по массе ЗУ предложенная схема обеспечивает при работе с большими значениями скола напряжения на накопителе и при большой длительности и скважности импульсов тока в нагрузке за счет отказа от громоздкого сглаживающего дросселя на выходе ЗУ.

4. Дальнейшее совершенствование разработанного ЗУ должно идти в направлении разработки алгоритмов управления уровнем зарядной мощности емкостного накопителя в зависимости от временных параметров зондирующих радиоимпульсов. Авторы планируют рассмотреть этот вопрос в последующих работах.

Список литературы

1. Skolnik M. Radar Handbook. New York: The McGraw-Hill Companies, 2008. 1351 p.
2. Brown A. Active Electronically Scanned Arrays: Fundamentals and Applications. New York: Wiley-IEEE Press, 2022. 272 p.
3. Design and Research on a Power Distribution System for Airborne Radar / K. Ding, F. Wu, S. Li, B. Li, Y. He, Y. Zhang // The J. of Engineering. 2018. Vol. 2019, № 16. P. 1528–1531. doi: 10.1049/joe.2018.8636
4. Realization of DC/DC High Power and Large Current Combined Power Supply for Airborne Radar / Y. Zhang, S. Xu, Z. Chen, X. Li, B. Dong, Q. Luo, B. Li, Y. He // The J. of Engineering. 2018. Vol. 2019, № 16. P. 1930–1933. doi: 10.1049/joe.2018.8743
5. A Power Supply System for TR Modules of Active Phased Array Radar / Y. Wang, X. Bao, Y. Liu, L. Li, H. Liu // Open J. of Circuits and Systems. 2020. Vol. 9, № 2. P. 28–34. doi: 10.12677/OJCS.2020.92004
6. Engineering Application of a Large Airborne Radar Power Supply System with 100 kW / J. Xia, Y. Wang, X. Zhang, T. Cheng, Z. Chen, Y. Zhang // IEEE 9th Intern. Power Electronics and Motion Control Conf., Nanjing, China, 29 Nov.–02 Dec. 2020. IEEE, 2020. P. 2331–2335. doi: 10.1109/IPEMC-ECCEAsia48364.2020.9368054
7. Novel AESA Architecture for Earth Observation and Planetary Sciences / A. Pereira, N. Weste, D. Abbot, S. Al-Sarawi, O. Yurduseven // IEEE Aerospace Conf., Big Sky, USA, 06–13 March 2021. IEEE, 2021. P. 1–13. doi: 10.1109/AERO50100.2021.9438227
8. GaN-Based Two-Stage Converter With High Power Density and Fast Response for Pulsed Load Applications / Y. Yao, G. Kulothungan, H. Krishnamoorthy, A. Das; H. Soni // IEEE Transactions on Industrial Electronics. 2022. Vol. 69, № 10. P. 10035–10044. doi: 10.1109/TIE.2022.3159946
9. Design and Implementation of High Power Pulsed Output DC-DC Converter / M. Kumar, K. Rayees, B. Singh, V. Chippalkatti // Smart Small Satellites: Design, Modelling and Development. Lecture Notes in Electrical Engineering. 2023. Vol. 963. P. 85–97. doi: 10.1007/978-981-19-7198-3_9
10. Design and Realization of a Compact, Rugged and Highly Efficient Power Supply Module for Large Aperture Antennas in Naval Environment / A. Sarkar, B. Guruvulu, V. H. Bhosale, J. Chakrabarty, M. S. Althaf // IEEE Wireless Antenna and Microwave Symp., Visakhapatnam, India, 29 Feb. 2024–03 March 2024. IEEE, 2024. P. 1–5. doi: 10.1109/WAMS59642.2024.10528098
11. Кириенко В. П. Регулируемые преобразователи систем импульсного электропитания. Н. Новгород: НГТУ, 2008. 617 с.
12. Таназлы Г. И., Мунасыпов Р. А. Проектирование сложных систем заряда емкостных накопителей энергии // Вестн. УГАТУ. 2012. Т. 16, № 1 (46). С. 133–142.
13. Кушнерев Н. А., Родин М. В. Особенности проектирования и тенденции развития систем электропитания АФАР бортовых радиолокаторов // Информационно-измерительные и управляющие системы. 2019. Т. 17, № 6. С. 68–82. doi: 10.18127/j20700814-201905-09
14. Кныш В. А. Полупроводниковые преобразователи в системах заряда накопительных конденсаторов. Л.: Энергоиздат, 1981. 156 с.
15. Пентегов И. В. Основы теории зарядных цепей емкостных накопителей энергии. Киев: Наук. думка, 1982. 424 с.
16. Булатов О. Г., Иванов В. С., Панфилов Д. И. Полупроводниковые зарядные устройства емкостных накопителей. М.: Радио и связь, 1986. 159 с.
17. A Constant Current High Voltage Capacitor Charging Power Supply for Pulsed Power Applications / G. Rim, I. Jeong, G. Gusev, Y. W. Choi, H. J. Ryoo, J. S. Kim // 13th IEEE Intern. Pulsed Power Conf., Las Vegas, USA, 17–22 June 2001. IEEE, 2001. P. 1284–1286. doi: 10.1109/PPPS.2001.1001783
18. High Power Density Capacitor Charging Power Supply Development for Repetitive Pulsed Power / M. McQuage, V. McDowell, F. Peterkin, J. Pasour // 27th Intern. Power Modulator Symp., Arlington, USA, 14–18 May 2006. IEEE, 2006. P. 368–371. doi: 10.1109/MODSYM.2006.365261
19. Cassel R., Hitchcock S., Hitchcock R. A High Power Dynamically Flexible Pulse Width Radar Modulator // The 34th IEEE Intern. Conf. on Plasma Science, Albuquerque, USA, 17–22 June 2007. IEEE, 2007. P. 1492–1494. doi: 10.1109/PPPS.2007.4652469
20. Design of Series Resonant High Voltage Capacitor Charging Power Supply / Q. Wang, Y. Gao, C. Liang, J. Zhao // The 16th IET Intern. Conf. on AC and DC Power Transmission, Xian, China, 02–03 July 2020. IEEE, 2021. P. 1294–1297. doi: 10.1049/icp.2020.0309
21. Dias A., Filho E. Switching Mode System to Supply Pulse Modulators in Radar Applications // 9th IEEE/IAS Intern. Conf. on Industry Application, Sao Paulo, Brazil, 08–10 Nov. 2010. IEEE, 2010. P. 1–6. doi: 10.1109/INDUSCON.2010.5740011
22. Буркин Е. Ю., Кожемяк О. А. Устройство формирования ступенчато-падающего тока заряда емкостного накопителя энергии // Приборы и техника эксперимента. 2016. № 2. С. 91–95. doi: 10.7868/S003281621601033X
23. Novel Virtualization Intelligent Power Supply with Large Capacity Energy Storage / G. Liu, W. Xue, Z. Hao, Z. Niu, K. Mu, J. Ma // IEEE Sustainable Power and Energy Conf., Chengdu, China, 23–25 Nov. 2020. IEEE, 2020. P. 2028–2033. doi: 10.1109/ISPEC50848.2020.9350938

24. Design and Implementation of a 2.1-kV Charging Power Supply for Capacitor Array of Pulse Power Modulators / Y. Wang, J. Chen, L. Wang, M. Xu, H. Chen, J. Huang // IEEE 2nd Intern. Conf. on Information Technology, Big Data and Artificial Intelligence, Nanchang, China, 17–19 Dec. 2021. IEEE, 2021. P. 36–40.
doi: 10.1109/ICIBA52610.2021.9688199

25. Research on LC Series Resonant High Voltage Capacitor Charging Power Supply / H. Zhao, X. Wang, Y. Zheng, H. Ding, C. Yao // IEEE 5th Intern. Electrical and Energy Conf., Nanchang, China, 27–29 May 2022. IEEE, 2022. P. 1631–1636.
doi: 10.1109/CIEEC54735.2022.9846751

26. Fixed Frequency LCC Resonant Converter Modeling and Optimal Design for High-Voltage Capacitor Charging Power Supply in Constant Power Control / J. Chen, Y. Xu, H. Lu, Zh. Yan, Zh. Yu, Q. Li // IEEE Transactions on Industry Applications. 2023. Vol. 59, № 4. P. 4287–4299.
doi: 10.1109/TIA.2023.3264221

27. A Variable Frequency Phase-Shift Modulation Constant Power Control Strategy for LCC Resonant Capacitor Charging Power Supply / Y. Xu, Z. Yu, J. Chen, Y. Wang // IEEE Transactions on Industrial Electronics. 2023. Vol. 70, № 2. P. 1883–1893.
doi: 10.1109/TIE.2022.3161803

28. Мошкин В. И. Энергетические характеристики процесса заряда емкостного накопителя энергии // Вестн. КГУ. 2012. № 2 (24). С. 82–85.

29. Кушнерев Н. А., Родин М. В., Степанов А. В. К вопросу об усреднении импульсной мощности в источниках электропитания прямо-передающих модулей бортовых радиолокационных АФАР // Практическая силовая электроника. 2020. № 3 (79). С. 45–50.

30. Rodin M., Popov D. Hysteretic Voltage Regulator as a Dynamic Supply Modulator for Radar Power Amplifier // 6th Intern. Youth Conf. on Radio Electronics, Electrical and Power Engineering, Moscow, Russia, 29 Feb.–02 March 2024. IEEE, 2024. P. 1–5.
doi: 10.1109/REEPE60449.2024.10479739

Информация об авторах

Кушнерев Николай Александрович – кандидат технических наук (2010), начальник лаборатории АО «Концерн "Вега"». Автор более 50 научных работ. Сфера научных интересов: системы и устройства электропитания радиолокационных комплексов; радиолокация.
Адрес: АО «Концерн "Вега"», Кутузовский пр., д. 34, Москва, 121170, Россия
E-mail: kushnerev@inbox.ru

Родин Михаил Валерьевич – кандидат технических наук (2017), доцент (2022), доцент кафедры радиоэлектронных систем и устройств Московского государственного технического университета им. Н. Э. Баумана. Автор более 50 научных работ. Сфера научных интересов: системы и устройства электропитания радиолокационных комплексов; активные фазированные антенные решетки радиолокационных комплексов; радиолокация.
Адрес: Московский государственный технический университет им. Н. Э. Баумана, 2-я Бауманская ул., д. 5, Москва, 105005, Россия
E-mail: mvrodin@bmstu.ru
<https://orcid.org/0000-0002-2245-8771>

Попов Дмитрий Олегович – инженер по специальности "Радиоэлектронные системы и комплексы" (2023, МГТУ им. Н. Э. Баумана), аспирант кафедры радиоэлектронных систем и устройств Московского государственного технического университета им. Н. Э. Баумана. Автор трех научных публикаций. Сфера научных интересов: активные фазированные антенные решетки радиолокационных комплексов.
Адрес: Московский государственный технический университет им. Н. Э. Баумана, 2-я Бауманская ул., д. 5, Москва, 105005, Россия
E-mail: popovdo@student.bmstu.ru

References

1. Skolnik M. Radar Handbook. New York, The McGraw-Hill Companies, 2008, 1351 p.
2. Brown A. Active Electronically Scanned Arrays: Fundamentals and Applications. New York, Wiley-IEEE Press, 2022, 272 p.
3. Ding K., Wu F., Li S., Li B., He Y., Zhang Y. Design and Research on a Power Distribution System for Airborne Radar. The J. of Engineering. 2018, vol. 2019, no. 16, pp. 1528–1531.
doi: 10.1049/joe.2018.8636
4. Zhang Y., Xu S., Chen Z., Li X., Dong B., Luo Q., Li B., He Y. Realization of DC/DC High Power and Large Current Combined Power Supply for Airborne Radar. The J. of Engineering. 2018, vol. 2019, no. 16, pp. 1930–1933.
doi: 10.1049/joe.2018.8743

5. Wang Y., Bao X., Liu Y., Li L., Liu H. A Power Supply System for TR Modules of Active Phased Array Radar. Open J. of Circuits and Systems. 2020, vol. 9, no. 2, pp. 28–34.
doi: 10.12677/OJCS.2020.92004
6. Xia J., Wang Y., Zhang X., Cheng T., Chen Z., Zhang Y. Engineering Application of a Large Airborne Radar Power Supply System with 100 kW. IEEE 9th Intern. Power Electronics and Motion Control Conf., Nanjing, China, 29 Nov.–02 Dec. 2020. IEEE, 2020, pp. 2331–2335.
doi: 10.1109/IPEMC-ECCEAsia48364.2020.9368054
7. Pereira A., Weste N., Abbot D., Al-Sarawi S., Yurduseven O. Novel AESA Architecture for Earth Observation and Planetary Sciences. IEEE Aerospace Conf., Big Sky, USA, 06–13 March 2021. IEEE, 2021, pp. 1–13.

doi: 10.1109/AERO50100.2021.9438227

8. Yao Y., Kulothungan G., Krishnamoorthy H., Das A., Soni H. GaN-Based Two-Stage Converter With High Power Density and Fast Response for Pulsed Load Applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2022, vol. 69, no. 10, pp. 10035–10044.

doi: 10.1109/TIE.2022.3159946

9. Kumar M., Rayees K., Singh B., Chippalkatti V. Design and Implementation of High Power Pulsed Output DC-DC Converter. *Smart Small Satellites: Design, Modelling and Development. Lecture Notes in Electrical Engineering*. 2023, vol. 963, pp. 85–97.

doi: 10.1007/978-981-19-7198-3_9

10. Sarkar A., Guruvulu B., Bhosale V. H., Chakrabarty J., Althaf M. S. Design and Realization of a Compact, Rugged and Highly Efficient Power Supply Module for Large Aperture Antennas in Naval Environment. *IEEE Wireless Antenna and Microwave Symp., Visakhapatnam, India, 29 Feb. 2024–03 March 2024. IEEE*, 2024, pp. 1–5.

doi: 10.1109/WAMS59642.2024.10528098

11. Kirienko V. P. *Reguliruemye preobrazovateli sistem impulsnogo elektropitaniya* [Adjustable Converters of Switching Power Supply Systems]. Nizhniy Novgorod, NGTU, 2008, 617 p. (In Russ.)

12. Tanazli G. I., Munasipov R. A. Designing of Complexes Charge Systems of the Capacitor Energy Stores. *UGATU Bulletin*. 2012, vol. 16, no. 1(46), pp. 133–142. (In Russ.)

13. Kushnerev N. A., Rodin M. V. Design Features and Development Trends of Power Supply Systems for Onboard AESA Radars. *Information-measuring and Control Systems*. 2019, vol. 17, no. 6, pp. 68–82. (In Russ.)

doi: 10.18127/j20700814-201905-09

14. Knish V. A. *Poluprovodnikovye preobrazovateli v sistemah zaryada nakopitelnykh kondensatorov* [Semiconductor Converters in Storage Capacitor Charging Systems]. Leningrad, *Energoizdat*, 1981, 156 p. (In Russ.)

15. Pentegov I. V. *Osnovy teorii zaryadnykh tsepey emkostnykh nakopiteley energii* [Fundamentals of the Theory of Charging Circuits of Capacitive Energy Storage Devices]. Kiev, *Naukova Dumka*, 1982, 424 p. (In Russ.)

16. Bulatov O. G., Ivanov V. S., Panfilov D. I. *Poluprovodnikovye zaryadne ustroystva emkostnykh nakopiteley* [Semiconductor Chargers of Capacitive Storage Devices]. Moscow, *Radio i Svyaz*, 1986, 159 p. (In Russ.)

17. Rim G., Jeong I., Gusev G., Choi Y. W., Ryoo H. J., Kim J. S. A Constant Current High Voltage Capacitor Charging Power Supply for Pulsed Power Applications. *13th IEEE Intern. Pulsed Power Conf., Las Vegas, USA, 17–22 June 2001. IEEE*, 2001, pp. 1284–1286.

doi: 10.1109/PPPS.2001.1001783

18. McQuage M., McDowell V., Peterkin F., Passour J. High Power Density Capacitor Charging Power Supply Development for Repetitive Pulsed Power. *27th Intern. Power Modulator Symp., Arlington, USA, 14–18 May 2006. IEEE*, 2006, pp. 368–371.

doi: 10.1109/MODSYM.2006.365261

19. Cassel R., Hitchcock S., Hitchcock R. A High Power Dynamically Flexible Pulse Width Radar Modulator. *The 34th IEEE Intern. Conf. on Plasma Science, Albuquerque, USA, 17–22 June 2007. IEEE*, 2007, pp. 1492–1494.

doi: 10.1109/PPPS.2007.4652469

20. Wang Q., Gao Y., Liang C., Zhao J. Design of Series Resonant High Voltage Capacitor Charging Power Supply. *The 16th IET Intern. Conf. on AC and DC Power Transmission, Xian, China, 02–03 July 2020. IEEE*, 2021, pp. 1294–1297.

doi: 10.1049/icp.2020.0309

21. Dias A., Filho E. Switching Mode System to Supply Pulse Modulators in Radar Applications. *9th IEEE/IAS Intern. Conf. on Industry Application, Sao Paulo, Brazil, 08–10 Nov. 2010. IEEE*, 2010, pp. 1–6.

doi: 10.1109/INDUSCON.2010.5740011

22. Burkin E. Yu., Kozhemyak O. A. A Device for Forming a Stepwise-Decreasing Current for Charging a Capacitive Energy Storage. *Instruments and Experimental Techniques*. 2016, no. 2, pp. 91–95. (In Russ.)

doi: 10.7868/S003281621601033X

23. Liu G., Xue W., Hao Z., Niu Z., Mu K., Ma J. Novel Virtualization Intelligent Power Supply with Large Capacity Energy Storage. *IEEE Sustainable Power and Energy Conf., Chengdu, China, 23–25 Nov. 2020. IEEE*, 2020, pp. 2028–2033.

doi: 10.1109/iSPEC50848.2020.9350938

24. Wang Y., Chen J., Wang L., Xu M., Chen H., Huang J. Design and Implementation of a 2.1-kV Charging Power Supply for Capacitor Array of Pulse Power Modulators. *IEEE 2nd Intern. Conf. on Information Technology, Big Data and Artificial Intelligence, Nanchang, China, 17–19 Dec. 2021. IEEE*, 2021, pp. 36–40.

doi: 10.1109/ICIBA52610.2021.9688199

25. Zhao H., Wang X., Zheng Y., Ding H., Yao C. Research on LC Series Resonant High Voltage Capacitor Charging Power Supply. *IEEE 5th Intern. Electrical and Energy Conf., Nanchang, China, 27–29 May 2022. IEEE*, 2022, pp. 1631–1636.

doi: 10.1109/CIEEC54735.2022.9846751

26. Chen J., Xu Y., Lu H., Yan Zh., Yu Zh., Li Q. Fixed Frequency LCC Resonant Converter Modeling and Optimal Design for High-Voltage Capacitor Charging Power Supply in Constant Power Control. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 2023, vol. 59, no. 4, pp. 4287–4299.

doi: 10.1109/TIA.2023.3264221

27. Xu Y., Yu Z., Chen J., Wang Y. A Variable Frequency Phase-Shift Modulation Constant Power Control Strategy for LCC Resonant Capacitor Charging Power Supply. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2023, vol. 70, no. 2, pp. 1883–1893.

doi: 10.1109/TIE.2022.3161803

28. Moshkin V. I. Energy Characteristics of Charge Capacitive Energy Storage. *Bulletin of KSU*. 2012, no. 2 (24), pp. 82–85. (In Russ.)

29. Kushnerev N. A., Rodin M. V., Stepanov A. V. On Pulse Power Averaging in Electric Power Supplies of Re-

ceive-Transmit Modules of Onboard AESA Radar. Practical Power Electronics. 2020, no. 3 (79), pp. 45–50. (In Russ.)

30. Rodin M., Popov D. Hysteretic Voltage Regulator as a Dynamic Supply Modulator for Radar Power

Amplifier. 6th Intern. Youth Conf. on Radio Electronics, Electrical and Power Engineering, Moscow, Russia, 29 Feb.–02 March 2024. IEEE, 2024, pp. 1–5.
doi: 10.1109/REEPE60449.2024.10479739

Information about the authors

Nikolay A. Kushnerev, Cand. Sci. (Eng.) (2010), Head of laboratory of JSC "Vega". The author of 50 scientific publications. Area of expertise: power supply systems and devices for radars; radiolocation.

Address: JSC "Vega", 34, Kutuzovsky Ave., Moscow 121170, Russia

E-mail: kushnerev@inbox.ru

Mikhail V. Rodin, Cand. Sci. (Eng.) (2017), Associate Professor (2022), Associate Professor of the Department of Radio Electronic Systems and Devices of Bauman Moscow State Technical University. The author of 50 scientific publications. Area of expertise: power supply systems and devices for radars; active electronically scanned arrays for radars; radiolocation.

Address: Bauman Moscow State Technical University, 5, 2-nd Baumanskaya St., Moscow 105005, Russia

E-mail: mvrodin@bmstu.ru

<https://orcid.org/0000-0002-2245-8771>

Dmitriy O. Popov, Engineer's degree in electrical engineering (2023, Bauman Moscow State Technical University), graduate student of the Department of Radio Electronic Systems and Devices of Bauman Moscow State Technical University. The author of 3 scientific publications. Area of expertise: active electronically scanned arrays for radars.

Address: Bauman Moscow State Technical University, 5, 2-nd Baumanskaya St., Moscow 105005, Russia

E-mail: popovdo@student.bmstu.ru

Моделирование процесса радиолокационного обнаружения с использованием цифровых двойников антенной системы и объекта наблюдения

А. С. Григорьев², А. А. Казанцев¹, А. М. Терентьев^{1✉}, Б. С. Ставцев¹

¹Военно-космическая академия им. А. Ф. Можайского, Санкт-Петербург, Россия

²Войсковая часть 03863, Чехов, Россия

✉ vka@mil.ru

Аннотация

Введение. Сегодня кардинально меняется концепция разработки изделий. Применение технологий цифровых двойников позволяет перенести центр тяжести разработки на самые ранние стадии и существенно снизить возможные риски, затрачиваемые временные и материальные ресурсы. Классические статистические подходы к оцениванию обнаруживающей способности радиолокационных средств не позволяют получить полную динамическую картину в силу большого количества изменяемых параметров.

Цель работы. Разработка методико-алгоритмического обеспечения моделирования процесса радиолокационного обнаружения с использованием цифровых двойников антенной системы и объекта наблюдения.

Материалы и методы. Множители уравнения радиолокации представлены характеристиками, зависящими от частотных, угловых, поляризационных параметров и рассчитываемыми с использованием цифровых моделей (двойников). Для расчета характеристик направленности антенного элемента и характеристики обратного рассеяния объекта использованы методы численной электродинамики, реализованные в среде автоматического проектирования ANSYS HFSS. Методами математического и компьютерного моделирования осуществлена взаимная увязка результатов численного моделирования. Для формирования характеристики направленности антенной решетки, получения динамической зависимости отношения сигнал/шум и анализа вероятности правильного обнаружения применялся пакет прикладных программ MATLAB.

Результаты. Продemonстрирована возможность применения технологии цифровых двойников для проверки обнаруживающей способности радиолокационной станции при наблюдении объектов заданного класса. Рассчитана динамическая зависимость отношения сигнал/шум для заданных радиолокационной станции, объекта наблюдения и фоновых сценария, представленных своими цифровыми моделями. Рассчитана гистограмма плотности распределения вероятности правильного обнаружения, которая демонстрирует плохую обнаруживающую способность радиолокационной станции при наблюдении объекта заданного класса.

Заключение. Значимость настоящего исследования заключается в разработке методико-алгоритмического обеспечения с использованием технологии цифровых двойников, позволяющего оценить вероятность обнаружения объектов заданного класса радиолокационным средством при реализации тех или иных технических решений на ранних этапах (стадиях) его разработки.

Ключевые слова: цифровой двойник, цифровая модель, радиолокационная станция, антенная решетка, космический аппарат, обнаружение, вероятность обнаружения

Для цитирования: Моделирование процесса радиолокационного обнаружения с использованием цифровых двойников антенной системы и объекта наблюдения / А. С. Григорьев, А. А. Казанцев, А. М. Терентьев, Б. С. Ставцев // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2025. Т. 28, № 1. С. 102–115. doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-1-102-115

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 01.08.2024; принята к публикации после рецензирования 25.10.2024; опубликована онлайн 28.02.2025

Radar Detection Simulation by Digital Twins of Target and Antenna System

Alexander S. Grigoriev², Alexander A. Kazantsev¹,
Alexey M. Terentyev¹✉, Boris S. Stavtsev¹

¹Mozhaisky Military Space Academy, St Petersburg, Russia

²Military unit 03863, Chekhov, Russia

✉ vka@mil.ru

Abstract

Introduction. The entire concept of product development is currently undergoing significant changes. The application of digital twin technology allows the focus of development to be shifted to the earliest stages, thereby significantly reducing not only potential risks, but also saving the required time and material resources. Classical statistical approaches to evaluating the detection capabilities of radar systems fail to provide a complete dynamic picture due to the large number of varying parameters.

Aim. Development of an algorithmic support for simulating the radar detection process using digital twins of the antenna system and the observation object.

Materials and methods. Radar equation multipliers were presented by frequency, angular, polarization dependencies, calculated using their digital models (twins). Numerical electrodynamics methods were used to calculate the directivity characteristics of the antenna element and the backscattering characteristics of the object, implemented in the ANSYS HFSS automated design environment. Mathematical and computer modeling methods were used to coordinate the results of numerical simulations. The MATLAB application package was used to form the directivity characteristics of the antenna array, to obtain the dynamic signal-to-noise ratio, and to analyze the probability of detection.

Results. The possibility of using digital twin technology to verify the detection capability for a radar system when observing an object of the specified class is demonstrated. The signal-to-noise dynamic dependence of the given radar system, space object, and observation scenario, presented by their digital models, was calculated. The function of detection probability density was calculated, which demonstrated an insufficient detection capacity of a radar system in the case of observation of such type of objects.

Conclusion. The significance of the present study lies in the development of an algorithmic support using digital twin technology. The developed support can be used to estimate the probability of detection of specified objects by a radar system when implementing various technical solutions at early stages of its development.

Keywords: digital twin, digital model, radar, phased array antenna, satellite, detection, detection probability

For citation: Grigoriev A. S., Kazantsev A. A., Terentyev A. M., Stavtsev B. S. Radar Detection Simulation by Digital Twins of Target and Antenna System. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2025, vol. 28, no. 1, pp. 102–115. doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-1-102-115

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

Submitted 01.08.2024; accepted 25.10.2024; published online 28.02.2025

Введение. На сегодняшний день использование технологии цифровых двойников позволяет существенным образом снизить стоимость и риски разработки изделий благодаря проведению проверок выполнения требований посредством цифровых испытаний [1–4]. Одно из основных требований, предъявляемых к радиолокационным средствам – обеспечение необходимого значения вероятности правильного обнаружения при наблюдении объектов определенного класса на заданной дальности [5–7]. Для проверки выполнения данного ключевого требования также целесообразно использовать

цифровые модели (двойники) основных элементов (узлов) радиолокационного канала на самых ранних стадиях разработки во избежание неоправданных рисков. Применительно к обозначенной задаче основными элементами радиолокационного канала являются антенная система и непосредственно объект наблюдения. При необходимости модель обнаружения можно дополнить рядом принципиальных факторов, влияющих на снижение отношения сигнал/шум (ОСШ). К ним относятся: ошибки целеуказаний; искажение формы диаграммы направленности антенной системы; воздей-

ствие преднамеренных помех; воздействие среды распространения; влияние подстилающей поверхности и др. [7–9].

Постановка задачи. Предполагается, что объектом является космический объект с габаритными размерами L_x, L_y, L_z . Объект наблюдает радиолокационная станция (РЛС), работающая в полосе частот F с центральной частотой f_c . При этом полагается, что антенная система РЛС, наблюдающая объект, представляет собой активную фазированную антенную решетку (АФАР), имеющую N приемно-передающих модулей с шагом между элементами $dx = c_x \lambda_c$, $dy = c_y \lambda_c$ по горизонтальной и вертикальной координатам полотна соответственно.

Необходимо разработать модель $M\{\}$ радиолокационного наблюдения объекта с эффективной поверхностью рассеяния (ЭПР) $\sigma(\theta, \varphi)$ на расстоянии R , исходя из коэффициента усиления (КУ) антенны $G(\theta, \varphi)$ и других основных технических характеристик РЛС, таких, как шумовая температура системы T_s , коэффициент суммарных потерь L и пр. Разрабатываемая модель должна позволять оценивать обнаруживающую способность РЛС, которую целесообразно привязать к такому показателю, как вероятность правильного обнаружения сигнала $P_D[M\{\}]$:

$$P_D[M\{G(\theta, \varphi), T_s, L, \dots, \sigma(\theta, \varphi), R\}] \geq P_{D_{\text{ТР}}},$$

где $P_{D_{\text{ТР}}}$ – требуемая вероятность правильного обнаружения.

Цифровой двойник антенной системы. При разработке цифрового двойника антенной решетки исходные данные удобно разделить на две группы. Первая группа связана с полотном решетки и характеризует геометрию размещения антенных элементов на апертуре, а также их амплитудно-фазовые состояния. Такого рода исходные данные должны обеспечивать достоверное моделирование процесса управления диаграммой направленности (ДН) РЛС за счет управления характеристикой направленности (ХН) множителя решетки $G_a(\theta, \varphi)$ посредством изменения амплитудно-фазового распределения (АФР) на апертуре. Второй набор ис-

ходных данных связан с геометрическими, электрофизическими характеристиками антенного элемента и должен характеризовать коэффициент полезного действия антенной системы, размеры сектора электронного сканирования посредством характеристики направленности антенного элемента $G_e(\theta, \varphi)$, а также зависимости коэффициента отражения от частоты $\eta(f)$. Тогда, согласно теории, диаграмма направленности всей антенной системы $G(\theta, \varphi)$ будет результатом перемножения соответствующих множителей [10]:

$$G(\theta, \varphi) = G_a(\theta, \varphi) G_e(\theta, \varphi), \quad (1)$$

где характеристика множителя решетки не обладает физической размерностью, а также поляризационной зависимостью, в отличие от характеристики множителя элемента:

$$G_e(\theta, \varphi) = \begin{bmatrix} G_{xx}^e(\theta, \varphi) & G_{xy}^e(\theta, \varphi) \\ G_{yx}^e(\theta, \varphi) & G_{yy}^e(\theta, \varphi) \end{bmatrix}. \quad (2)$$

Такая математическая модель антенного элемента позволяет учитывать развязку между ортогональными поляризационными каналами. В дальнейшем ограничимся рассмотрением лишь одной из согласованных поляризационных компонент (составляющих), например $G_e(\theta, \varphi) \rightarrow G_{xx}^e(\theta, \varphi)$.

Множитель антенной решетки. На сегодняшний день один из наиболее оптимальных вариантов размещения антенных элементов на полотне фазированной антенной решетки – апертура около круговой формы. Пример такого варианта размещения представлен на рис. 1.

Для $N = 45\,440$ элементов вариант бинарной маски $B(x, y)$, характеризующей наличие/отсутствие антенных элементов, показан на рис. 2.

Шаг решетки обычно выбирается из условия отсутствия спектральных копий в желаемом секторе электронного сканирования. При $dx = 7.5\lambda_c$, $dy = 7.5\lambda_c$ обеспечивается однолучевой режим сканирования в секторе $\theta_{\text{max}} = \pm 12^\circ$ (рис. 3). Учитывая, что $N_x = 252$, $N_y = 246$, размеры полотна антенной решетки составят около 22 м по обеим координатам ($L_x = L_y \approx 22$ м).

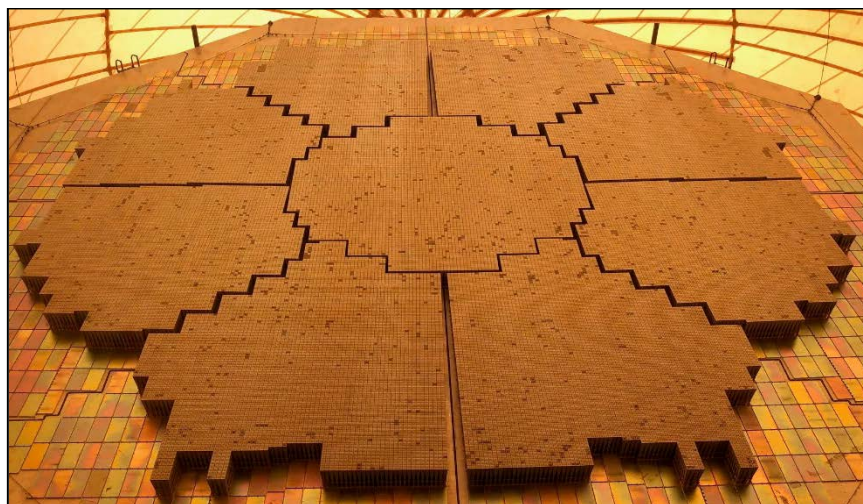


Рис. 1. Внешний вид апертуры фазированной антенной решетки

Fig. 1. Appearance of an aperture of the phased array antenna

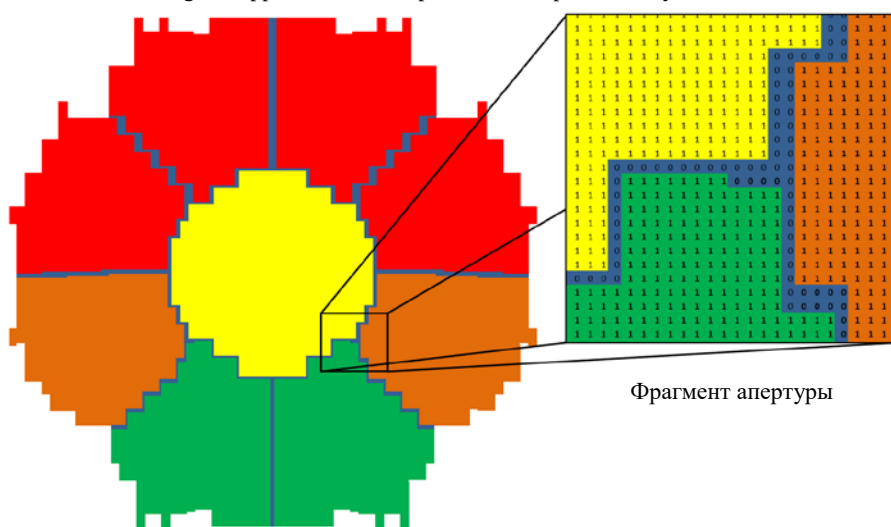


Рис. 2. Бинарная маска наличия/отсутствия элементов фазированной антенной решетки

Fig. 2. A binary mask of the phased array antenna elements existence/lack

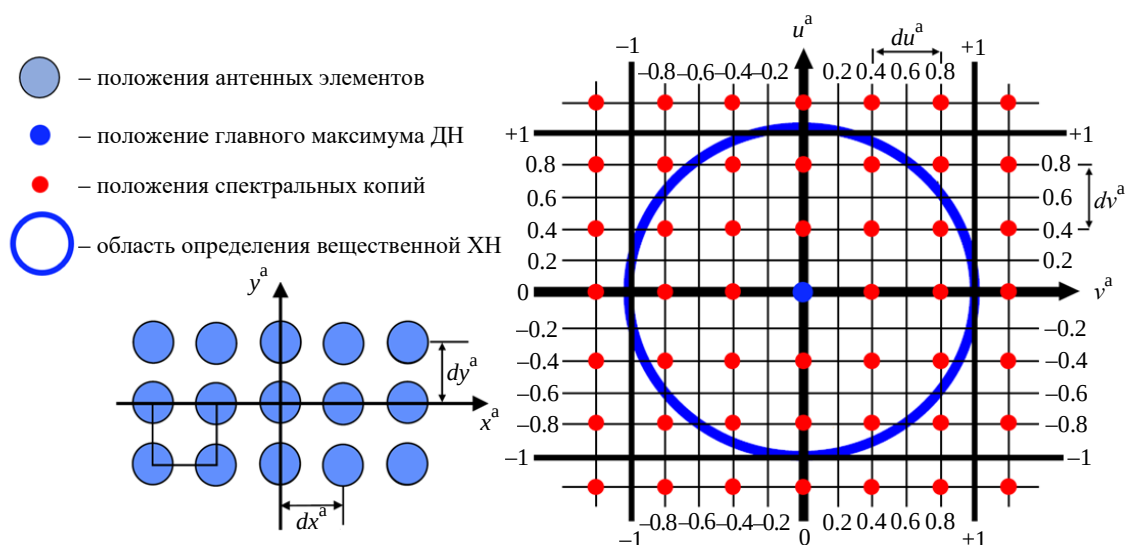


Рис. 3. Расположение спектральных копий ДН, ограничивающих сектор электронного сканирования РЛС

Fig. 3. Limiting the sector of electronic scanning by the spectral copies arrangement

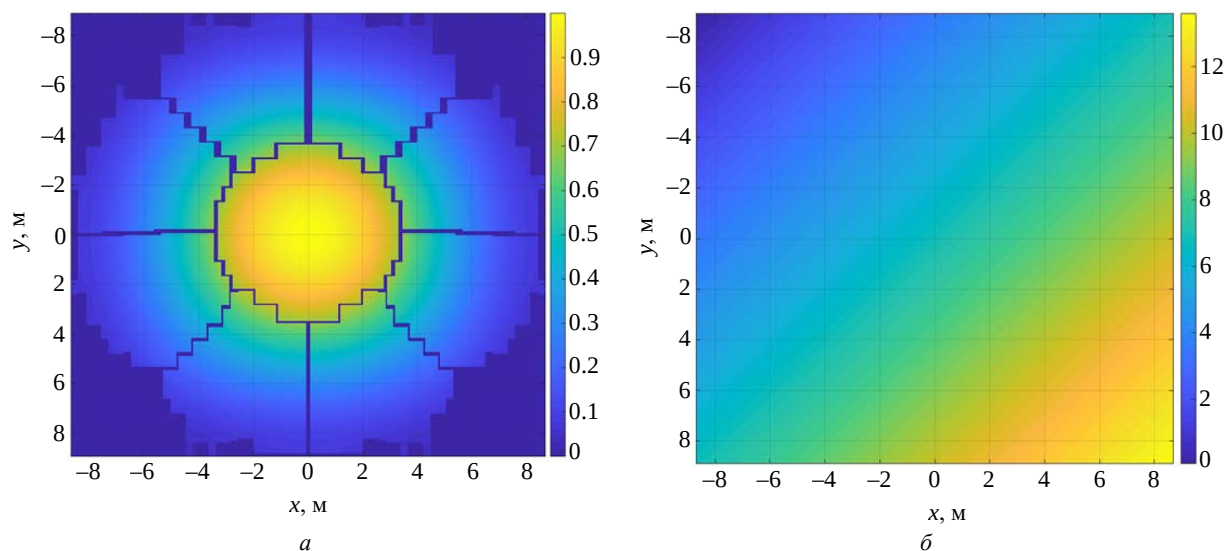


Рис. 4. АФР: a – амплитудное распределение, взвешенное по Хэммингу; b – фазовое распределение для углов $\theta = 0.25^\circ$, $\varphi = 135^\circ$

Fig. 4. AFR: a – amplitude distribution weighed by the Hamming window; b – phase distribution for angles $\theta = 0.25^\circ$, $\varphi = 135^\circ$

Для отработки алгоритмов подавления боковых лепестков и адаптивного помехоподавления бинарная маска взвешивается заданным АФР $W(x, y) = M(x, y) \exp[j\varphi(x, y)]$. Двумерное амплитудное распределение Хэмминга на апертуре рассматриваемой антенной решетки для подавления уровня боковых лепестков на 40 дБ показано на рис. 4, a .

Для зондирования заданного углового направления (θ_0, φ_0) формируется двумерная фазоапертурная характеристика с необходимым углом наклона:

$$\begin{aligned} \varphi(x, y) = \\ = 2\pi k [x \sin(\theta_0) \cos(\varphi_0) + y \sin(\theta_0) \sin(\varphi_0)], \end{aligned}$$

где k – волновое число.

Фазовое распределение на апертуре рассматриваемой антенной решетки для углов электронного сканирования $\theta = 0.25^\circ$, $\varphi = 135^\circ$ показано на рис. 4, b .

Тогда характеристику направленности множителя решетки можно получить с помощью оператора быстрого преобразования Фурье (БПФ) от АФР на апертуре антенной решетки:

$$G_a(u, v) = \left| F_{x,y}^2 \{ W(x, y) B(x, y) \} \right|, \quad (3)$$

где $F_{x,y}^2 \{ \}$ – оператор прямого двумерного БПФ по координатам x, y .

Диаграммы направленности множителя решетки при равномерном и взвешенном по Хэммингу распределениях в логарифмическом масштабе показаны на рис. 5.

На представленных зависимостях проявляются закономерности по увеличению углового разрешения и снижению КУ, характерные для применения оконного взвешивания. Максимальное значение для случая равномерного амплитудного распределения в соответствии с теорией определяется количеством элементов решетки и составляет около 45 дБ. Ширина диаграммы направленности по уровню половинной мощности составляет $\theta_{0.5} = 0.08^\circ$ при равномерном амплитудном распределении и соответствует размерам апертуры.

После синтезирования характеристики направленности с помощью вычисления двумерного БПФ от АФР в соответствии с (3) необходимо корректно восстановить сетку координат направляющих синусов $\{u; v\}$, на которой она задана. Для этого первоначально необходимо определить значения дискрет по каждой из координат:

$$\begin{aligned} du &= \lambda_c / X'; \\ dv &= \lambda_c / Y', \end{aligned}$$

где X', Y' – размеры апертуры с учетом дополнительных нулевых отсчетов, добавленных за счет применения БПФ.

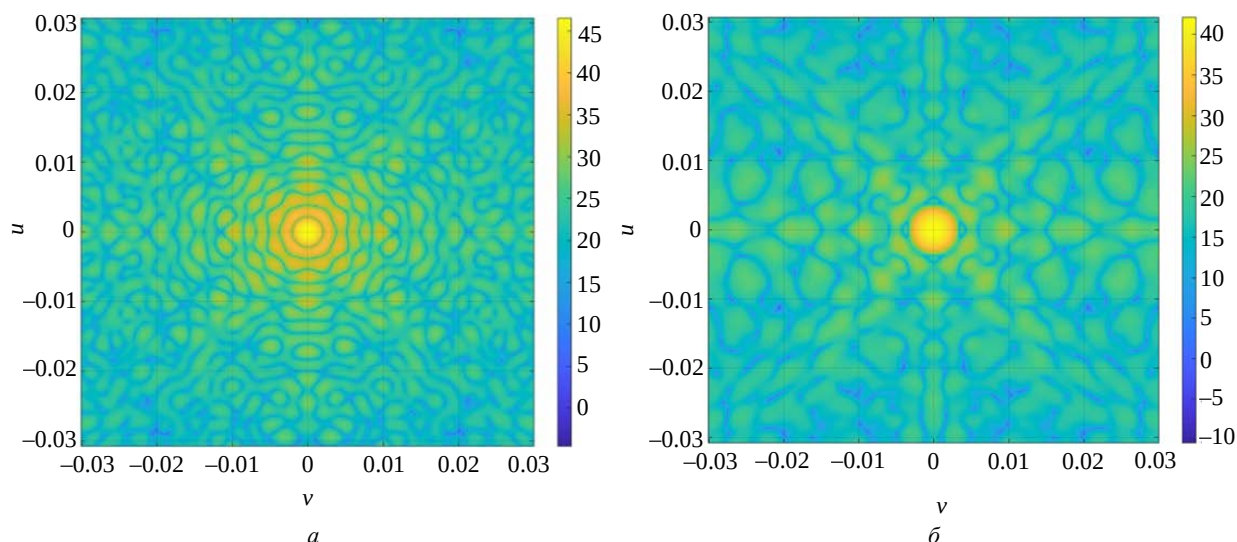


Рис. 5. Диаграммы направленности множителя решетки для различных типов амплитудного распределения:
 a – равномерного; b – Хэмминга

Fig. 5. Array antenna radiation patterns for various types of amplitude distributions:
 a – uniform; b – weighed by the Hamming window

Тогда для области определения характеристики направленности можно записать:

$$\begin{aligned} u &\in [-duN'/2; duN'/2]; \\ v &\in [-duM'/2; duM'/2], \end{aligned} \quad (4)$$

где N' , M' – количество отсчетов по соответствующим координатам с учетом дополнительных нулевых отсчетов, добавленных за счет применения БПФ.

В случае необходимости перехода к пространству сферических углов $\{u; v\} \rightarrow \{\theta; \varphi\}$ следует использовать известные выражения:

$$\begin{aligned} \theta &= \arcsin(\sqrt{(u)^2 + (v)^2}); \\ \varphi &= \arctg(v/u). \end{aligned} \quad (5)$$

При этом, в соответствии с (5), вещественным (действительным) значениям сферических углов $(-\pi < \varphi < \pi)$ и $(-\pi/2 < \theta < \pi/2)$ будут соответствовать значения направляющих синусов, лежащие в пределах единичной окружности (см. рис. 3), т. е. удовлетворяющие условию $(u)^2 + (v)^2 \leq 1$. Очевидно, что при переходе $\{u; v\} \rightarrow \{\theta; \varphi\}$, в силу нелинейности операций (5), эквидистантной координатной сетке пространства направляющих синусов (4) будет соответствовать неравномерная координатная сетка пространства сферических углов. Для получения

эквидистантной сетки сферических углов $\{\theta; \varphi\}$ необходим интерполяционный переход.

Согласно (1) после синтеза характеристики направленности множителя решетки необходимо получить характеристику направленности множителя антенного элемента.

Множитель антенного элемента. В случае апертуры большого размера и реализации в РЛС механического сканирования сектор электронного сканирования можно уменьшить без риска снижения основных тактико-технических характеристик РЛС. Тогда достаточно большой шаг в решетке позволит снизить количество антенных элементов за счет увеличения их апертуры. Кроме того, при наличии требования по реализации полного поляризационного зондирования антенный элемент должен одинаково эффективно работать с двумя ортогональными поляризациями, позволяющими излучить/принять произвольную поляризацию электромагнитной волны.

Перечисленным выше критериям соответствует рупор с квадратной апертурой и ортополяризационным селектором. Внешний вид САЕ-модели указанного антенного элемента изображен на рис. 6.

Для наилучшего согласования раскрыв рупора имеет пирамидально-эллиптическую форму. Зависимости S-параметров от частоты представлены на рис. 7.

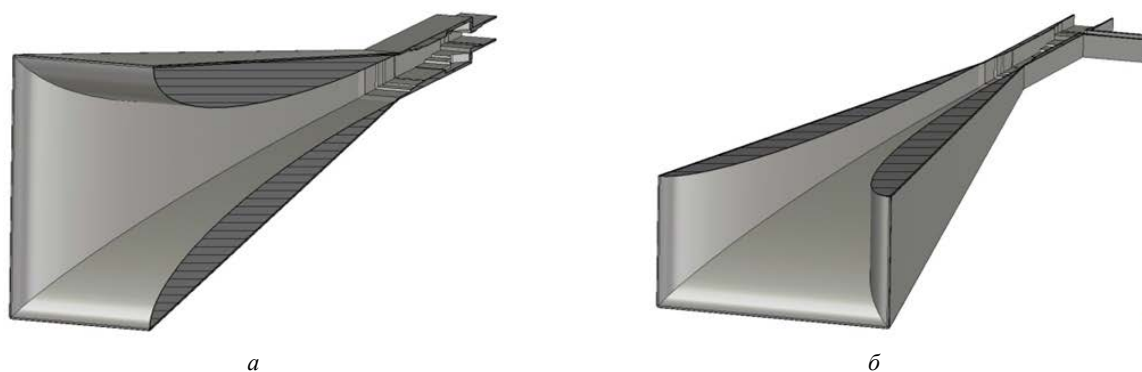


Рис. 6. Рупор с квадратной апертурой и ортополяризационным селектором: а – у-сечение; б – х-сечение

Fig. 6. CAE-model of the square aperture horn antenna element with the orthopolarizing selector: а – y-section; б – x-section

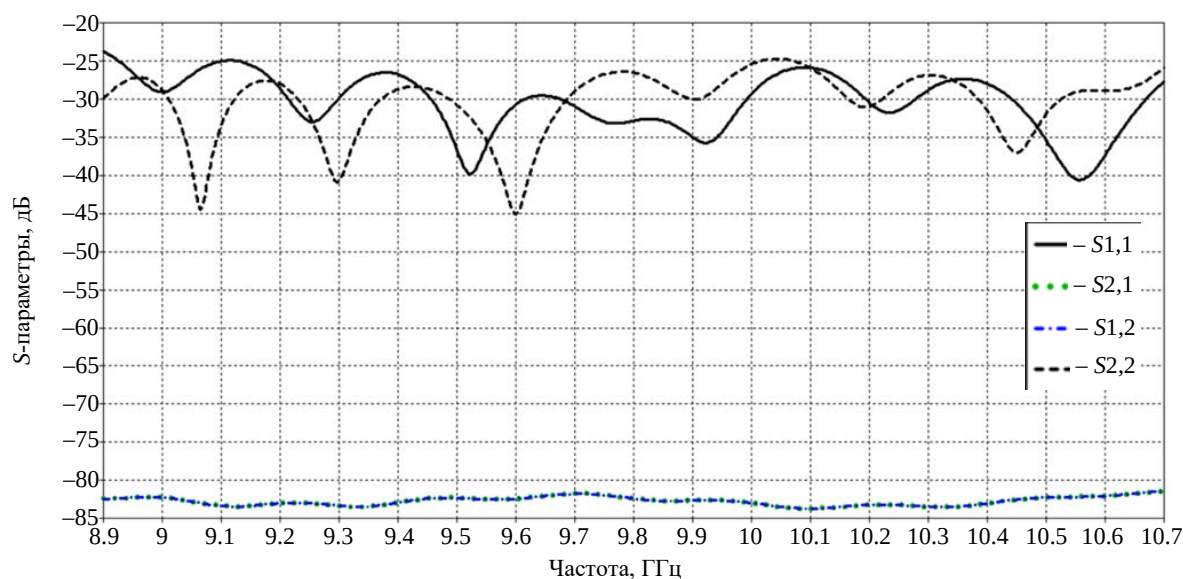


Рис. 7. Частотные зависимости S-параметров антенного элемента

Fig. 7. S-parameters frequency dependencies of the antenna element

Для диапазона частот от 8.95 до 10.7 ГГц коэффициент отражения не превышает -25 дБ (КСВН не более 1.12), что свидетельствует о достаточно хорошем согласовании в широкой полосе частот. При этом благодаря ступенчатому ортомодовому поляризационному селектору обеспечивается развязка между каналами не менее -80 дБ. Диаграммы направленности антенного элемента для частоты $f = 9.5$ ГГц и двух ортогональных поляризаций $G_{xx}^e(\theta, \varphi)$ и $G_{yy}^e(\theta, \varphi)$ представлены на рис. 8.

Максимальное значение КУ (17 дБ) и ширина основного лепестка по уровню -3 дБ ($\theta_{0.5} = 13^\circ$) соответствуют размерам апертуры антенного элемента. В соответствии с (2) наличие ортогонального базиса позволяет модели-

ровать различные варианты поляризационного зондирования, для упрощения в дальнейшем целесообразно ограничиться рассмотрением одной из согласованных компонент.

После получения характеристик направленности множителей решетки и элемента конечная диаграмма направленности может быть получена посредством поэлементного произведения множителей в соответствии с (1). Для этого целесообразно провести интерполяцию медленно изменяющейся характеристики направленности антенного элемента к требуемой области определения.

Цифровой двойник объекта наблюдения.

В качестве объекта наблюдения удобно рассмотреть космический аппарат типа CubeSat 3U с габаритными размерами $L_x = 1U$; $L_y = 1U$; $L_z = 3U$. Для расчета динамического ОСШ и

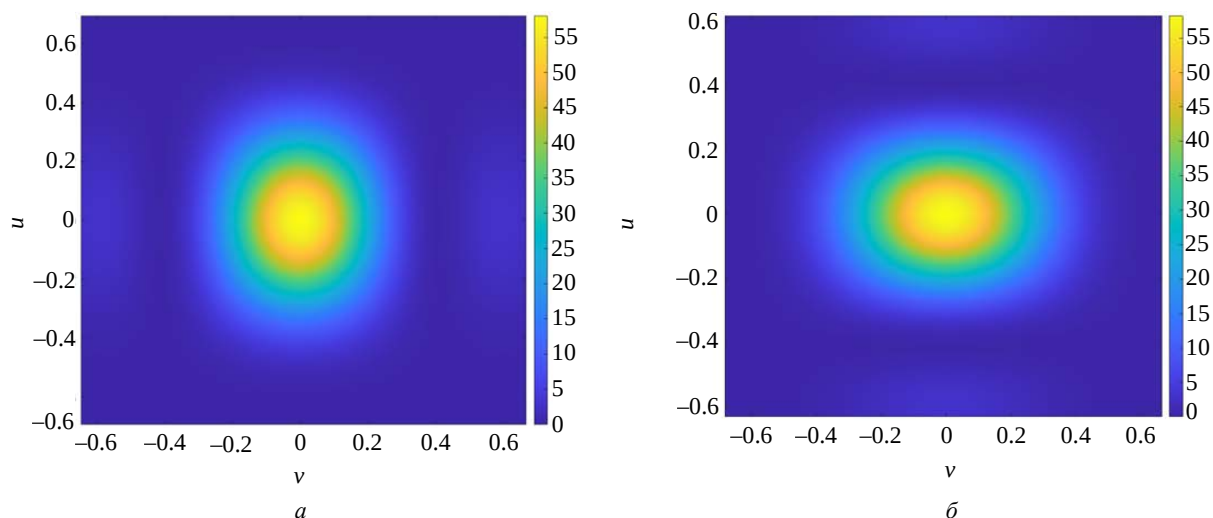


Рис. 8. Диаграммы направленности элемента: *а* – *y*-возбуждение; *б* – *x*-возбуждение

Fig. 8. Radiation patterns of phased array antenna element: *a* – *y*-excitation; *б* – *x*-excitation



Рис. 9. Космический аппарат CubeSat 3U: *а* – CAD-модель; *б* – CAE-модель

Fig. 9. CubeSat 3U satellite: *a* – CAD model; *б* – CAE model

моделирования процесса обнаружения космического объекта необходимо создать цифровой двойник объекта наблюдения в части его отражательных свойств в частотном диапазоне наблюдающего средства.

Для решения этой задачи следует, как и в случае антенного элемента, разработать цифровую CAD- и CAE-модели объекта наблюдения (рис. 9, *а*).

В силу симметрии объекта наблюдения целесообразно сократить объем численных расчетов радиолокационных характеристик (РЛХ) объекта $\sigma(\theta, \varphi)$ до следующих значений углов наблюдения: $\theta \in [0; 90^\circ]$, $\varphi \in [0; 45^\circ]$. Такой сектор расчета позволит смоделировать в дальнейшем произвольную фоноцелевую ситуацию в независимости от закона вращательного движения объекта. Результаты расчета РЛХ космического аппарата (КА) CubeSat 3U методом моментов приведены на рис. 10. В качестве РЛХ представлены двумерные диаграммы обратного рассеяния $\sigma(\theta, \varphi)$ на частоте 9.5 ГГц

в логарифмическом масштабе по отношению к одному квадратному метру. Средние и максимальные значения ЭПР различаются на 4 порядка: $\sigma_{\text{ср}}^{\text{ГГ}} = -29.2$; $\sigma_{\text{max}}^{\text{ГГ}} = 10.7$; $\sigma_{\text{ср}}^{\text{ВВ}} = -29.8$;

$\sigma_{\text{max}}^{\text{ВВ}} = 10.9$ дБм², где индексы ГГ и ВВ означают согласованную горизонтальную и вертикальную поляризацию соответственно. Максимальные значения ЭПР соответствуют нормальному падению к плоским поверхностям объекта: $\theta = 0, 180^\circ$; $\varphi = \text{var}$ и $\theta = 90^\circ$; $\varphi = 0, 90, 180^\circ$ [11]. Различие представленных зависимостей объясняется рассеянием на ортогонально ориентированных кромках объекта [11] и позволяет проводить обработку алгоритмов поляризационной классификации объекта и идентификации его геометрической формы по результатам обработки радиолокационной некоординатной информации.

Цифровой фоноцелевой сценарий. Для проверки возможности обнаружения объекта заданного типа необходимо увязать характеристики, полученные с помощью цифровых двойников ан-

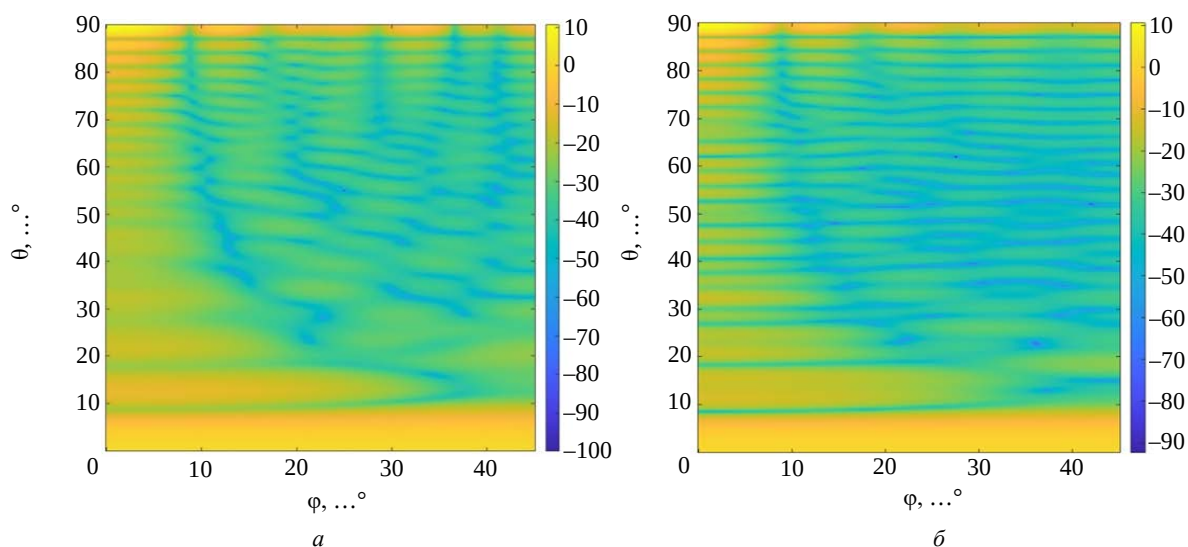


Рис. 10. РЛХ космического аппарата CubeSat 3U: *a* – согласованная горизонтальная поляризация; *b* – согласованная вертикальная поляризация

Fig. 10. CubeSat 3U satellite scattering characteristics: *a* – copolarized horizontal; *b* – copolarized vertical

тенной системы и объекта наблюдения, в рамках единого фоноцелевого сценария. Взаимная увязка должна заключаться в получении динамических зависимостей вектора линии визирования (ЛВ) для систем координат РЛС и объекта наблюдения, которые, в свою очередь, изменяют свое положение

и ориентацию относительно инерциальной (неподвижной) системы координат. Основные системы координат для случая трехосной стабилизации показаны на рис. 11.

Учитывая изменчивость характеристик цифровых двойников антенной системы

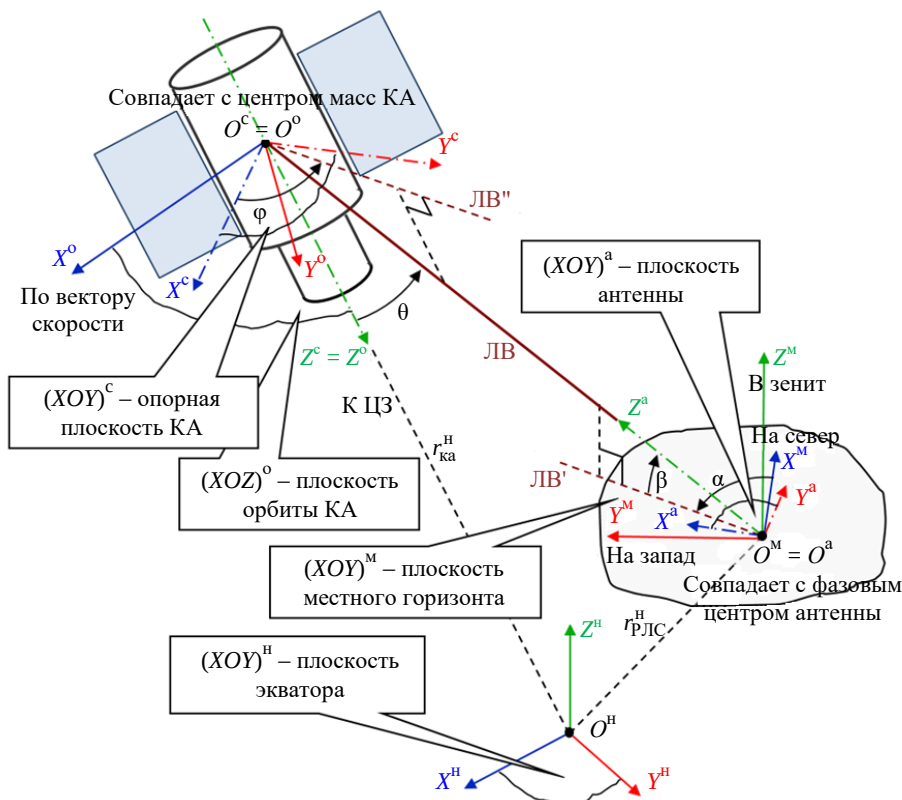


Рис. 11. Геометрические особенности радиолокационного наблюдения космического аппарата с трехосной стабилизацией

Fig. 11. Geometrical features of radar observation of a stabilized satellite

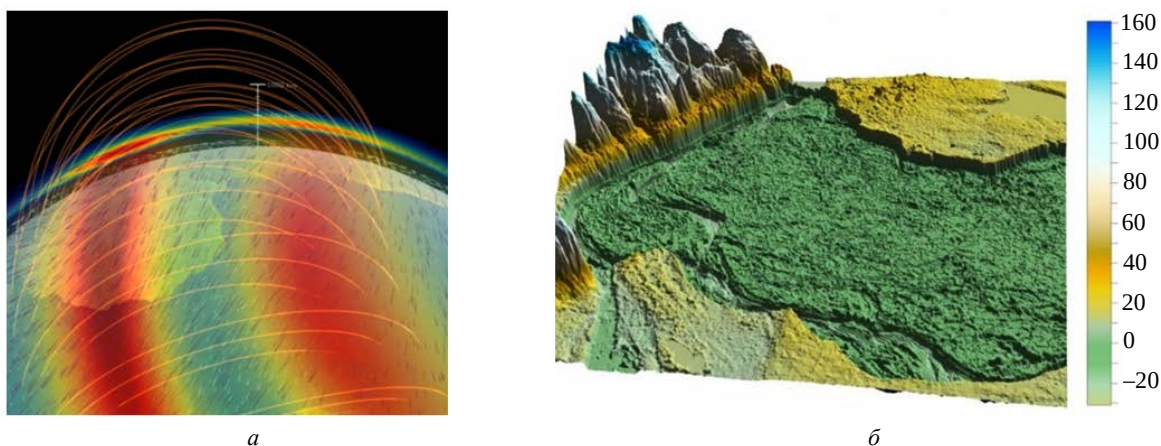


Рис. 12. Цифровые двойники: *a* – среды распространения; *б* – рельефа местности

Fig. 12. Digital twins: *a* – propagation environment; *б* – land relief

$G(a(t), \varepsilon(t))$ и объекта наблюдения $\sigma(\theta(t), \varphi(t))$, для уравнения радиолокации можно записать следующее выражение:

$$Q(t) = \frac{S(t)}{N(t)} = \frac{P_t [G(a(t), \varepsilon(t))]^2 \sigma(\theta(t), \varphi(t)) \lambda^2 T_p(R(t))}{(4\pi)^3 R(t)^4 k_B T_s(\varepsilon(t)) L}, \quad (6)$$

где $Q(t)$ – ОСШ на выходе приемника; $S(t)$ – мощность полезного сигнала на выходе приемника; $N(t)$ – мощность шума на выходе приемника; P_t – мощность излучения АФАР; a – азимут объекта наблюдения; ε – угол места объекта наблюдения; σ – ЭПР объекта; λ – длина волны узкополосного сигнала РЛС; T_p – длительность зондирующего импульса; R – расстояние до объекта наблюдения; k_B – коэффициент Больцмана; T_s – шумовая температура системы; L – общие потери в системе.

В (6) шумовая температура системы изменяется в зависимости от толщины атмосферного слоя вдоль линии визирования, т. е. в зависимости от угла места $\varepsilon(t)$. Длительность зондирующего импульса должна быть сопряжена с дальностью до цели $R(t)$ в интересах максимизации ОСШ на выходе приемного устройства.

При необходимости можно использовать дополнительные цифровые двойники. Напри-

мер, при рассмотрении вопросов радиовидения в миллиметровом диапазоне следует использовать цифровой двойник среды распространения (рис. 12, *a*). Для рассмотрения вопросов влияния подстилающей поверхности на обнаруживающую способность РЛС при низких углах места можно использовать цифровой двойник рельефа местности (рис. 12, *б*).

Результаты фоноцелевого сигнального моделирования. Для демонстрации возможности реализации предлагаемого подхода рассматривается фоноцелевой сценарий (рис. 13), в котором используются цифровые двойники антенной системы и объекта наблюдения, описанные ранее.

Предполагается, что CubeSat 3U прекратил свое активное существование на орбите. В связи с этим используется допущение о его дестабилизированном движении вокруг собственного центра масс, характер которого соответствует равномерному вращению со скоростью 0.6 рад/с вокруг оси с максимальным моментом инерции. Для нахождения положения оси с максимальным моментом инерции использовалось допущение об изотропном распределении массы по объему космического аппарата с главными осями инерции $J_x = J_y = 5J_z$. Для более точного определения J_x, J_y, J_z можно использовать твердотельный цифровой двойник объекта, отражающий закон распределения массы по его объему. Законы изменения сферических углов визирования CubeSat 3U для рассматриваемого сценария представлены на рис. 14.

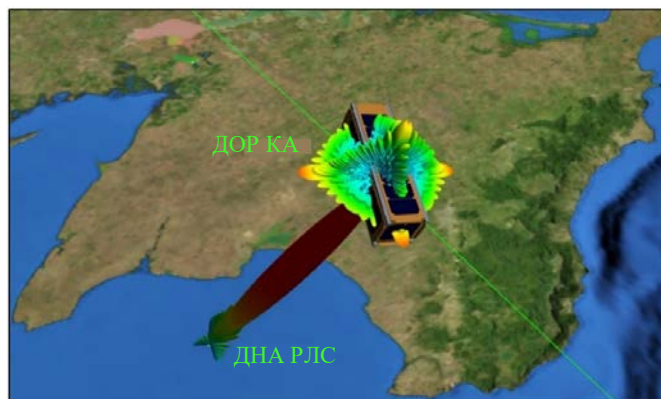


Рис. 13. Фоноцелевой сценарий радиолокационного наблюдения CubeSat 3U

Fig. 13. Scenario of the CubeSat 3U radar observation

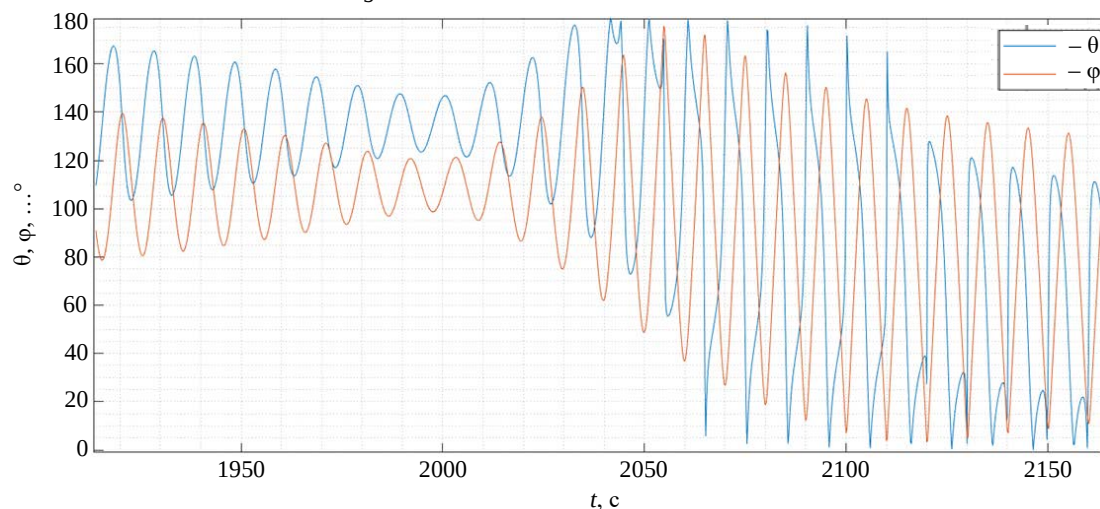


Рис. 14. Законы изменения углов наблюдения космического аппарата CubeSat 3U

Fig. 14. CubeSat 3U observation angles time dependencies

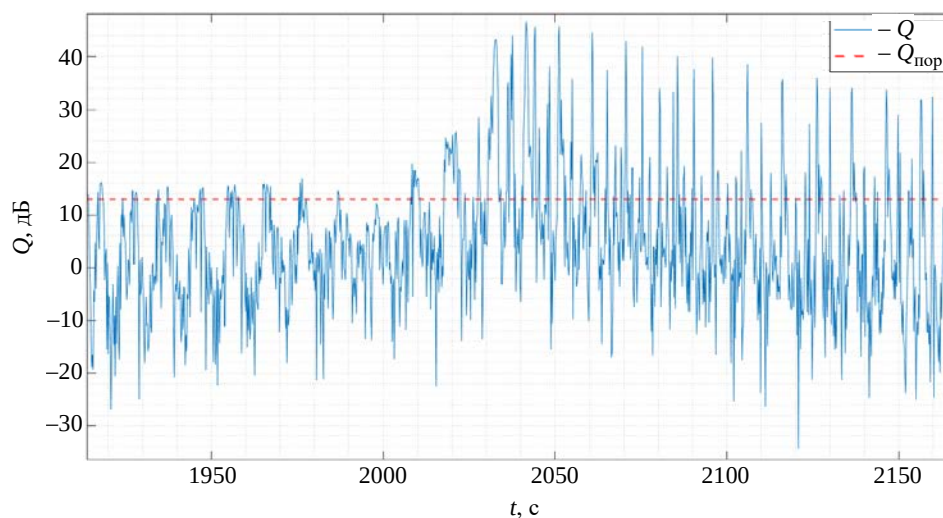


Рис. 15. Закон изменения ОСШ для дестабилизированного объекта CubeSat 3U

Fig. 15. SNR time dependencies for the destabilized CubeSat 3U satellite

Из сопоставления рис. 10 и 14 следует, что в результате динамики максимальные значения ЭПР "бликут" с периодом 10 с (в соответствии со скоростью вращения объекта), что обуслови-

вает быстрые флуктуации закона изменения ОСШ $Q(t)$ (рис. 15). На рис. 16 красным цветом показан порог обнаружения, равный 13 дБ.

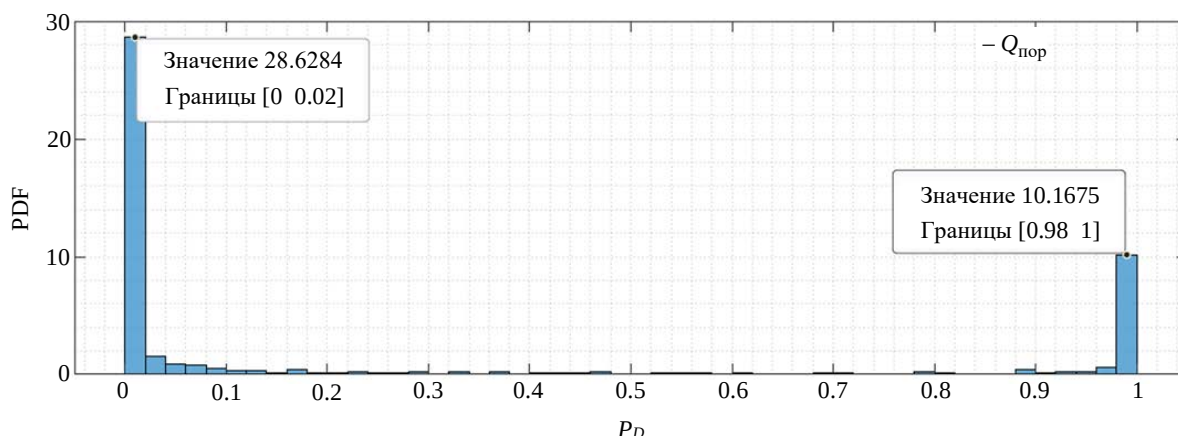


Рис. 16. Гистограмма плотности распределения вероятности правильного обнаружения CubeSat 3U

Fig. 16. Histogram of a probability density function for the CubeSat 3U satellite detection

Медленные флуктуации закона изменения ОСШ $Q(t)$ определяются параболическим законом изменения дальности $R(t)$ с траверсом при $t = 2038$ с. С учетом $Q(t)$ зависимость вероятности правильного обнаружения объекта в динамике его наблюдения $P_D(t)$ можно найти [12, 13] с помощью выражения

$$P_D(t) = \frac{1}{2} E \left[E^{-1} (2P_{FA}) - \sqrt{Q(t)} \right],$$

где E – дополнение функции ошибки; E^{-1} – обратное дополнение функции ошибки; P_{FA} – вероятность ложной тревоги.

Вследствие быстрой флуктуации законов изменения ЭПР $\sigma(t)$ и ОСШ $Q(t)$ зависимость $P_D(t)$ имеет квазибинарный вид. Гистограмма

плотности распределения P_D CubeSat 3U на всем интервале наблюдения показана на рис. 16.

Из полученной гистограммы следует, что устойчивое обнаружение дестабилизированного космического аппарата CubeSat 3U с помощью рассмотренной РЛС не представляется возможным вследствие квазиоптического характера рассеяния [11].

Закключение. Разработана модель процесса радиолокационного обнаружения с помощью цифровых двойников антенной системы и объекта наблюдения. Показан пример использования разработанной модели. В случае необходимости и соответствующей доработки указанную модель можно использовать для отработки алгоритмов сигнальной обработки, направленных на решение задач классификации, идентификации характеристик космических объектов [14, 15] в условиях сложной фоноцелевой обстановки.

Авторский вклад

Григорьев Александр Сергеевич – написание текста статьи.

Казанцев Александр Александрович – фоноцелевое динамическое моделирование; расчет характеристик обнаружения.

Терентьев Алексей Михайлович – разработка цифровой модели и расчет характеристик объекта наблюдения.

Ставцев Борис Семенович – разработка цифровой модели и расчет характеристик антенного элемента фазированной антенной решетки; разработка бинарной маски фазированной антенной решетки.

Author's contribution

Alexander S. Grigoriev, writing text of the article.

Alexander A. Kazantsev, dynamic target and radar modeling; detection characteristics calculation.

Alexey M. Terentyev, digital model of the target development and target scattering characteristics calculation.

Boris S. Stavtsev, phased array antenna's element digital model development and phased array antenna antenna's element patterns characteristics calculation.

Список литературы

1. Цифровые двойники в высокотехнологичной промышленности. Краткий доклад / А. И. Боровков, А. А. Гамзикова, К. В. Кукушкин, Ю. А. Рябов. СПб.: Политех-Пресс, 2022. 492 с.
2. Прохоров А. Н., Лысачев М. Н. Цифровой двойник. Анализ, тренды, мировой опыт. М.: Альянс Принт, 2020. 401 с.
3. Кораблев А. В. Ключевые функциональность и преимущества использования цифровых двойников в промышленности // Цифровая экономика. 2019. Вып. 2 (6). С. 5–11. doi: 10.34706/DE-2019-02-01
4. Принслу В. Использование цифровых двойников при работе с сыпучими материалами // CAD/CAM/CAE Observer. 2019. Vol. 129, № 5. Р. 55–57.
5. Skolnik M. Radar Handbook. 3rd ed. New York: McGraw-Hill, 2008. 1329 p.
6. Budge M., German S. Basic Radar Analysis. Norwood: Artech House, 2015. 727 p.
7. Richards M., Scheer J., Holm W. Principles of Modern Radar. Vol. I: Basic Principles. Raleigh: SciTech Publishing, 2010. 924 p.
8. Melvin W., Scheer J. Principles of Modern Radar. Vol. II: Advanced Techniques. Raleigh: SciTech Publishing, 2013. 846 p.
9. Melvin W., Scheer J. Principles of Modern Radar. Vol. III: Radar Applications. Edison: SciTech Publishing, 2014. 796 p.
10. Balanis C. Antenna theory analysis and design. 4th ed. New Jersey: Wiley, 2016. 1027 p.
11. Knott E., Shaeffer J., Tuley M. Radar Cross Section. 2nd ed. Raleigh: SciTech Publishing, 2004. 637 p.
12. Harrison A. Introduction to Radar Using Python and Matlab. Norwood: Artech House, 2020. 474 p.
13. Mahafza B. Radar systems analysis and design using Matlab. 3rd ed. New York: CRC Press, 2013. 734 p.
14. Wang B. Digital signal processing techniques and applications in radar image processing. New Jersey: Wiley, 2008. 338 p.
15. Chen V., Ling H. Time-Frequency Transforms for Radar Imaging and Signal Analysis. Norwood: Artech House, 2002. 214 p.

Информация об авторах

Григорьев Александр Сергеевич – специалист по направлению "Специальные радиотехнические системы" (Военно-космическая академия им. А. Ф. Можайского, 2024), инженер отдела войсковой части 03863. Автор трех научных публикаций. Сфера научных интересов – цифровая обработка сигналов в комплексах радиовидения. Адрес: Войсковая часть 03863, городской округ Чехов, д. Алексеевка, Чехов-7, 142327, Россия
E-mail: vka@mil.ru

Казанцев Александр Александрович – кандидат технических наук (2020), начальник отдела военного института (научно-исследовательского) Военно-космической академии им. А. Ф. Можайского. Автор более 40 научных работ. Сфера научных интересов – пространственно-временная обработка радиолокационных сигналов; радиовидение; цифровая обработка радиолокационных сигналов; анализ и обработка некоординатной информации; спектральное оценивание радиолокационных сигналов. Адрес: Военно-космическая академия им. А. Ф. Можайского, ул. Ждановская, д. 13, Санкт-Петербург, 197198, Россия
E-mail: vka@mil.ru

Терентьев Алексей Михайлович – специалист по направлению "Теплогазоснабжение и вентиляция" (Пушкинский военный институт радиоэлектроники космических войск, 2005), начальник лаборатории военного института (научно-исследовательского) Военно-космической академии им. А. Ф. Можайского. Автор более 20 научных работ. Сфера научных интересов – пространственно-временная обработка радиолокационных сигналов; спектральное оценивание радиолокационных сигналов. Адрес: Военно-космическая академия им. А. Ф. Можайского, ул. Ждановская, д. 13, Санкт-Петербург, 197198, Россия
E-mail: vka@mil.ru

Ставцев Борис Семенович – специалист по направлению "Радиоэлектронные устройства" (Балтийский государственный университет "Военмех" им. Д. Ф. Устинова, 1974), научный сотрудник лаборатории военного института (научно-исследовательского) Военно-космической академии им. А. Ф. Можайского. Автор 18 научных работ. Сфера научных интересов – антенно-фидерные устройства; устройства СВЧ. Адрес: Военно-космическая академия им. А. Ф. Можайского, ул. Ждановская, д. 13, Санкт-Петербург, 197198, Россия
E-mail: vka@mil.ru

References

1. Borovkov A. I., Gamzikova A. A., Kukushkin K. V., Ryabov Yu. A. *Tsifrovye dvoyniki v vysokotekhnologichnoi promyshlennosti* [Digital Twins in High-Tech Industry]. Brief Report. St Petersburg, Polytech-Press, 2022, 492 p. (In Russ.)
2. Prokhorov A. N., Lysachev M. N. *Tsifrovoy dvoynik. Analiz, trendy, mirovoi opyt* [Digital Twin. Analysis, Trends, World Experience] Moscow, Alliance Print, 2020, 401 p. (In Russ.)

3. Korablev A. V. Key Functionality and Benefits of Using Digital Counterparts in Industry. Digital Economy. 2019, iss. 2 (6), pp. 5–11. (In Russ.) doi: 10.34706/DE-2019-02-01
4. Prinsloo W. Using Digital Twins in Bulk Materials Processing. CAD/CAM/CAE Observer. 2019, vol. 129, no.5, pp. 55–57. (In Russ.)
5. Skolnik M. Radar Handbook. 3rd Ed. New York, McGraw-Hill, 2008, 1329 p.
6. Budge M., German S. Basic Radar Analysis. Norwood, Artech House, 2015, 727 p.
7. Richards M., Scheer J., Holm W. Principles of Modern Radar. Vol. I: Basic Principles. Raleigh, SciTech Publishing, 2010, 924 p.
8. Melvin W., Scheer J. Principles of Modern Radar. Vol. II: Advanced Techniques. Raleigh, SciTech Publishing, 2013, 846 p.
9. Melvin W., Scheer J. Principles of Modern Radar. Vol. III: Radar Applications. Edison, SciTech Publishing, 2014, 796 p.
10. Balanis C. Antenna Theory Analysis and Design. 4th Ed. New Jersey, Wiley, 2016, 1027 p.
11. Knott E., Shaeffer J., Tuley M. Radar Cross Section. 2nd Ed. Raleigh, SciTech Publishing, 2004, 637 p.
12. Harrison A. Introduction to Radar Using Python and Matlab. Norwood, Artech House, 2020, 474 p.
13. Mahafza B. Radar Systems Analysis and Design Using Matlab. 3rd Ed. New York, CRC Press, 2013, 734 p.
14. Wang B. Digital Signal Processing Techniques and Applications in Radar Image Processing. New Jersey, Wiley, 2008, 338 p.
15. Chen V., Ling H. Time-Frequency Transforms for Radar Imaging and Signal Analysis. Norwood, Artech House, 2002, 214 p.

Information about the authors

Alexander S. Grigoriev, Specialist in Special radio engineering systems (Mozhaysky Military Space Academy, 2024). Engineer of Military unit 03863. The author of 3 scientific publications. Area of expertise: digital signal processing in radar imaging.

Address: Military unit 03863, Alekseevka village, Chekhov-7 142327, Russia

E-mail: vka@mil.ru

Alexander A. Kazantsev, Cand. Sci. (Eng.) (2020), Head of the Department of Military Institute (Research) of the Mozhaysky Military Space Academy. The author of more than 40 scientific publications. Area of expertise: radar imaging; digital processing of radar signals; spectral estimation of radar signals.

Address: Mozhaysky Military Space Academy, 13, Zhdanovskaya St., Saint Petersburg 197198, Russia

E-mail: vka@mil.ru

Alexey M. Terentyev, Specialist in Heat and Gas Supply and Ventilation (Pushkin Military Institute of Radio Electronics, 2005), Head of the laboratory of the Military Institute (Research) of the Mozhaysky Military Space Academy. The author of more than 20 scientific publications. Area of expertise: spectral evaluation of radar signals.

Address: Mozhaysky Military Space Academy, 13, Zhdanovskaya St., Saint Petersburg 197198, Russia

E-mail: vka@mil.ru

Boris S. Stavtsev, Specialist in Radioelectronic devices (Baltic State University "VOENMEH", 1974), Research fellow of the Laboratory of the Military Institute (Research) of the Mozhaysky Military Space Academy. The author of 18 scientific publications. Area of expertise: antenna devices; microwave devices.

Address: Mozhaysky Military Space Academy, 13, Zhdanovskaya St., Saint Petersburg 197198, Russia

E-mail: vka@mil.ru

Результаты эксперимента бистатической радиолокации на базе OFDM-сигнала синхронизации 5G

Нгуен Ван Туан ✉

Вьетнамский государственный технический университет им. Ле Куй Дона, Ханой, Вьетнам

✉ hinhthien08@gmail.com

Аннотация

Введение. Ортогональное частотное мультиплексирование (OFDM) стало популярной схемой широкополосной цифровой связи. Результаты исследований применения новых телекоммуникационных сигналов, в том числе сигналов, синтезированных на основе стандарта 5G, для использования в бистатической радиолокации показывают возможность обеспечения высокого разрешения по дальности и скорости. В отличие, например, от сигнала цифрового видеовещания на земле (DVB-T), передача 5G зависит от спроса пользователей. При отсутствии активных пользователей сигнал нисходящей линии 5G включает в себя только блок сигнала синхронизации (SSB), который присутствует постоянно. Исследование возможности применения блока синхронизации 5G в бистатической радиолокации, позволяющего осуществлять радиолокационный мониторинг на территориях, где использование 5G среди населения еще не получило достаточного развития, является на сегодняшний день актуальной задачей.

Цель работы. Анализ сигнала синхронизации 5G, моделирование процесса обработки сигналов в бистатической РЛС и оценка результатов экспериментальных исследований.

Материалы и методы. В процессе исследования использовались основы теории обработки сигналов в бистатической РЛС, стандарт и структура блок-сигнала синхронизации 5G, сравнительный анализ. Расчет взаимной функции неопределенности бистатической РЛС проведен с помощью компьютерного моделирования в среде MATLAB и экспериментальных исследований в реальной обстановке. В качестве объекта наблюдения был использован легковой автомобиль (Hyundai ix35). Прием и запись сигналов осуществлялись с помощью платформы Ettus USRP B210 SDR.

Результаты. Проведены моделирование и экспериментальные исследования в зоне покрытия сигналом 5G, результаты которых показывают, что бистатическая РЛС с использованием блока сигнала синхронизации 5G способна обнаруживать движущиеся цели.

Заключение. Блок сигнала синхронизации 5G позволяет получить удовлетворительные результаты при определении дальности, но возникают трудности с однозначным измерением скорости. В дальнейшем для устранения неоднозначности при измерении скорости предполагается использовать двухэтапный сигнал, синтезированный на основе OFDM, с различным периодом повторения синхросигналов с последующей мультипликативной обработкой. Бистатическая РЛС на основе SSB 5G может стать одной из подсистем мониторинга транспортных средств.

Ключевые слова: взаимная функция неопределенности, бистатическая радиолокация, пассивный когерентный радиолокатор, SSB 5G, сеть 5G

Для цитирования: Нгуен Ван Туан. Результаты эксперимента бистатической радиолокации на базе OFDM-сигнала синхронизации 5G // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2025. Т. 28, № 1. С. 116–125. doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-1-116-125

Конфликт интересов. Автор заявляет об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 18.12.2024; принята к публикации после рецензирования 18.01.2025; опубликована онлайн 28.02.2025

Experimental Results on Bistatic Radar Based on 5G OFDM Synchronization Signal

Nguyen Van Tuan[✉]

Le Quy Don Technical University, Hanoi, Vietnam

[✉] hinhthien08@gmail.com

Abstract

Introduction. Orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) has become a popular wideband digital communication scheme. Research studies into the use of new telecommunication signals, including those synthesized based on the 5G standard, in bistatic radar indicate the possibility of providing high resolution in terms of range and speed. In comparison with, e.g., a digital video broadcasting signal on the ground (DVB-T), 5G transmission depends on the user demand. In the absence of active users, the 5G downlink signal includes only the synchronization signal block (SSB), which is constantly present. Research into the possibility of using the 5G synchronization block in bistatic radar represents a relevant task, enabling radar monitoring in areas where the use of 5G has not yet been sufficiently developed among the population.

Aim. Analysis of 5G synchronization signal, simulation of signal processing in bistatic radar, and conducting analysis of experimental results.

Materials and methods. The research was conducted using the theory of signal processing in bistatic radar, the standard and structure of the 5G synchronization block signal, and comparative analysis. The cross-ambiguity function of bistatic radar was calculated by computer simulation in MATLAB and by experimental studies. A passenger car (Hyundai ix35) was used as the object of observation. Signals were received and recorded using the Ettus USRP B210 SDR platform.

Results. Simulation and experimental studies were conducted in the 5G signal coverage area. The results obtained show that a bistatic radar system based on the 5G synchronization signal block is capable of detecting moving targets.

Conclusion. The 5G synchronization signal block produces satisfactory results when determining the range. At the same time, the speed cannot be measured precisely. In order to eliminate the ambiguity when measuring the speed, we propose to use a two-stage signal synthesized based on OFDM, with different repetition periods of synchronization signals and subsequent multiplicative processing. A bistatic radar system based on SSB 5G can become one of the subsystems for monitoring vehicles.

Keywords: cross-ambiguity function, bistatic radar, passive coherent radar, SSB 5G, 5G network

For citation: Nguyen Van Tuan. Experimental Results on Bistatic Radar Based on 5G OFDM Synchronization Signal. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2025, vol. 28, no. 1, pp. 116–125. doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-1-116-125

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

Submitted 18.12.2024; accepted 18.01.2024; published online 28.02.2025

Введение. В настоящее время многие цифровые сигналы связи, используемые в цифровом аудиовещании (DAB), цифровом видеовещании на земле (DVB-T), цифровом радио, Wi-Fi, глобальной системе мобильной связи (GSM) и 4G, синтезируются с помощью модуляции с ортогональным частотным разделением (OFDM) с циклическим префиксом (CP-OFDM). Сигналы формата OFDM также можно использовать в бистатической ра-

диолокационной системе (РЛС) благодаря их способности гибко занимать доступные спектральные ресурсы и легко преодолевать эффекты частотно-избирательного распространения [1–5]. Также представляет исследовательский интерес разработка и применение интеграции технологии мобильной связи пятого поколения (5G) с использованием OFDM-сигналов 5G в бистатической РЛС для обнаружения целей.

В бистатической РЛС на основе CP-OFDM информация о цели обычно оценивается с помощью вычисления взаимной функции неопределенности (ВФН) сигналов канала наблюдения и опорного канала. Однако из-за особенностей среды распространения нежелательный прямой сигнал и многолучевое распространение в бистатической РЛС могут привести к маскировке целей [6, 7]. Таким образом, подавление помех становится основным этапом при обнаружении целей и оценке их параметров при обработке сигналов. Для этого используется адаптивная фильтрация, при которой восстановление опорного сигнала в прямом канале является обязательным этапом.

В состав нисходящей линии 5G входит много сигналов и каналов, но блок синхронизации является единственным постоянно включенным сигналом в сети 5G [8]. Блок синхронизации отправляется в 5G базовой станцией независимо от того, присутствует ли сброс пользователя или нет. Он содержит широкополосный канал, который должен быть обнаружен во всей зоне покрытия соты. Когда база станции 5G осуществляет формирование луча, отправляется несколько блоков синхронизации. Каждый из них является сигналом, специфичным для конкретного луча. Таким образом, можно реализовать бистатическую РЛС, используя импульсы сигнала синхронизации 5G, что делает радиолокационную систему на основе 5G надежной и способной работать без пауз.

В данной статье рассмотрена структура сигнала синхронизации 5G; выполнено моделирование; проведены экспериментальные исследования и анализ их результатов.

Блок сигнала синхронизации. На стороне приемника перед извлечением информативных сигналов полученный сигнал 5G должен быть преобразован в структуру кадра. Для этого должно быть известно время начала кадра. Для предоставления времени начала кадра базовая станция 5G транслирует сигналы синхронизации (Synchronization Signal – SS) с заранее заданным сопоставлением символов в кадре 5G. SS включает в себя два опорных сигнала: первичный сигнал синхронизации (Primary Synchronization Signal – PSS) и вторичный сигнал синхронизации (Secondary Synchronization Signal – SSS), которые обеспечивают синхрониза-

цию символов и кадров соответственно. Как только известно время начала кадра, циклические префиксы могут быть удалены и выполняется быстрое преобразование Фурье (FFT) для построения символов OFDM в кадре. SS, физический канал вещания (Physical Broadcast Channel – PBCH) и связанный с ним опорный сигнал демодуляции (Demodulation Reference signal – DM-RS) передаются в одном и том же блоке из 4 символов, называемом блоком сигнала синхронизации (SSB). SSB состоит из 240 интервалов поднесущих (20 ресурсных блоков) и четырех последовательных символов OFDM. В SSB поднесущие символы пронумерованы в порядке возрастания от 0 до 239. PSS и SSS расположены на 56–182 поднесущих первого и третьего символов. PBCH расположен на 2-м и 4-м символах OFDM SSB и занимает 96 поднесущих на третьем символе вместе с SSS. PBCH смешаны с PBCH-DM-RS, положение PBCH-DM-RS меняется в зависимости от физической идентификации соты N_{ID}^{cell} и идентификатора SSB/луча i_{SSB} .

На рис. 1 показана временная и частотная структура SSB и соответствующие символы

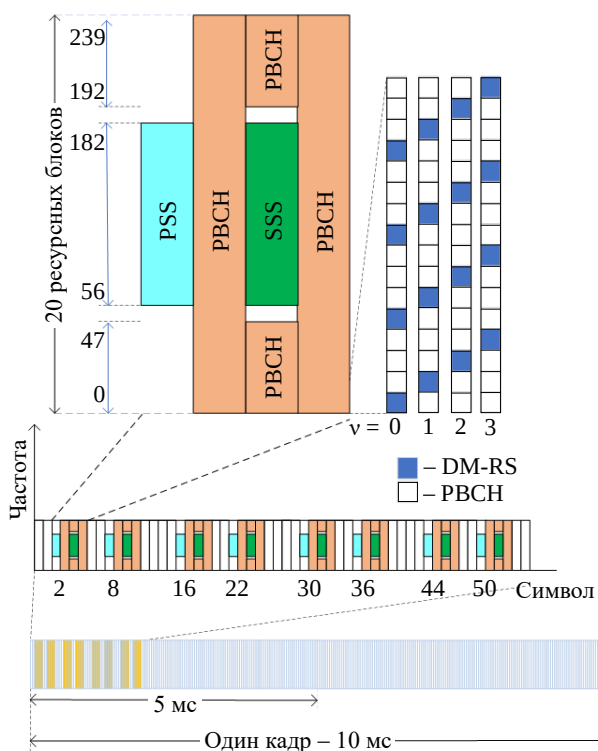


Рис. 1. Временная и частотная структура SSB

Fig. 1. Time and frequency structure of SSB

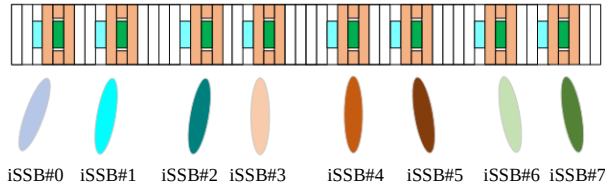


Рис. 2. Развертка луча 5G в случае C

Fig. 2. 5G beam sweeping in Case C

OFDM. SSB передается через каждые два кадра, каждый набор этих переданных блоков называется пакетом SSB. Пакет SSB должен быть ограничен окном полукадра (5 мс), и максимальное количество SSB в наборе составляет: 4 – для диапазона частот до 3 ГГц; 8 – для диапазона 3...6 ГГц; 64 – для диапазона 6...52.6 ГГц.

Каждый блок в пакете SSB передается в различных направлениях (рис. 2). Временное местоположение SSB и размер пакета SSB в кадре зависят от частоты передачи и нумерологии. В технической спецификации 3GPP определяют пять различных случаев (A, B, C, D, E) для восьми возможных конфигураций [9].

Первичные и вторичные сигналы синхронизации позволяют определить N_{ID}^{cell} . Для 5G сигнал может принимать 1008 различных значений и задается комбинацией индекса группы идентификации соты $N_{ID}^1 \in \{0, 1, \dots, 335\}$ и идентификатором физического уровня внутри группы идентификации соты $N_{ID}^2 \in \{0, 1, 2\}$:

$$N_{ID}^{cell} = 3N_{ID}^1 + N_{ID}^2.$$

Первичный сигнал синхронизации 5G состоит из одной из трех групп M -последовательностей длиной 127 символов, которая распределяется по 127 поднесущим первого символа в каждом SSB.

Последовательность PSS генерируется M -последовательностью длиной 127, которая определяется следующим образом:

$$sp_{SS}(n) = 1 - 2x(m);$$

$$m = (n + 43N_{ID}^2) \bmod 127, \quad 0 \leq n < 127;$$

$$x(i + 7) = [x(i + 4) + x(i)] \bmod 2,$$

где $x(m)$ – M -последовательность, 7 первых значений которой инициализируются как

$$[x(6) \ x(5) \ x(4) \ x(3) \ x(2) \ x(1) \ x(0)] = [1 \ 1 \ 1 \ 0 \ 1 \ 1 \ 0].$$

Определение вторичного сигнала синхронизации основано на идентификаторе группы соты N_{ID}^1 . Последовательность SSS генерируется M -последовательностью длиной 127, полученной путем объединения двух M -последовательностей следующим образом:

$$s_{SSS}(n) = [1 - 2x_0(n + m_0) \bmod 127] \times [1 - 2x_1((n + m_1) \bmod 127)];$$

$$m_0 = 15 \left\lfloor \frac{N_{ID}^1}{112} \right\rfloor + 5N_{ID}^2; \quad m_1 = N_{ID}^1 \bmod 112; \\ 0 \leq n < 127;$$

$$x_0(i + 7) = [x_0(i + 4) + x_0(i)] \bmod 2;$$

$$x_1(i + 7) = [x_1(i + 4) + x_1(i)] \bmod 2,$$

где 7 первых значений последовательности $x_0(m)$ и $x_1(m)$ инициализируются как

$$[x_0(6) \ x_0(5) \ x_0(4) \ x_0(3) \ x_0(2) \ x_0(1) \ x_0(0)] = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1];$$

$$[x_1(6) \ x_1(5) \ x_1(4) \ x_1(3) \ x_1(2) \ x_1(1) \ x_1(0)] = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1].$$

PBCH – это физический канал, который используется для передачи системной информации, необходимой для установления соединения между базой станции 5G и пользовательским устройством [10]. Сигнал DM-RS, связанный с PBCH, используется для целей декодирования и оценки частотной характеристики канала. Генерация и декодирование PBCH подробно описаны в [11].

Этапы восстановления SSB. Для осуществления адаптивной фильтрации необходимо реализовать процедуру восстановления сигналов SSB. Первым шагом в синхронизации нисходящей линии связи является поиск соты. Пользовательское устройство ищет PSS и SSS в SSB в соответствии с определенной полосой частот, соответствующей номеру глобального канала синхронизации (Global Synchronization Raster Channel – GSCN) [12]. В России 5G-сигнал работает в диапазоне n79 (4400...5000 МГц) и положение частоты блока сигнала синхронизации в данном диапазоне определяется следующим образом:

Табл. 1. Характеристики для SSB в России
Tab. 1. Characteristics for SSB in Russia

Диапазон	Интервал поднесущих, кГц	Вид SSB	Диапазон GSCN (первый <шаг> последний)
n79	30	Case C	8480 <16> 8880

Прием сигнала с помощью USRP B 210

Частотно-временная синхронизация

Определение физического идентификатора соты

Поиск PBCH DM-RS. Оценка канала и ОСШ

Декодирование и демодуляция PBCH

Восстановление сигнала

Рис. 3. Процедура восстановления SSB 5G

Fig. 3. SSB 5G Recovery Procedure

$$f_{SSB} = 3000 + N \times 1.44 \text{ МГц};$$

$$GSCN = 7499 + N.$$

В табл. 1 представлены основные характеристики для SSB в России.

На рис. 3 приведены основные этапы процедуры поиска соты в системе 5G NR. Приблизительное местоположение PSS определяется на основе полученного сигнала с понижением частоты. Эта процедура называется процедурой

грубой синхронизации, а грубое местоположение обнаруженного PSS называется точкой грубой синхронизации. После грубой синхронизации можно выполнить оценку и коррекцию грубого смещения частоты, используя существующую информацию в грубой синхронизации, чтобы повысить точность процесса синхронизации на следующем этапе.

На основе точки грубой синхронизации процедура определения точного положения PSS после коррекции грубого смещения частоты называется процедурой точной синхронизации, а обнаруженное положение называется точкой точной синхронизации.

После декодирования PSS можно определить N_{ID}^2 . Затем можно декодировать SSS и получить N_{ID}^1 . После обнаружения N_{ID}^{cell} можно определить положение DM-RS в частотной области PBCH и номер луча. После обнаружения DM-RS на основе предполагаемой частотной характеристики канала с DM-RS можно декодировать PBCH. После успешного декодирования PBCH процедура поиска соты завершается.

Моделирование бистатической РЛС на базе SSB 5G. В данной статье рассмотрен сценарий работы сети 5G при отсутствии передачи данных пользователю по нисходящему каналу для анализа возможностей обнаружения целей бистатической РЛС на базе SSB 5G. Процесс обработки сигнала в приемной позиции показан на рис. 4.

На приемной позиции для определения бистатической дальности и скорости цели вычисляется ВФН сигналов в каналах наблюдения и прямого пути

$$\chi(\tau, f_d) = \int_{-\infty}^{\infty} s_{наб}(t) s_{прям}^*(t - \tau) e^{-j2\pi f_d t} dt,$$

где $s_{наб}(t)$ – сигнал в канале наблюдения;

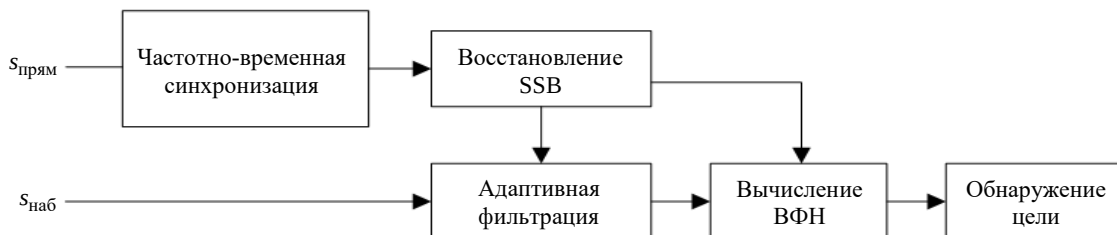


Рис. 4. Блок-схема процесса обнаружения цели

Fig. 4. Block diagram of the target detection process

Табл. 2. Параметры для моделирования SSB 5G

Tab. 2. Parameters for 5G SSB modeling

Параметр	Значение
Каналы и сигналы	PSS, SSS, PBCH, PBCH-DM-RS
Физическая идентификация:	
соты N_{ID}^{cell}	483
идентификатора SSB/луча iSSB	iSSB#0
Центральная частота, МГц	4850.4
Ширина полосы пропускания (Δf_0), МГц	7.68
Интервал поднесущих, кГц	30
Время накопления (T_c), мс	100
Частота дискретизации, МГц	15.36
Период повторения (T_b), мс	20
Отношение сигнал/шум в канале наблюдения, дБ	50
Отношение сигнал/шум в опорном канале, дБ	50

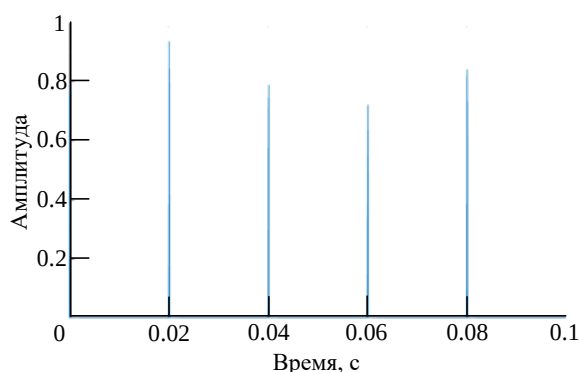


Рис. 5. Первый SSB 5G во временной области

Fig. 5. The first SSB of 5G in the time domain

$s_{\text{прям}}(t)$ – сигнал прямой трассы; * – операция комплексного сопряжения; τ – время задержки; f_d – доплеровский сдвиг цели.

SSB отправляется 5G базовой станцией независимо от того, присутствует ли сброс связи с пользователем или нет. SSB – единственный постоянно активный сигнал в сети 5G. Технические параметры для моделирования SSB 5G приведены в табл. 2.

На рис. 5 представлен сигнал первого пакета SSB 5G во временной области.

SSB 5G занимает 4 символа OFDM с короткой длительностью $\tau_{\text{SSB}} = 0.1428$ мс, соответственно, главный лепесток имеет ширину $\Delta f_{\text{ГЛ}} = \frac{2}{\tau_{\text{SSB}}} = 14$ кГц (рис. 6). Ложные пики повторяются с интервалом бистатической скорости $f_{\text{Л}} = \frac{1}{T_b} = 50$ Гц. Следовательно, уровни

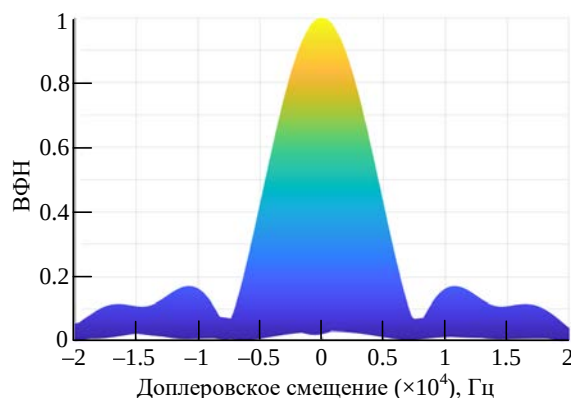


Рис. 6. Сечение ВФН SSB 5G (нулевая задержка)

Fig. 6. Ambiguity function of SSB 5G (zero delay)

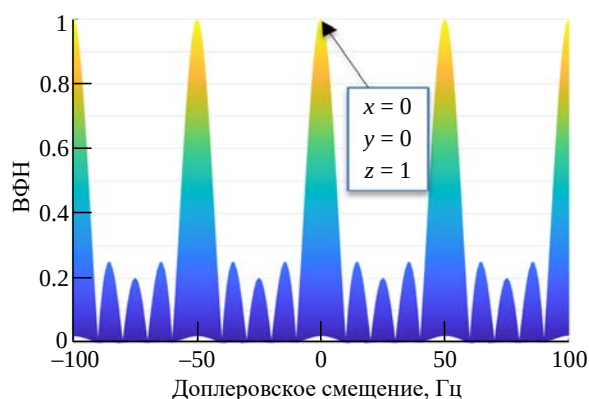


Рис. 7. Сечение ВФН SSB 5G (нулевая задержка) в интервале $[-100, 100]$ Гц

Fig. 7. Ambiguity function of SSB 5G (zero delay) in the interval $[-100, 100]$ Hz

ВФН, относящиеся к цели, и ложных пиков близки друг к другу, что затрудняет однозначное обнаружение цели (рис. 7).

Модель канала при моделировании многолучевого сценария в бистатической РЛС описана в [13]. В сценарии моделирования использовались следующие параметры: сигнал от цели с амплитудой, равной -30 дБ по отношению к прямому сигналу; бистатическая дальность $R_b = 120$ м; бистатическая скорость $v_b = 20$ км/ч. Этот сценарий отражает реальные условия движения транспортного средства в городе.

На рис. 8 и 9 показаны результаты моделирования обработки сигнала SSB 5G. Видно, что ВФН демонстрирует худший результат по сравнению со сценариями в [14]. На рис. 8 сложно отличить пик цели от ложных пиков. В сечении со значением $\chi \in (0.999, 1)$ разница становится более очевидной (рис. 9). Обработ-

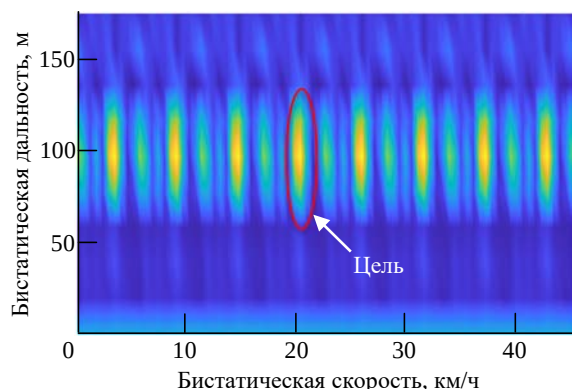


Рис. 8. ВФН SSB 5G после адаптивной фильтрации

Fig. 8. CAF SSB 5G after adaptive filtering

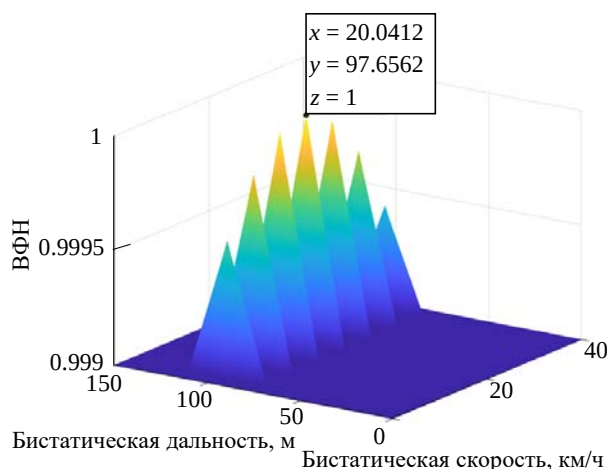


Рис. 9. 3D ВФН SSB 5G на $\chi \in (0.999, 1)$

Fig. 9. 3D CAF of SSB 5G on $\chi \in (0.999, 1)$

ка на основе SSB позволяет обнаруживать цели в отсутствие сигнала нисходящей линии связи.

Результаты эксперимента. Схема измерения и разработанная схема макета бистатической РЛС изображены на рис. 10. Сигнал был записан с помощью платформы Ettus USRP B210 SDR. Хранение данных осуществлялось с использованием компьютера с процессором Intel Core i5-8300H 2.30 ГГц, 16 Гб оперативной памяти и SSD-накопителем. Сценарий измерения представлен на рис. 11. Объектом наблюдения являлся автомобиль (Hyundai ix35), движущийся в зоне парковки. Расстояние от приемной позиции до автомобиля 30 м, максимальная скорость автомобиля не более 40 км/ч. Автомобиль двигался с ускорением в направлении приемной позиции.

Изменение скорости за время T_i равно

$$\Delta v = aT_i,$$



Рис. 10. Приемная позиция

Fig. 10. Receiving position



Рис. 11. Сценарий измерений

Fig. 11. Measurement scenario

где a – ускорение автомобиля.

С течением времени доплеровский сдвиг непрерывно меняется из-за ускорения, поэтому, если время накопления сигнала слишком велико, это приведет к искажениям результатов обработки сигнала. Для корректного расчета ВФН время накопления должно удовлетворять условию [15]

$$T_c < \sqrt{\frac{\lambda}{a}},$$

где λ – длина волны.

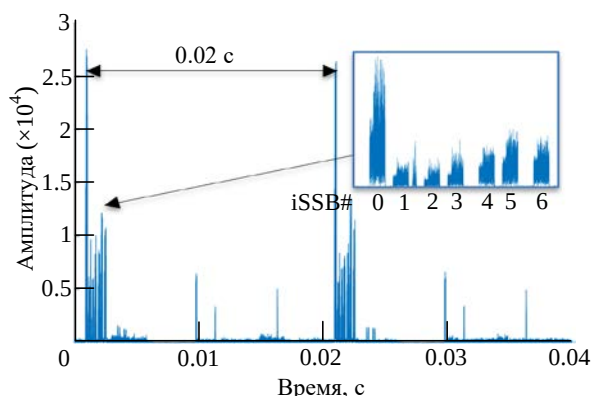


Рис. 12. SSB 5G в опорном канале на отрезке времени 0...0.04 с

Fig. 12. SSB 5G on the reference channel in the time interval 0...0.04 s

В зоне покрытия сигнал SSB 5G имеет значения физической идентификации соты $N_{ID}^{cell} = 421$ и идентификатора SSB/луча $iSSB = 0$.

Прием сигнал осуществлялся в течение 1 с. На рис. 12 показан сигнал SSB 5G в опорном канале на отрезке времени 0...0.04 с. Принимаемый сигнал SSB 5G имеет центральную частоту

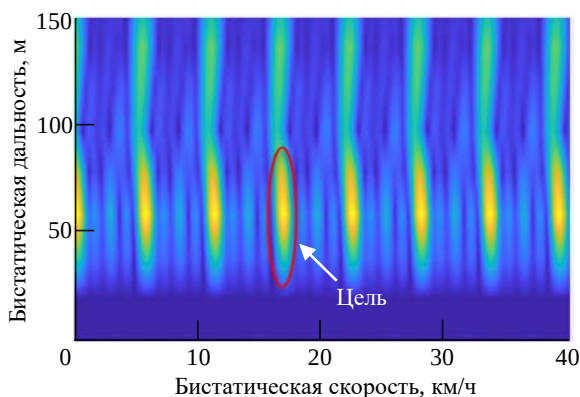


Рис. 13. ВФН на отрезке времени 0...0.1 с

Fig. 13. CAF in the time interval of 0...0.1 s

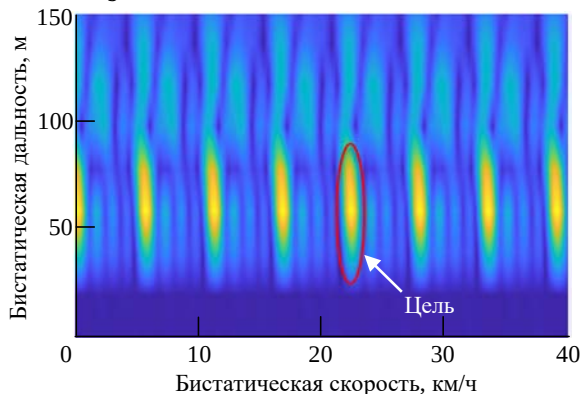


Рис. 14. ВФН на отрезке времени 0.5...0.6 с

Fig. 14. CAF in the time interval of 0.5...0.6 s

4849.83 МГц; $T_b = 20$ мс; $\Delta f_0 = 7.68$ МГц. Наилучшее разрешение по дальности составляет 19.531 м ($\Delta R = c/(2\Delta f_0)$).

По техническим характеристикам среднее ускорение автомобиля Hyundai ix35 составляет от 2.5 до 3 м/с². При обработке время накопления сигнала $T_c < \sqrt{\frac{\lambda}{a}}$ (≈ 0.146 с).

На рис. 13 и 14 показаны ВФН на отрезках времени 0...0.1 с и 0.5...0.6 с.

По результатам моделирования, представленным на рис. 13 и 14, сложно отличить пик, относящийся к цели, от ложных пиков. Бистатическая дальность на отрезке времени (0, 0.1) и на отрезке времени (0.5, 0.6) одинакова. Из рис. 15 и 16 видно, что бистатическая скорость увеличивается на 5.5672 км/ч в течение 0.5 с (т. е. $a \approx 3.0929$ м/с²). Это подтверждает, что бистатическая РЛС на базе SSB 5G способна обнаруживать цели.

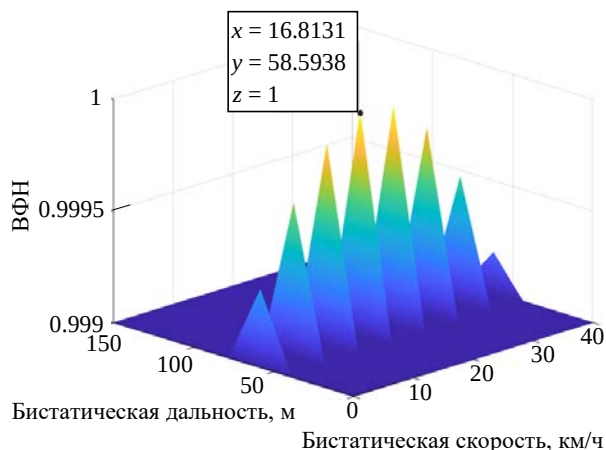


Рис. 15. 3D ВФН $\chi \in (0.999, 1)$ на отрезке времени 0...0.1 с

Fig. 15. 3D CAF $\chi \in (0.999, 1)$ in the time interval of 0...0.1 s

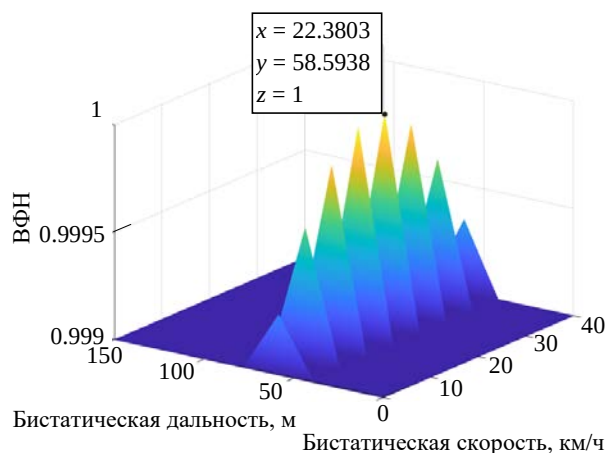


Рис. 16. 3D ВФН $\chi \in (0.999, 1)$ на отрезке времени 0.5...0.6 с

Fig. 16. 3D CAF $\chi \in (0.999, 1)$ in the time interval of 0.5...0.6 s

Заключение. В данной статье рассмотрены вопросы обнаружения целей в бистатической РЛС ближнего действия на базе SSB 5G.

В статье проведен анализ SSB 5G в диапазоне п79, утвержденном к использованию в России. Выполнено моделирование процесса обработки сигналов и проведены эксперимен-

тальные исследования в реальных условиях. Исследования показывают, что SSB 5G позволяет получить удовлетворительные результаты определения дальности до цели. Однако из-за относительно низкой частоты передачи импульсов синхронизации возникает трудность однозначного измерения скорости.

Список литературы

1. Mazurek G. Signal conditioning for DAB-illuminated passive radar // Signal Processing Symp. (SPSympto), LODZ, Poland, 20–23 Sept. 2021. IEEE, 2021. P. 193–196. doi: 10.1109/SPSympto51155.2020.9593458
2. DVB-T Receiver Independent of Channel Allocation, With Frequency Offset Compensation for Improving Resolution in Low Cost Passive Radar / P.-J. Gómez-del-Hoyo, M.-P. Jarabo-Amores, D. Mata-Moya, N. del-Rey-Maestre, M. Rosa-Zurera // IEEE Sensors J. 2020. Vol. 20, № 24. P. 14958–14974. doi: 10.1109/JSEN.2020.3011129
3. Sun H., Chia L. G., Razul S. G. Through-Wall Human Sensing with WiFi Passive Radar // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 2021. Vol. 57, № 4. P. 2135–2148. doi: 10.1109/TAES.2021.3069767
4. Exploitation of Long Coherent Integration Times to Improve Drone Detection in DVB-S based Passive Radar / T. Martelli, O. Cabrera, F. Colone, P. Lombardo // IEEE Radar Conf. (RadarConf20), Florence, Italy, 21–25 Sept. 2020. IEEE, 2020. P. 1–6. doi: 10.1109/RadarConf2043947.2020.9266624
5. LTE-based passive radars and applications: a review / P. K. Rai, A. Kumar, M. Z. A. Khan, L. R. Cenkeramaddi // Intern. J. of Remote Sensing. 2021. Vol. 42, iss. 19. P. 7489–7518. doi: 10.1080/01431161.2021.1959669
6. Пассивная когерентная радиолокация / А. В. Бархатов, В. И. Веремьев, Е. Н. Воробьев, А. А. Коновалов, Д. А. Ковалев, В. М. Кутузов, В. Н. Михайлов. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2016. 163 с.
7. Griffiths H. D., Baker C. J. An introduction to passive radar. London: Artech House, 2017. 215 p.
8. 5G physical layer: Principles, Models and Technology Components / A. Zaidi, F. Athley, J. Medbo, U. Gstavsson, G. Durisi, X. Chen. Cambridge: Academic Press, 2018. 322 p.

doi: 10.1016/C2017-0-01973-0

9. 3GPP: 5G; NR; Physical layer procedures for control, ETSI TS 138 213 v15.15.0. URL: https://www.etsi.org/deliver/etsi_ts/138200_138299/138213/15.15.00_60/ts_138213v151500p.pdf (дата обращения 15.01.2025)

10. 3GPP: 5G; NR; Radio Resource Control (RRC); protocol specification, ETSI TS 138 331 v15.15.0. URL: https://www.etsi.org/deliver/etsi_ts/138300_138399/138331/15.15.00_60/ts_138331v151500p.pdf (дата обращения 02.02.2025)

11. 3GPP: Physical channels and modulation. 3GPP TS 38.211 version 18.2.0 Release 18. URL: https://www.etsi.org/deliver/etsi_ts/138200_138299/138211/18.02.00_60/ts_138211v180200p.pdf (дата обращения 02.02.2025).

12. 3GPP: Base station (BS) radio transmission and reception, TS 38.104 URL: https://www.etsi.org/deliver/etsi_ts/138100_138199/138104/16.06.00_60/ts_138104v160600p.pdf (дата обращения 02.02.2025)

13. 3GPP TR 38.901 ver. 16.1.0 Release 16. URL: https://www.etsi.org/deliver/etsi_tr/138900_138999/138901/16.01.00_60/tr_138901v160100p.pdf (дата обращения 02.02.2025).

14. Нгуен В. Т., Кутузов В. М., Воробьев Е. Н. Моделирование алгоритмов обработки в полуактивной радиолокационной системе с использованием сигнала 5G // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2024. Т. 27, № 6. С. 44–54. doi: 10.32603/1993-8985-2024-27-6-44-54.

15. Abratkiewicz K., Malanowski M., Gajo Z. Target Acceleration Estimation in Active and Passive Radars // IEEE J. of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing. 2023. Vol. 16. P. 9193–9206. doi: 10.1109/JSTARS.2023.3319829

Информация об авторе

Нгуен Ван Туан – специалист по направлению "Радиоэлектронные системы и комплексы" (2021), аспирант Вьетнамского государственного технического университета им. Ле Куй Дона (Ханой, Вьетнам). Автор четырех научных публикаций. Сфера научных интересов – радиолокация; полуактивная радиолокация. Адрес: Вьетнамский государственный технический университет им. Ле Куй Дона, ул. Хоанг Куок Вьет, д. 236, район Бак Ты Лиен, Ханой, Вьетнам
E-mail: hinhthien08@gmail.com
<https://orcid.org/0000-0002-5652-6111>

References

1. Mazurek G. Signal Conditioning for DAB-Illuminated Passive Radar. Signal Processing Symp. (SPSympto), LODZ, Poland, 20–23 Sept. 2021. IEEE, 2021, pp. 193–196.

doi: 10.1109/SPSympto51155.2020.9593458

2. Gómez-del-Hoyo P.-J., Jarabo-Amores M.-P., Mata-Moya D., del-Rey-Maestre N., Rosa-Zurera M. DVB-T Receiver Independent of Channel Allocation, With Frequency Offset Compensation for Improving Resolution in Low Cost Passive Radar. *IEEE Sensors J.* 2020, vol. 20, no. 24, pp. 14958–14974.

doi: 10.1109/JSEN.2020.3011129

3. Sun H., Chia L. G., Razul S. G. Through-Wall Human Sensing with WiFi Passive Radar. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems.* 2021, vol. 57, no. 4, pp. 2135–2148.

doi: 10.1109/TAES.2021.3069767

4. Martelli T., Cabrera O., Colone F., Lombardo P. Exploitation of Long Coherent Integration Times to Improve Drone Detection in DVB-S Based Passive Radar. *IEEE Radar Conf. (RadarConf20)*, Florence, Italy, 21–25 Sept. 2020. IEEE, 2020, pp. 1–6.

doi: 10.1109/RadarConf2043947.2020.9266624

5. Rai P. K., Kumar A., Khan M. Z. A., Cenkeramaddi L. R. LTE-Based Passive Radars and Applications: A Review. *Intern. J. of Remote Sensing.* 2021, vol. 42, iss. 19, pp. 7489–7518.

doi: 10.1080/01431161.2021.1959669

6. Barkhatov A. V., Veremyev V. I., Vorobev E. N., Konovalov A. A., Kovalev D. A., Kutuzov V. M., Mikhailov V. N. *Passivnaya kogerentnaya radiolokaciya* [Passive Coherent Radar]. St Petersburg, *Izd-vo SPbGETU "LETI"*, 2016, 163 p. (In Russ.)

7. Griffiths H. D., Baker C. J. An introduction to passive radar. London, Artech House, 2017, 215 p.

8. Zaidi A., Athley F., Medbo J., Gstavsson U., Durisi G., Chen X. 5G Physical Layer: Principles,

Models and Technology Components. Cambridge, Academic Press, 2018, 322 p.

doi: 10.1016/C2017-0-01973-0

9. 3GPP: 5G; NR; Physical layer procedures for control, ETSI TS 138 213 v15.15.0. Available at: https://www.etsi.org/deliver/etsi_ts/138200_138299/138213/15.15.00/ts_138213v151500p.pdf (accessed 15.01.2025)

10. 3GPP: 5G; NR; Radio Resource Control (RRC); protocol specification, ETSI TS 138 331 v15.15.0. Available at: https://www.etsi.org/deliver/etsi_ts/138300_138399/138331/15.15.00/ts_138331v151500p.pdf (accessed 02.02.2025)

11. 3GPP: Physical channels and modulation. 3GPP TS 38.211 version 18.2.0 Release 18. Available at: https://www.etsi.org/deliver/etsi_ts/138200_138299/138211/18.02.00/ts_138211v180200p.pdf (accessed 02.02.2025)

12. 3GPP: Base station (BS) radio transmission and reception, TS 38.104 Available at: https://www.etsi.org/deliver/etsi_ts/138100_138199/138104/16.06.00_60/ts_138104v160600p.pdf (accessed 02.02.2025)

13. 3GPP TR 38.901 ver. 16.1.0 Release 16. Available at: https://www.etsi.org/deliver/etsi_tr/138900_138999/138901/16.01.00_60/tr_138901v160100p.pdf (accessed 02.02.2025)

14. Nguyen V. T., Kutuzov V. M., Vorobev E. N. Signal Processing in Passive Radar Systems Using 5G: A Simulation Study. *J. of the Russian Universities. Radioelectronics.* 2024, vol. 27, no. 6, pp. 44–54. (In Russ.)

doi: 10.32603/1993-8985-2024-27-6-44-54

15. Abratkiewicz K., Malanowski M., Gajo Z. Target Acceleration Estimation in Active and Passive Radars. *IEEE J. of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing.* 2023, vol. 16, pp. 9193–9206.

doi: 10.1109/JSTARS.2023.3319829

Information about the author

Nguyen Van Tuan, Specialist in Specialty "Radioelectronic systems and complexes" (2021), postgraduate student of Le Quy Don Technical University (Hanoi, Vietnam). The author of 4 scientific publications. Area of expertise: radiolocation; semi-active radar.

Address: Le Quy Don Technical University, 236, Hoang Quoc Viet St., Bac Tu Liem, Hanoi, Vietnam

E-mail: hinhthien08@gmail.com

<https://orcid.org/0000-0002-5652-6111>

Совместное применение глубокого обучения и радиомических признаков для классификации КТ-изображений легких

Фаридоддин Шариати, В. А. Павлов ✉

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

✉ pavlov_va@spbstu.ru

Аннотация

Введение. В сфере онкологии точная классификация мутаций рака легких играет ключевую роль для развития персонализированных стратегий лечения. Рак легких, отличающийся своей гетерогенностью, представляет значительные трудности в диагностике и лечении, что требует инновационных подходов для точной классификации мутаций.

Цель работы. Введение новой методологии, которая сочетает в себе глубокое обучение и радиомические признаки, извлеченные из изображений компьютерной томографии (КТ), для классификации мутаций рака легких.

Материалы и методы. Адаптирована архитектура ResNet18 для интеграции радиомических признаков непосредственно в рабочий процесс глубокого обучения. Использование сверточной нейронной сети позволило обрабатывать большие объемы данных, превосходя производительность традиционных методов. Анализ включал выявление таких значимых радиомических признаков, как текстура, форма и границы опухолей, которые были автоматически извлечены и использованы для обучения модели. Методика была опробована на обширном наборе данных, содержащем КТ-снимки с различными подтипами рака легких, включая аденокарциному и плоскоклеточный рак.

Результаты. Модель продемонстрировала общую точность классификации мутаций 98.6 %, значительно превысив результаты, достигнутые с использованием традиционных подходов. Высокая точность подтверждает эффективность сочетания радиомических признаков с глубоким обучением в идентификации различных генетических мутаций рака легких. Результаты также указывают на высокий потенциал метода в области разработки неинвазивных диагностических инструментов и улучшения персонализированных подходов к лечению.

Заключение. Подчеркнута важность интеграции высокоуровневых абстракций моделей глубокого обучения с детализированным анализом радиомических данных для повышения предсказательной точности неинвазивных диагностических инструментов, что может значительно усовершенствовать процессы диагностики и разработки лечебных стратегий в онкологии.

Ключевые слова: классификация рака легких, глубокое обучение, радиомика, интеграция признаков, неинвазивная диагностика, персонализированная медицина

Для цитирования: Фаридоддин Шариати, Павлов В. А. Совместное применение глубокого обучения и радиомических признаков для классификации КТ-изображений легких // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2025. Т. 28, № 1. С. 126–137. doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-1-126-137

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Источник финансирования. Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 24-25-00204, <https://rscf.ru/project/24-25-00204/>.

Статья поступила в редакцию 10.06.2024; принята к публикации после рецензирования 12.09.2024; опубликована онлайн 28.02.2025

Combined Application of Deep Learning and Radiomic Features for Classification of Lung CT Images

Faridoddin Shariaty, Vitalii A. Pavlov ✉

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

✉ pavlov_va@spbstu.ru

Abstract

Introduction. In oncology, accurate classification of lung cancer mutations plays a key role in developing personalized treatment strategies. Lung cancer, distinguished by its heterogeneity, presents significant challenges in diagnosis and treatment, requiring innovative approaches for precise mutation classification.

Aim. To introduce a new methodology combining deep learning and radiomic features extracted from computed tomography (CT) images for classification of lung cancer mutations.

Materials and methods. The ResNet18 architecture was adapted to integrate radiomic features directly into the deep learning workflow. The use of a convolutional neural network enabled large volumes of data to be processed, surpassing the performance of conventional methods. The analysis involved identification of significant radiomic features, such as texture, shape, and tumor boundaries, which were automatically extracted and used to train the model. The technique was tested on an extensive dataset containing CT images of various lung cancer subtypes, including adenocarcinoma and squamous cell carcinoma.

Results. The model demonstrated an overall mutation classification accuracy of 98.6 %, significantly exceeding the results achieved using conventional approaches. The high accuracy confirms the effectiveness of combining radiomic features with deep learning in identifying various genetic mutations in lung cancer. The results also indicate the high potential of the method in the development of non-invasive diagnostic tools and improving personalized treatment approaches.

Conclusion. This work emphasizes the importance of integrating high-level abstractions of deep learning models with detailed analysis of radiomic data to enhance the predictive accuracy of non-invasive diagnostic tools, which could significantly improve diagnostic processes and contribute to the development of treatment strategies in oncology.

Keywords: lung cancer classification, deep learning, radiomics, feature integration, non-invasive diagnostics, personalized medicine

For citation: Faridoddin Shariaty, Pavlov V. A. Combined Application of Deep Learning and Radiomic Features for Classification of Lung CT Images. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2025, vol. 28, no. 1, pp. 126–137. doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-1-126-137

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

Source of funding. This research was funded by Russian Science Foundation (RSF), grant number №24-25-00204. <https://rscf.ru/en/project/24-25-00204/>

Submitted 10.06.2024; accepted 12.09.2024; published online 28.02.2025

Введение. Рак легких остается ведущей причиной смертности от рака во всем мире, при этом немелкоклеточный рак легких (НМРЛ) составляет примерно 85 % всех случаев [1]. Прогноз и лечение рака легких значительно зависят от генетических изменений, среди которых особенно распространены мутации в генах KRAS и EGFR. Эти мутации служат важными биомаркерами для направленной терапии. Например, мутации EGFR связаны с чувствительностью к ингибиторам тирозинкиназы, предлагая персонализированный подход к лечению, кото-

рый значительно улучшил результаты для подгруппы пациентов. В то же время, мутации KRAS, часто указывающие на плохой прогноз и устойчивость к некоторым терапиям, подчеркивают сложность лечения рака легких [2].

Традиционный подход к обнаружению этих мутаций включает инвазивные процедуры биопсии, за которыми следует молекулярный анализ. Однако такие методы несут риски для здоровья пациентов, могут быть неосуществимы для всех пациентов и сталкиваются с гетерогенностью опухолей. В связи с этим возрос интерес к раз-

работке неинвазивных методик, способных точно классифицировать эти генетические мутации. Методы визуализации, особенно компьютерная томография (КТ), предлагают многообещающий путь для изучения таких альтернатив. КТ регулярно используется при диагностике рака легких, обеспечивая богатый источник данных, отражающих биологию опухоли.

Недавние достижения в области радиомики и глубокого обучения открыли новые границы в извлечении и анализе сложных признаков медицинских изображений [3]. Радиомика включает извлечение большого количества признаков из медицинских изображений, которые могут зафиксировать фенотипические признаки опухоли. Эти признаки были связаны с подлежащими моделями генной экспрессии, предлагая неинвазивный способ вывода молекулярного профиля легочных опухолей. С другой стороны, глубокое обучение, особенно сверточные нейронные сети (СНС), продемонстрировало замечательные успехи в задачах распознавания изображений, включая классификацию медицинских изображений. Обучаясь на иерархических представлениях признаков напрямую из данных, СНС могут идентифицировать тонкие паттерны, связанные с конкретными генетическими мутациями.

Недавние достижения в области глубокого обучения предложили новые подходы к классификации и прогнозированию подтипов рака и мутаций непосредственно из изображений. В [4] применили глубокую СНС Inception v3 для классификации гистологических изображений рака легких на подтипы с высокой степенью точности, достигнув среднего значения площади под кривой (AUC) 0.97. Этот подход демонстрирует потенциал моделей глубокого обучения в задаче различения аденокарциномы

(LUAD) и плоскоклеточного рака (LUSC) – двух распространенных подтипов рака легких.

В [5] исследовали возможности слабоконтролируемой модели глубокого обучения для прогнозирования соматических мутаций у пациентов с LUAD. Достижение значения AUC 0.799 для прогнозирования генетических мутаций EGFR подчеркивает перспективность использования вычислительных методов для вывода молекулярных профилей из стандартных патологических образцов, потенциально обходя ограничения, связанные с прямым молекулярным тестированием.

В области неинвазивной диагностики в [6, 7] предложили модель глубокого обучения для предсказания статуса мутации EGFR в аденокарциноме легких с использованием КТ. Модель продемонстрировала высокую прогностическую эффективность со значением AUC 0.85 в основной когорте, что значительно превосходит методы, основанные на ручном извлечении признаков КТ или клинических данных.

Несмотря на потенциал этих технологий, существуют ограничения при их применении. Радиомические признаки, хотя и информативны, могут не охватывать полный спектр информации, доступной в изображениях. Модели глубокого обучения, будучи мощными в извлечении признаков, часто действуют как "черные ящики", предоставляя мало информации относительно признаков, управляющих их прогнозами. Кроме того, производительность этих моделей может значительно зависеть от качества и количества обучающих данных.

Учитывая эти проблемы, очевидна необходимость в инновационных подходах, использующих преимущества радиомики и глубокого обучения для улучшения классификации мутаций KRAS и EGFR при раке легких (рис. 1).

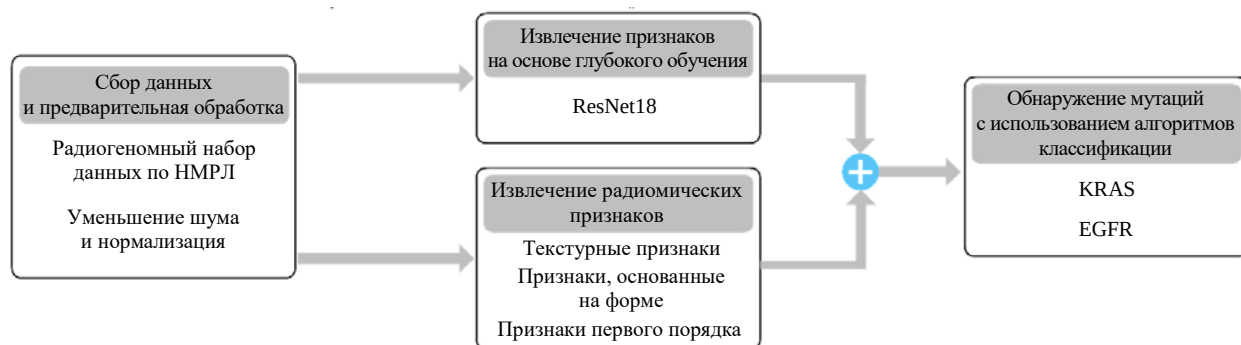


Рис. 1. Блок-схема предлагаемого метода

Fig. 1. Flowchart of the proposed method

Такие подходы должны сочетать детальную фенотипическую информацию, извлеченную радиомическими признаками, с высокоуровневыми возможностями распознавания образов моделей глубокого обучения. Интегрируя эти взаимодополняющие технологии, можно разработать более точные неинвазивные методы для предсказания мутаций рака легких, тем самым способствуя персонализированным стратегиям лечения и в конечном итоге улучшая исходы для пациентов.

В данной статье предлагается новая методология для классификации генетических мутаций в раке легких с помощью КТ через интеграцию глубокого обучения и радиомических признаков, нацеленная на преодоление ограничений текущих методов и полное использование потенциала медицинской визуализации в онкологии.

Сбор и предварительная обработка данных. В описываемом исследовании использовался радиогеномный набор данных, полученный от 211 пациентов с НМРЛ [8, 9], который включает в себя:

- данные КТ – 3195 изображений;
- данные позитронно-эмиссионной томографии (ПЭТ)/КТ;
- семантические аннотации опухолей на медицинских изображениях;
- сегментационные карты опухолевых участков на КТ-изображениях;
- количественные данные, полученные из ПЭТ/КТ-сканов;
- статус генных мутаций и данные РНК-секвенирования из образцов удаленной опухолевой ткани;
- клинические данные, включая информацию о показателях выживаемости пациентов.

Этот набор данных был создан для изучения взаимосвязи между геномными признаками и медицинскими изображениями, а также для разработки и оценки прогностических биомаркеров.

Перед извлечением признаков выполнялась предварительная обработка, которая предусматривала снижение шума с помощью методов фильтрации, нормализацию интенсивности значений для стандартизации яркости и контрастности различных КТ-изображений. Для улучшения

качества изображений и удаления шума перед извлечением признаков использовался фильтр Гаусса, который помогает сглаживать изображения, снижая влияние шумов. Гауссовская фильтрация выполнялась по следующей формуле:

$$G(x, y) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2 + y^2}{2\sigma^2}\right),$$

где $G(x, y)$ – значение фильтра в точке с координатами x и y ; σ – стандартное отклонение, контролирующее степень сглаживания.

Нормализация выполнялась по следующей формуле:

$$x_{\text{norm}} = \frac{x - x_{\min}}{x_{\max} - x_{\min}},$$

где x – значение интенсивности пикселя; $x_{\min}$ и $x_{\max}$ – минимальное и максимальное значения интенсивности изображения.

Глубокие сверточные признаки. Извлечение глубоких сверточных признаков выполнялось с использованием предварительно обученной СНС ResNet18 [6]. ResNet18 выбрана за ее относительно простую структуру по сравнению с более глубокими моделями, что облегчает быстрое обучение и непосредственную обработку изображений, сохраняя при этом высокую производительность. В описываемой работе ResNet18 используется для извлечения вектора глубоких сверточных признаков посредством удаления слоя классификации. Этот вектор охватывает высокоуровневые представления КТ-изображений, которые модель научилась извлекать в результате обучения на большом количестве КТ-изображений. Ожидается, что эти признаки включают в себя паттерны, связанные с морфологией опухоли, текстурой и, возможно, с косвенными маркерами генетических мутаций. Извлеченные признаки будут использоваться как часть интегрированного набора признаков.

Извлечение признаков радиомики. Признаки радиомики играют ключевую роль в характеристике фенотипического профиля узлов легких на КТ-изображениях. Процесс извлечения начинается с точной сегментации узлов легких, для чего используется либо ручная аннотация опытными радиологами, либо алгоритмы сегментации. Сегментация служит основой для последу-

ющего количественного анализа, где радиомические признаки систематически извлекаются и классифицируются на 3 основные группы: статистика первого порядка, формообразующие признаки и текстурные признаки [10–12].

1. Статистика первого порядка:

1.1. *Средняя интенсивность* указывает на среднюю плотность узла, которую можно изменить такими факторами, как наличие кальцификаций или некроз.

1.2. *Стандартное отклонение* предоставляет информацию о текстуре узла, при этом более однородным узлам соответствует меньшее стандартное отклонение.

1.3. *Асимметрия* определяет, содержит ли узел преимущественно пиксели с высокой или низкой интенсивностью, что может коррелировать с определенными типами легочной патологии.

1.4. *Экссесс*. Статистика первого порядка служит основными дескрипторами гистограммы интенсивности сегментированных участков узлов легких на КТ-изображениях. Они количественно определяют основные свойства распределения интенсивности пикселей, предоставляя информацию о вариативности, асимметрии и выбросах в узле. Эти статистические данные важны для первоначальной характеристики узлов и могут указывать на подлежащие патологические изменения. Вместе эти показатели статистики первого порядка предоставляют всесторонний обзор характеристик интенсивности узлов легких, служа основой для дальнейшего радиомического анализа. Количественно определяя основные свойства распределения пикселей, они предоставляют существенные сведения о гетерогенности и составе проявлений рака легких на КТ-изображениях.

2. Формообразующие признаки. Они включают в себя геометрические характеристики узлов легких и играют ключевую роль в различении доброкачественных и злокачественных образований. Эти признаки, получаемые из сегментированных областей, включают объем, площадь поверхности, сферичность и компактность. Каждый признак предоставляет уникальные сведения о морфологии узла.

2.1. *Объем* узла легких является прямым индикатором его размера, при этом большие объемы часто требуют более тщательного изучения на

предмет потенциальной злокачественности. Объем рассчитывается посредством подсчета общего количества пикселей (или вокселей для трехмерного изображения), составляющих сегментированный узел, и умножения на шаг пикселя (или вокселя) для перевода в физические единицы (например, кубические миллиметры). Объем определяется как

$$V = Nd^3,$$

где N – количество пикселей в узле; d – расстояние между пикселями. Этот показатель важен для мониторинга роста узла со временем, что является важным фактором в диагностике рака легких.

2.2. *Площадь поверхности* дает представление о сложности внешней структуры узла. Более неровная поверхность может указывать на более высокую вероятность злокачественности. Площадь поверхности можно рассчитать с использованием алгоритма "марширующих кубов" или аналогичных техник, которые триангулируют поверхность сегментированного узла:

$$A = \sum_{i=1}^M a_i,$$

где M – общее количество треугольников, аппроксимирующих поверхность узла; a_i – площадь i -го треугольника. Эта аппроксимация предоставляет количественную меру внешней сложности узла.

2.3. *Сферичность* оценивает, насколько близка форма узла соответствует сфере, что часто используется для различения регулярных и нерегулярных узлов. Сферичность определяется как

$$\Psi = \frac{\pi^{1/3} (6V)^{2/3}}{A},$$

где V – объем; A – площадь поверхности узла. Значения сферичности, близкие к 1, указывают на более сферическую форму, в то время как значения, далекие от 1, предполагают нерегулярные формы.

2.4. *Компактность* измеряет плотность формы узла. Она обратно пропорциональна сферичности и может быть выражена как

$$C = \frac{A}{V^{2/3}}.$$

Более высокое значение компактности подразумевает более нерегулярную или сложную форму узла, что может указывать на злокачественные образования.

Эти формообразующие признаки в совокупности предоставляют всесторонний обзор геометрии узла, т. е. ключевые сведения о его потенциальной злокачественности. Количественно оценивая объем, площадь поверхности, сферичность и компактность, радиологи и онкологи могут лучше понять природу узлов легких и принимать обоснованные решения относительно дальнейших диагностических или терапевтических действий.

3. Текстурные признаки. Текстурный анализ в радиомических исследованиях включает в себя извлечение паттернов и признаков, описывающих расположение и взаимосвязь интенсивности пикселей в области интереса. Эти признаки, критически важные для оценки гетерогенности и структурного состава узлов легких, включают энтропию, контраст, однородность и корреляцию.

3.1. *Энтропия* используется для оценки нерегулярности текстуры. Высокие значения энтропии указывают на сложную текстуру с высокой степенью гетерогенности, что часто наблюдается в злокачественных опухолях. Энтропия рассчитывается следующим образом:

$$H = - \sum_{i=0}^{L-1} \sum_{j=0}^{L-1} p(i, j) \log_2 p(i, j),$$

где $p(i, j)$ – нормализованная матрица распределения совпадений интенсивности, представляющая вероятность того, что интенсивность пикселя i находится рядом с интенсивностью пикселя j ; L – количество возможных значений интенсивности.

3.2. *Контраст* количественно оценивает локальные изменения интенсивности пикселя, подчеркивая наличие отчетливых краев или паттернов в узле. Он отражает глубину текстуры и четкость деталей изображения. Более высокие значения контраста связаны с текстурами, содержащими значительные различия между интенсивностями пикселей. Формула для контраста:

$$C = \sum_{n=0}^{N-1} \left[n^2 \sum_{i,j| i-j|n} p(i, j) \right],$$

где N – количество различных уровней интенсивности; n – разница в уровнях интенсивности, которая рассматривается. Этот расчет подчеркивает вклад пар пикселей, значительно различающихся по интенсивности.

3.3. *Однородность* измеряет, насколько согласованной или однородной является текстура. Высокие значения однородности указывают на гладкую, регулярную текстуру, в то время как более низкие значения предполагают наличие разнообразных паттернов и нерегулярностей. Однородность определяется как

$$\Gamma = \sum_{i=0}^{L-1} \sum_{j=0}^{L-1} \frac{p(i, j)}{1 + |i - j|}.$$

Это уравнение взвешивает элементы матрицы распределения совпадений интенсивности обратно пропорционально их расстоянию от диагонали, отдавая предпочтение однородным текстурам, где интенсивности пикселей схожи.

3.4. *Корреляция* оценивает степень линейной зависимости между интенсивностями пикселей в заданном направлении в области интереса. Она помогает определить ориентированные текстуры и структурированные паттерны. Высокая корреляция указывает на сильную связь между уровнями интенсивности пикселей по текстуре. Корреляция рассчитывается следующим образом:

$$\rho = \frac{\sum_{i=0}^{L-1} \sum_{j=0}^{L-1} (i - \mu_i)(j - \mu_j) p(i, j)}{\sigma_i \sigma_j},$$

где μ_i и μ_j – средние значения; σ_i и σ_j – стандартные отклонения сумм строк и столбцов матрицы распределения совпадений интенсивности соответственно. Этот показатель предоставляет сведения о предсказуемости и структуре паттернов текстуры.

Интегрируя эти признаки с полученными с помощью глубокого обучения знаниями, предлагаемый метод обеспечивает многогранное понимание проявлений рака легких, повышая точность и надежность классификации мутаций у пациентов с раком легких.

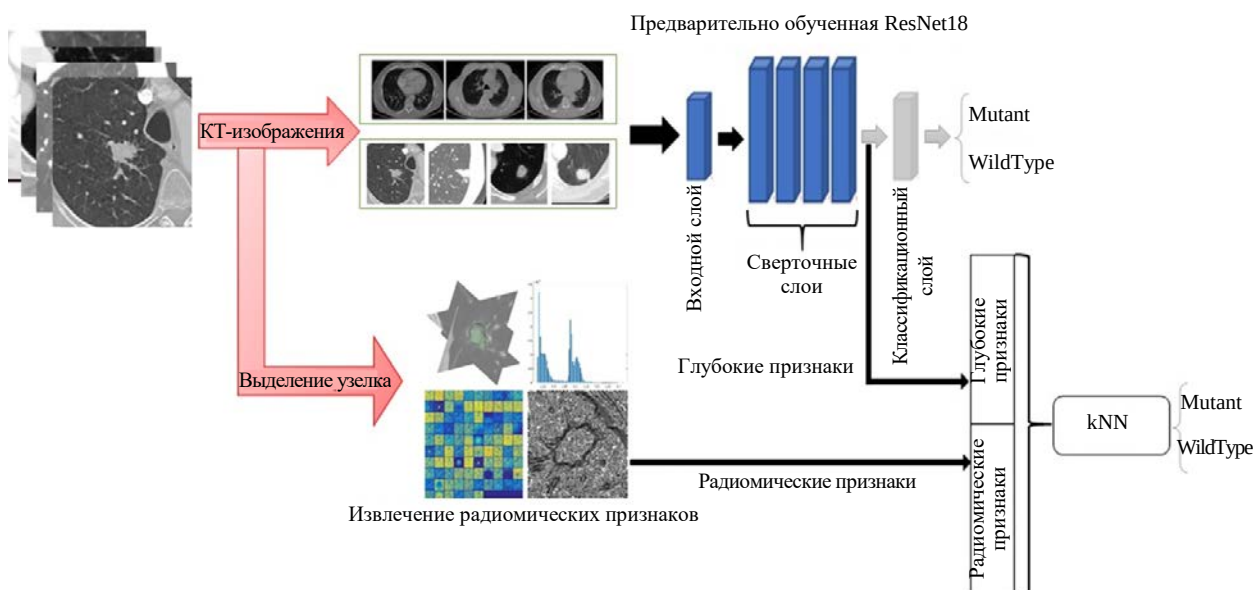


Рис. 2. Интеграция радиомических признаков и глубоких признаков

Fig. 2. Integration of radiomic features and deep features

Интеграция признаков. На рис. 2 представлен процесс формирования и объединения векторов радиомических и глубоких сверточных признаков. Объединенный вектор признаков затем поступает на вход метода k ближайших соседей (k -nearest neighbors algorithm – kNN) для определения наличия мутаций в генах KRAS или EGFR. Таким образом, модель извлекает выгоду как из высокоуровневых абстрактных представлений, полученных ResNet18, так и из клинически значимых понятий, предоставляемых радиомическими признаками. Логика этого подхода заключается в использовании дополняющих друг друга сильных сторон глубокого обучения и радиомики, тем самым повышая прогностическую производительность модели относительно статуса мутаций KRAS и EGFR.

Для оценки эффективности модифицированной модели радиогеномный набор данных был разделен на обучающую и тестовую выборки. В частности, 70 % набора данных выделялось для обучения модели, позволяя ей изучать и адаптироваться к паттернам, связанным с мутациями KRAS и EGFR. Оставшиеся 30 % были зарезервированы для тестирования, служа набором данных, не видимым при обучении, чтобы строго оценить способность модели к обобщению и ее производительность в точной классификации мутаций рака легких. Такое деление обеспечивает сбалансированный подход, предоставляя модели значительное количество

данных для обучения, а также поддерживая строгий стандарт для оценки.

Процесс обучения проводился с использованием стратегии кроссвалидации для точной настройки параметров модели и предотвращения переобучения, что обеспечивает устойчивость модели и хорошую производительность как на данных обучения, так и на невидимых тестовых данных. Кроме того, для всесторонней оценки производительности классификации модели рассчитывались такие показатели производительности, как точность, чувствительность, специфичность и площадь под кривой ROC (AUC). Это дает представление об эффективности модели в различении статусов мутаций на основе КТ-изображений, дополненных радиомическими признаками.

Результаты. В общей сложности было выбрано 1111 КТ-изображений из 3195, которые содержали изображения НМРЛ с маркировкой EGFR или KRAS. 777 изображений были использованы для обучения, а 334 – для тестирования. Распределение изображений по обучающей и тестовой выборкам для каждого класса представлено в табл. 1. Рис. 3 иллюстрирует процесс

Табл. 1. Распределение данных

Tab. 1. Data distribution

Класс	Обучающая выборка	Тестовая выборка
EGFR	370	159
KRAS	407	175

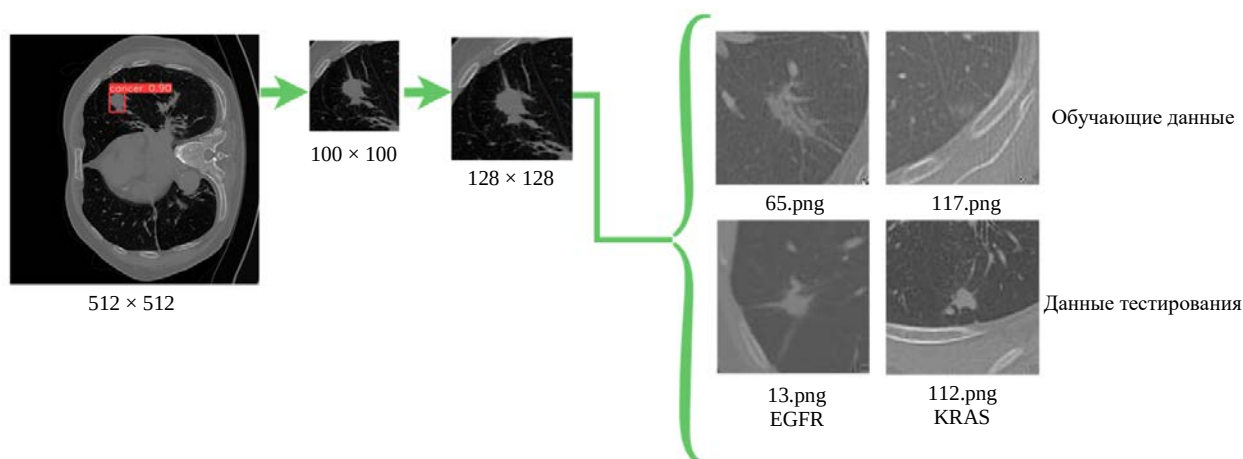


Рис. 3. Блок-схема процесса подготовки набора данных

Fig. 3. Flowchart of the dataset preparation process

формирования набора данных. Здесь же представлены примеры изображений.

Оценка эффективности. Оценка эффективности предложенной модели важна для понимания ее способности классифицировать мутации рака легких на основе интеграции методов глубокого обучения и радиомических признаков.

Эффективность модифицированной модели ResNet18, дополненной радиомическими признаками, оценивалась с использованием стандартных метрик классификации: Accuracy, Sensitivity (истинно положительный коэффициент), Specificity (истинно отрицательный коэффициент) и площадь под кривой рабочих характеристик приемника (AUC). Математически эти метрики определяются следующим образом:

$$\text{Accuracy} = \frac{\text{TP} + \text{TN}}{\text{TP} + \text{TN} + \text{FP} + \text{FN}};$$

$$\text{Sensitivity} = \frac{\text{TP}}{\text{TP} + \text{FN}};$$

$$\text{Specificity} = \frac{\text{TN}}{\text{TN} + \text{FP}};$$

$$\text{AUC} = \int_0^1 \text{TPR}(t) d\text{FPR}(t),$$

где TP (истинно положительные результаты) – количество изображений, которые были правильно классифицированы моделью как имеющие определенную мутацию (например, EGFR или KRAS); TN (истинно отрицательные результаты) – количество изображений, которые были правильно классифицированы моделью как не имеющие данной мутации; FP (ложноположительные результаты) – количе-

ство изображений, которые были ошибочно классифицированы как имеющие мутацию, тогда как на самом деле мутация отсутствовала; FN (ложноотрицательные результаты) – количество изображений, которые модель ошибочно классифицировала как не имеющие мутации, хотя она была; TPR(t) – истинно положительный коэффициент при пороге t ; FPR(t) – ложноположительный коэффициент при пороге t .

Результаты классификации мутаций EGFR и KRAS с помощью ResNet18 представлены в табл. 2.

Для классификации мутаций рака легких на основе радиомических признаков был использован метод kNN, результаты классификации представлены в табл. 3.

Табл. 2. Результаты классификации мутаций EGFR и KRAS с помощью ResNet18

Tab. 2. Results of EGFR and KRAS mutation classification using ResNet18

Метрика	EGFR	KRAS
Accuracy, %	94	93
Sensitivity, %	89	91
Specificity, %	92	92
AUC	0.93	0.92

Табл. 3. Результаты классификации мутаций EGFR и KRAS с помощью радиомических признаков и kNN

Tab. 3. Results of EGFR and KRAS mutation classification using radiomic features and kNN

Метрика	EGFR		KRAS	
	Классификатор	Классификатор	Классификатор	Классификатор
	EGFR	KRAS	EGFR	KRAS
Accuracy, %	88	85	89	87
Sensitivity, %	87	84	87	86
Specificity, %	91	87	89	90
AUC	0.902	0.90	0.93	0.91

Табл. 4. Результаты классификации совместной модели (признаки глубокого обучения + радиомика) для определения классов мутаций EGFR и KRAS с использованием kNN

Tab. 4. Classification results of the combined model (deep learning + radiomics features) for EGFR and KRAS mutation class detection using kNN

Metric	EGFR Classifier	KRAS Classifier
Accuracy, %	98.6	97.4
Sensitivity, %	96	95
Specificity, %	97	96
AUC	0.97	0.96

В табл. 4 представлены результаты классификации совместной модели (признаки глубокого обучения + радиомика) для определения классов мутаций EGFR и KRAS с использованием kNN.

Сравнительный анализ этих моделей подчеркивает индивидуальные и комбинированные преимущества подходов глубокого обучения и радиомики. Совместная модель демонстрирует высокие показатели эффективности, подчеркивая преимущество интеграции разнообразных наборов признаков для классификации мутаций рака легких. Такие результаты подтверждают гипотезу о том, что слияние признаков улучшает надежность модели и точность прогнозирования, представляя убедительный аргумент в пользу применения этой методологии в клинической практике.

Обсуждение. Сравним производительность предложенного метода с известными существующими методами в данной области. Точность предложенного метода, характеризующегося интеграцией методов глубокого обучения и радиомических признаков для классификации мутаций рака легких, достигла 98.6 %. В табл. 5 представлен сравнительный анализ эффективности предложенного метода с другими. Для сравнения были выбраны работы: [2], [4–6], [13].

Сравнительный анализ в табл. 5 демонстрирует высокую точность интегрированного

метода на фоне существующих исследований. Особенно высок выигрыш в точности классификации, что подчеркивает преимущества сочетания методов глубокого обучения и радиомических признаков. Хотя прямые сравнения чувствительности, специфичности и AUC затруднены из-за различий в метриках отчетности в разных исследованиях, общая производительность предложенной модели, подтвержденная высоким уровнем точности и предполагаемыми улучшениями других метрик, указывает на значительный шаг вперед в классификации мутаций рака легких [14, 15].

Выводы. В статье представлен метод классификации мутаций рака легких посредством интеграции глубокого обучения с радиомическими признаками, извлеченными из КТ-изображений. Точность метода составила 98.6 %, что подчеркивает потенциал сочетания разнообразных вычислительных техник для улучшения точности диагностики без инвазивных вмешательств. Разработанная методология демонстрирует ценность использования как глубоких признаков, так и подробной информации, предоставляемой радиомикой, облегчая более тонкий анализ данных визуализации. Такие достижения позволяют усовершенствовать диагностический процесс, сократить необходимость в инвазивных биопсийных процедурах и использовать более целенаправленные терапевтические стратегии.

Описанное исследование вносит важный вклад в применение вычислительных методов для диагностики рака, открывая перспективу для разработки более персонализированных подходов к лечению в онкологии. Дальнейшие исследования будут направлены на решение этих задач, стремясь полностью реализовать потенциал вычислительных техник для улучшения понимания и лечения рака.

Табл. 5. Сравнительный анализ эффективности

Tab. 5. Comparative Performance Analysis

Исследование	Методология	Accuracy, %	Sensitivity, %	Specificity, %	AUC
[4]	Глубокое обучение (Inception v3)	–	–	–	0.97
[5]	Глубокое обучение (CHC)	–	–	–	0.79
[13]	Глубокое обучение (КТ)	77	85	79	0.85
[6]	Глубокое обучение + Клинико-демографическая информация	–	78.3	77	0.71
[2]	Глубокое обучение (MPT)	89	68.7	97	0.91
Предложенный метод	Глубокое обучение + Радиомика	98.6	96	97	0.97

Список литературы

1. Применение модели внешнего вида текстуры для сегментации легочных узлов при компьютерной томографии грудной клетки / Фаридоддин Шариати, В. А. Павлов, С. В. Завьялов, Махди Оруджи, Т. М. Первунина // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2022. Т. 25, № 3. С. 96–117.
doi: 10.32603/1993-8985-2022-25-3-96-117
2. Predicting EGFR mutation status by a deep learning approach in patients with non-small cell lung cancer brain metastases / O. Haim, S. Abramov, B. Shofty, C. Fanizzi, F. DiMeco, N. Avisdris, Z. Ram, M. Artzi, R. Grossman // J. of Neuro-Oncology. 2022. Vol. 157, iss. 1. P. 63–69.
doi: 10.21203/rs.3.rs-1020480/v1
3. Personalized Chemotherapy Selection for Lung Cancer Patients Using Machine Learning and Computed Tomography / M. Skalunova, Faridoddin Shariaty, S. Rozov, A. Reza Radmard // Intern. Conf. on Electrical Engineering and Photonics (EExPolytech), St Petersburg, Russia, 19–20 Oct. 2023. IEEE, 2023.
doi: 10.1109/EExPolytech58658.2023.10318700
4. Classification and mutation prediction from non-small cell lung cancer histopathology images using deep learning / N. Coudray, P. S. Ocampo, T. Sakellaropoulos, N. Narula, M. Snuderl, D. Fenyö, A. L. Moreira, N. Razavian, A. Tsigos // Nature medicine. 2018. Vol. 24, iss. 10. P. 1559–1567.
doi: 10.1038/s41591-018-0177-5
5. Predicting oncogene mutations of lung cancer using deep learning and histopathologic features on whole-slide images / N. Tomita, L. J. Tafe, A. A. Suriawinata, G. J. Tsongalis, M. Nasir-Moin, K. Dragnev, S. Hassanpour // Translational Oncology. 2022. Vol. 24. P. 101494.
doi: 10.1016/j.tranon.2022.101494
6. Predicting EGFR mutation status in lung adenocarcinoma on computed tomography image using deep learning / S. Wang, J. Shi, Z. Ye, Di Dong, D. Yu, M. Zhou, Y. Liu, O. Gevaert, K. Wang, Y. Zhu, H. Zhou, Z. Liu, J. Tian // European Respiratory J. 2019. Vol. 53, iss. 3. P. 1800986.
doi: 10.1183/13993003.00986-2018
7. Integrating Deep Learning and Explainable AI for Non-Invasive Prediction of EGFR and KRAS Mutations in NSCLC: A Novel Radiogenomic Approach / Faridoddin Shariaty, V. A. Pavlov, S. V. Fedyashina, N. A. Serebrennikov // V Intern. Conf. on Neural Networks and Neurotechnologies (NeuroNT), St Petersburg, Russia, 20 June 2024. IEEE, 2024.
doi: 10.1109/NeuroNT62606.2024.10585441
8. A radiogenomic dataset of non-small cell lung cancer / S. Bakr, O. Gevaert, S. Echegaray, K. Ayers, M. Zhou, M. Shafiq, H. Zheng, J. A. Benson, W. Zhang, A. N. C. Leung, M. Kadoch, C. D. Hoang, J. Shrager, A. Quon, D. L. Rubin, S. K. Plevritis, S. Napel // Scientific data. 2018. Vol. 5, iss. 1. P. 1–9.
doi: 10.1038/sdata.2018.202
9. Data for NSCLC Radiogenomics. URL: <https://www.cancerimagingarchive.net/collection/nsclc-radiogenomics/> (дата обращения 15.04.2024)
10. Radiomics analysis on CT images for prediction of radiation-induced kidney damage by machine learning models / S. Amiri, M. Akbarabadi, F. Abdolali, A. Nikoofar, A. J. Esfahani, S. Cheraghi // Computers in Biology and Medicine. 2021. Vol. 133. P. 104409.
doi: 10.1016/j.combiomed.2021.104409
11. The impact of the variation of imaging parameters on the robustness of Computed Tomography radiomic features: A review / R. Reiazi, E. Abbas, P. Famiyeh, A. Rezaie, J. Y. Y. Kwan, T. Patel, S. V. Bratman, T. Tadic, F.-F. Liu, B. Haibe-Kains // Computers in Biology and Medicine. 2021. Vol. 133. P. 104400.
doi: 10.1016/j.combiomed.2021.104400
12. Machine learning-based prognostic modeling using clinical data and quantitative radiomic features from chest CT images in COVID-19 patients / I. Shiri, M. Sorouri, P. Geramifar, M. Nazari, M. Abdollahi, Y. Salimi, B. Khosravi, D. Askari, L. Aghaghazvini, G. Hajianfar, A. Kasaeian, H. Abdollahi, H. Arabi, A. Rahmim, A. R. Radmard, H. Zaidi // Computers in biology and medicine. 2021. Vol. 132. P. 104304.
doi: 10.1016/j.combiomed.2021.104304
13. Comparative analysis of machine learning approaches to classify tumor mutation burden in lung adenocarcinoma using histopathology images / A. Sadhwani, H.-W. Chang, A. Behrooz, T. Brown, I. Auvigne-Flament, H. Patel, R. Findlater, V. Velez, F. Tan, K. Tekiela, E. Wulczyn, E. S. Yi, C. H. Mermel, D. Hanks, P.-H. Cameron Chen, K. Kulig, C. Batenchuk, D. F. Steiner, P. Cimerancic // Scientific reports. 2021. Vol. 11, iss. 1. P. 16605.
doi: 10.1038/s41598-021-95747-4
14. Taranova D., Shariaty F. Radiomic analysis for prediction of T stage parameter (T1-T2) in lung cancer patients // Неделя науки ИЭиТ, Санкт-Петербург, 14–18 нояб. 2022. С. 77–80.
15. A Novel Gene Assay Combined with Medical Imaging for Accurate Prognosis and Prediction of Cancer Type / F. Shariaty, L. Duan, V. Pavlov, M. Mousavi, T. Pervunina // Intern. Conf. on Electrical Engineering and Photonics (EExPolytech), SPb., 20–21 Oct. 2022. IEEE, 2022. P. 118–121.
doi: 10.1109/EExPolytech56308.2022.9950997

Информация об авторах

Шариати Фаридоддин – магистр по направлению "Инфокоммуникационные технологии и системы связи" (2021, Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого), ассистент Высшей школы прикладной физики и космических технологий Института электроники и телекоммуникаций Санкт-Петербургского политехнического университета Петра Великого. Автор 30 научных публикаций. Сфера науч-

Совместное применение глубокого обучения и радиомических признаков

для классификации КТ-изображений легких

Combined Application of Deep Learning and Radiomic Features for Classification of Lung CT Images

ных интересов – обработка изображений; обработка сигналов; компьютерное зрение; машинное обучение.

Адрес: Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого, ул. Политехническая, д. 29, Санкт-Петербург, 195251, Россия

E-mail: shariati2.f@edu.spbstu.ru

<https://orcid.org/0000-0002-7060-8826>

Павлов Виталий Александрович – кандидат технических наук (2020), доцент (2023) Высшей школы прикладной физики и космических технологий Института электроники и телекоммуникаций Санкт-Петербургского политехнического университета Петра Великого. Автор 40 научных публикаций. Сфера научных интересов – обработка сигналов; обработка изображений; компьютерное зрение; машинное обучение, глубокое обучение.

Адрес: Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого, ул. Политехническая, д. 29, Санкт-Петербург, 195251, Россия

E-mail: pavlov_va@spbstu.ru

<https://orcid.org/0000-0003-0726-6613>

References

1. Faridoddin Shariaty, Pavlov V. A., Zavjalov S. V., Mahdi Orooji, Pervunina T. M. Application of a Texture Appearance Model for Segmentation of Lung Nodules on Computed Tomography of the Chest. *J. of the Russian Universities. Radioelectronics*. 2022, vol. 25, no. 3, pp. 96–117.
doi: 10.32603/1993-8985-2022-25-3-96-117
2. Haim O., Abramov S., Shofty B., Fanizzi C., DiMeco F., Avidris N., Ram Z., Artzi M., Grossman R. Predicting EGFR Mutation Status by a Deep Learning Approach in Patients with Non-Small Cell Lung Cancer Brain Metastases. *J. of Neuro-Oncology*. 2022, vol. 157, iss. 1, pp. 63–69.
doi: 10.21203/rs.3.rs-1020480/v1
3. Skalunova M., Faridoddin Shariaty, Rozov S., Reza Radmard A. Personalized Chemotherapy Selection for Lung Cancer Patients Using Machine Learning and Computed Tomography. 2023 Intern. Conf. on Electrical Engineering and Photonics (EExPolytech), St Petersburg, Russia, 19–20 Oct. 2023. IEEE, 2023.
doi: 10.1109/EExPolytech58658.2023.10318700
4. Coudray N., Ocampo P. S., Sakellaropoulos T., Narula N., Snuderl M., Fenyo D., Moreira A. L., Razavian N., Tsigos A. Classification and Mutation Prediction from Non-Small Cell Lung Cancer Histopathology Images Using Deep Learning. *Nature Medicine*, 2018, vol. 24, iss. 10, pp. 1559–1567.
doi: 10.1038/s41591-018-0177-5
5. Tomita N., Tafe L. J., Suriawinata A. A., Tsongalis G. J., Nasir-Moin M., Dragnev K., Hassanpour S. Predicting Oncogene Mutations of Lung Cancer Using Deep Learning and Histopathologic Features on Whole-Slide Images. *Translational Oncology*. 2022, vol. 24, p. 101494.
doi: 10.1016/j.tranon.2022.101494
6. Wang S., Shi J., Ye Z., Dong D., Yu D., Zhou M., Liu Y., Gevaert O., Wang K., Zhu Y., Zhou H., Liu Z., Tian J. Predicting EGFR Mutation Status in Lung Adenocarcinoma on Computed Tomography Image Using Deep Learning. *European Respiratory J.* 2019, vol. 53, iss. 3, p. 1800986.
doi: 10.1183/13993003.00986-2018
7. Faridoddin Shariaty, Pavlov V. A., Fedyashina S. V., Serebrennikov N. A. Integrating Deep Learning and Explainable AI for Non-Invasive Prediction of EGFR and KRAS Mutations in NSCLC: A Novel Radiogenic Approach. V Intern. Conf. on Neural Networks and Neurotechnologies (NeuroNT), St Petersburg, Russia, 20 June 2024. IEEE, 2024.
doi: 10.1109/NeuroNT62606.2024.10585441
8. Bakr S., Gevaert O., Echegaray S., Ayers K., Zhou M., Shafiq M., Zheng H., Benson J. A., Zhang W., Leung A. N. C., Kadoch M., Hoang C. D., Shrager J., Quon A., Rubin D. L., Plevritis S. K., Napel S. A Radiogenomic Dataset of Non-Small Cell Lung Cancer. *Scientific Data*. 2018, vol. 5, iss. 1, pp. 1–9.
doi: 10.1038/sdata.2018.202
9. Data for NSCLC Radiogenomics. Available at: <https://www.cancerimagingarchive.net/collection/nsclc-radiogenomics/> (accessed 15.04.2024)
10. Amiri S., Akbarabadi M., Abdolali F., Nikoofar A., Esfahani A. J., Cheraghi S. Radiomics Analysis on CT Images for Prediction of Radiation-Induced Kidney Damage by Machine Learning Models. *Computers in Biology and Medicine*. 2021, vol. 133, p. 104409.
doi: 10.1016/j.compbiomed.2021.104409
11. Reiazi R., Abbas E., Famiyeh P., Rezaie A., Kwan J. Y. Y., Patel T., Bratman S. V., Tadic T., Liu F.-F., Haibe-Kains B. The Impact of the Variation of Imaging Parameters on the Robustness of Computed Tomography Radiomic Features: A Review. *Computers in Biology and Medicine*. 2021, vol. 133, p. 104400.
doi: 10.1016/j.compbiomed.2021.104400
12. Shiri I., Sorouri M., Geramifar P., Nazari M., Abdollahi M., Salimi Y., Khosravi B., Askari D., Aghaghazvini L., Hajianfar G., Kasaeian A., Abdollahi H., Arabi H., Rahmim A., Radmard A. R., Zaidi H. Machine Learning-Based Prognostic Modeling Using Clinical Data and Quantitative Radiomic Features from Chest CT Images in COVID-19 Patients. *Computers in Biology and Medicine*. 2021, vol. 132, p. 104304.
doi: 10.1016/j.compbiomed.2021.104304
13. Sadhwani A., Chang H.-W., Behrooz A., Brown T., Auvigne-Flament I., Patel H., Findlater R., Velez V., Tan F., Tekiela K., Wulczyn E., Yi E. S., Mermel C. H., Hanks D., Cameron Chen P.-H., Kulig K., Batenchuk C., Steiner D. F., Cimermanic P. Comparative Analysis of Machine Learning Approaches to Classify Tumor Mutation Burden in Lung Adenocarcinoma Using Histopathology Images. *Scientific reports*. 2021, vol. 11, iss. 1, p. 16605.
doi: 10.1038/s41598-021-95747-4

14. Taranova D., Shariaty F. Radiomic Analysis for Prediction of T Stage Parameter (T1-T2) in Lung Cancer Patients. *Nedelya nauki IEiT*, SPb., 14–18 Nov. 2022, pp. 77–80.

15. Shariaty F., Duan L., Pavlov V., Mousavi M., Pervunina T. A Novel Gene Assay Combined with

Medical Imaging for Accurate Prognosis and Prediction of Cancer Type. Intern. Conf. on Electrical Engineering and Photonics (EExPolytech), SPb., 20–21 Oct. 2022. IEEE, 2022, pp. 118–121.

doi: 10.1109/EExPolytech56308.2022.9950997

Information about the authors

Shariati Faridoddin, Master in Infocommunication technologies and communication systems (2021, Peter the Great St Petersburg Polytechnic University), Assistant of Higher School of Applied Physics and Space Technologies of Institute of Electronics and Telecommunications of Peter the Great St. Petersburg Polytechnic University. The author of 30 scientific publications. Area of expertise: signal processing; image processing; computer vision; machine learning.

Address: Peter the Great St Petersburg Polytechnic University, 29 Politekhnikeskaya St., St Petersburg 195251, Russia

E-mail: shariati2.f@edu.spbstu.ru

<https://orcid.org/0000-0002-7060-8826>

Vitalii A. Pavlov, Cand. Sci. (Eng.) (2020), Associate professor (2023) of Higher School of Applied Physics and Space Technologies of Institute of Electronics and Telecommunications of Peter the Great St Petersburg Polytechnic University. The author of 40 scientific publications. Area of expertise: signal processing; image processing; computer vision; machine learning; deep learning.

Address: Peter the Great St Petersburg Polytechnic University, 29 Politekhnikeskaya St., St Petersburg 195251, Russia

E-mail: pavlov_va@spbstu.ru

<https://orcid.org/0000-0003-0726-6613>

Правила для авторов статей

В редакцию журнала "Известия вузов России. Радиоэлектроника" необходимо представить:

- электронную скан-копию рукописи (1 экз.) - файл статьи (pdf формат) с подписями всех авторов (объем оригинальной статьи не менее 8 страниц текста с аннотацией, обзорной статьи не более 20 страниц текста с аннотацией);
- электронную копию статьи (1 экз., docx формат);
- отдельный файл для каждого рисунка и каждой таблицы в формате тех редакторов, в которых они были подготовлены. Размещение рисунка в электронной копии статьи не освобождает от его представления отдельным файлом;
- оригинал/скан-копию экспертного заключения о возможности опубликования в открытой печати (1 экз.);
- сведения об авторах на русском и английском языках (1 экз., docx формат);
- рекомендацию кафедры (подразделения) к опубликованию (следует указать предполагаемую рубрику) (1 экз.);
- сопроводительное письмо (1 экз.). В письме должна быть отражена следующая информация: ФИО адресата и дата подачи рукописи; цель обращения и административная информация (заглавие рукописи, состав авторского коллектива, вид статьи); краткое изложение основных результатов исследования и описание их влияния на научное знание (1–2 абзаца); заявление об отсутствии подачи статьи в другие журналы и об отсутствии какого-либо конфликта интересов.

Принимаются к публикации статьи на русском и английском языках.

Рукопись не может быть опубликована, если она не соответствует предъявляемым требованиям и материалам, представляемым с ней.

Структура научной статьи

Авторам настоятельно рекомендуется придерживаться следующей структуры статьи:

- Заголовочная часть:
 - УДК (выравнивание по левому краю);
 - название статьи;
 - авторы (перечень авторов – Ф. И. О. автора (-ов) полностью. Инициалы ставятся перед фамилиями, после каждого инициала точка и пробел; инициалы не отрываются от фамилии. Если авторов несколько – Ф. И. О. разделяются запятыми), если авторов больше 3, необходимо в конце статьи указать вклад каждого в написание статьи;
 - место работы каждого автора и почтовый адрес организации. Если авторы относятся к разным организациям, то после указания всех авторов, относящихся к одной организации, дается ее наименование, а затем список авторов, относящихся ко второй организации, наименование второй организации, и т. д.;
 - аннотация – 200–250 слов, характеризующих содержание статьи;
 - ключевые слова – 5–7 слов и/или словосочетаний, отражающих содержание статьи, разделенных запятыми; в конце списка точка не ставится;
 - источник финансирования – указываются источники финансирования (гранты, совместные проекты и т. п.). Не следует использовать сокращенные названия институтов и спонсирующих организаций;
 - благодарности. В данном разделе выражается признательность коллегам, которые оказывали помощь в выполнении исследования или высказывали критические замечания в адрес статьи. Прежде чем выразить благодарность, необходимо заручиться согласием тех, кого планируете поблагодарить;
 - конфликт интересов – авторы декларируют отсутствие явных и потенциальных конфликтов интересов, связанных с публикацией настоящей статьи. Например, «Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов». Если конфликт интересов возможен, то необходимо пояснение (см. <https://publicationethics.org>).

- Заголовочная часть на английском языке:
 - название (Title);
 - авторы (Authors);
 - место работы каждого автора (Affiliation). Необходимо убедиться в корректном (согласно уставу организации) написании ее названия на английском языке. Перевод названия возможен лишь при отсутствии англоязычного названия в уставе. Если авторы относятся к разным организациям, то после указания всех авторов, относящихся к одной организации, дается ее наименование, затем приводится список авторов, относящихся ко второй организации, наименование второй организации, и т. д.;
 - аннотация (Abstract);
 - ключевые слова (Keywords);
 - источник финансирования (Acknowledgements);
 - конфликт интересов (Conflict of interest).
- Текст статьи.
- Приложения (при наличии).
- Авторский вклад. Если авторов больше 3, необходимо указать вклад каждого в написание статьи.
- Список литературы (библиографический список);
- Информация об авторах.

Название статьи должно быть информативным, с использованием основных терминов, характеризующих тему статьи, и четко отражать ее содержание в нескольких словах. Хорошо сформулированное название – гарантия того, что работа привлечет читательский интерес. Следует помнить, что название работы прочтут гораздо больше людей, чем ее основную часть.

Авторство и место в перечне авторов определяется договоренностью последних. При примерно равном авторском вкладе рекомендуется алфавитный порядок.

Аннотация представляет собой краткое описание содержания изложенного текста. Она должна отражать актуальность, постановку задачи, пути ее решения, фактически полученные результаты и выводы. Содержание аннотации рекомендуется представить в структурированной форме:

Введение. Приводится общее описание исследуемой области, явления. Аннотацию не следует начинать словами «Статья посвящена...», «Цель настоящей статьи...», так как вначале надо показать необходимость данного исследования в силу пробела в научном знании, почему и зачем проведено исследование (описать кратко).

Цель работы. Постановка цели исследования (цель может быть заменена гипотезой или исследовательскими вопросами).

Материалы и методы. Обозначение используемой методологии, методов, процедуры, где, как, когда проведено исследование и пр.

Результаты. Основные результаты (приводятся кратко с упором на самые значимые и привлекательные для читателя/научного сообщества).

Обсуждение (Заключение). Сопоставление с другими исследованиями, описание вклада исследования в науку.

В аннотации не следует упоминать источники, использованные в работе, пересказывать содержание отдельных разделов.

При написании аннотации необходимо соблюдать особый стиль изложения: избегать длинных и сложных предложений, выражать мысли максимально кратко и четко. Составлять предложения только в настоящем времени и только от третьего лица.

Рекомендуемый объем аннотации – 200–250 слов.

Ключевые слова – набор слов, отражающих содержание текста в терминах объекта, научной отрасли и методов исследования. Рекомендуемое количество ключевых слов/фраз – 5–7, количество слов внутри ключевой фразы – не более 3.

Текст статьи излагается в определенной последовательности. Рекомендуется придерживаться формата IMRAD (Introduction, Methods, Results, Discussion; Введение, Методы, Результаты, Обсуждение):

Введение. Во введении автор знакомит с предметом, задачами и состоянием исследований по теме публикации; при этом необходимо обязательно ссылаться на источники, из которых берется информация. Автор приводит описание "белых пятен" в проблеме или того, что еще не сделано, и формулирует цели и задачи исследования.

В тексте могут быть применены сноски, которые нумеруются арабскими цифрами. В сносках могут быть размещены: ссылки на анонимные источники из Интернета, ссылки на учебники, учебные пособия, ГОСТы, авторефераты, диссертации (если нет возможности процитировать статьи, опубликованные по результатам диссертационного исследования).

Методы. Необходимо описать теоретические или экспериментальные методы исследования, используемое оборудование и т. д., чтобы можно было оценить и/или воспроизвести исследование. Метод или методологию проведения исследования целесообразно описывать в том случае, если они отличаются новизной.

Научная статья должна отображать не только выбранный инструментарий и полученные результаты, но и логику самого исследования или последовательность рассуждений, в результате которых получены теоретические выводы. По результатам экспериментальных исследований целесообразно описать стадии и этапы экспериментов.

Результаты. В этом разделе представлены экспериментальные или теоретические данные, полученные в ходе исследования. Результаты даются в обработанном варианте: в виде таблиц, графиков, диаграмм, уравнений, фотографий, рисунков. В этом разделе приводятся только факты. В описании полученных результатов не должно быть никаких пояснений – они даются в разделе «Обсуждение».

Обсуждение (Заключение и Выводы). В этой части статьи авторы интерпретируют полученные результаты в соответствии с поставленными задачами исследования, приводят сравнение полученных собственных результатов с результатами других авторов. Необходимо показать, что статья решает научную проблему или служит приращению нового знания. Можно объяснять полученные результаты на основе своего опыта и базовых знаний, приводя несколько возможных объяснений. Здесь излагаются предложения по направлению будущих исследований.

Список литературы (библиографический список) содержит сведения о цитируемом, рассматриваемом или упоминаемом в тексте статьи литературном источнике. В список литературы включаются только рецензируемые источники (статьи из научных журналов и монографии).

Список литературы должен иметь не менее 15 источников (из них, при наличии, не более 20 % – на собственные работы), имеющих статус научных публикаций.

Приветствуются ссылки на современные англоязычные издания (требования МНБД Scopus – 80 % цитируемых англоязычных источников).

Ссылки на неопубликованные и нетиражированные работы не допускаются. Не допускаются ссылки на учебники, учебные пособия, справочники, словари, диссертации и другие малотиражные издания.

Если описываемая публикация имеет цифровой идентификатор Digital Object Identifier (DOI), его необходимо указывать в самом конце библиографической ссылки в формате "doi: ...". Проверять наличие DOI статьи следует на сайте: <http://search.crossref.org> или <https://www.citethisforme.com>.

Нежелательны ссылки на источники более 10–15-летней давности, приветствуются ссылки на современные источники, имеющие идентификатор doi.

За достоверность и правильность оформления представляемых библиографических данных авторы несут ответственность вплоть до отказа в праве на публикацию.

Аннотация на английском языке (Abstract) в русскоязычном издании и международных базах данных является для иностранных читателей основным и, как правило, единственным источником информации о содержании статьи и изложенных в ней результатах исследований. Зарубежные специалисты по аннотации

оценивают публикацию, определяют свой интерес к работе российского ученого, могут использовать ее в своей публикации и сделать на нее ссылку, открыть дискуссию с автором.

Текст аннотации должен быть связным и информативным. При написании аннотации рекомендуется использовать Present Simple Tense. Present Perfect Tense является допустимым. Рекомендуемый объем – 200–250 слов.

Список литературы (References) для зарубежных баз данных приводится полностью отдельным блоком, повторяя список литературы к русскоязычной части. Если в списке литературы есть ссылки на иностранные публикации, то они полностью повторяются в списке, готовящемся в романском алфавите. В References совершенно недопустимо использовать российский ГОСТ 7.0.5–2008. Библиографический список представляется с переводом русскоязычных источников на латиницу. При этом применяется транслитерация по системе BSI (см. <http://ru.translit.net/?account=bsi>).

Типовые примеры описания в References приведены на сайте журнала <https://re.eltech.ru>.

Сведения об авторах

Включают для каждого автора фамилию, имя, отчество (полностью), ученую или академическую степень, ученое звание (с датами присвоения и присуждения), почетные звания (с датами присвоения и присуждения), краткую научную биографию, количество печатных работ и сферу научных интересов (не более 5–6 строк), название организации, должность, служебный и домашний адреса, служебный и домашний телефоны, адрес электронной почты. Если ученых и/или академических степеней и званий нет, то следует указать место получения высшего образования, год окончания вуза и специальность. Также требуется включать идентификационный номер исследователя ORCID (Open Researcher and Contributor ID), который отображается как адрес вида <http://orcid.org/xxxx-xxxx-xxxx-xxxx>. При этом важно, чтобы кабинет автора в ORCID был заполнен информацией об авторе, имел необходимые сведения о его образовании, карьере, другие статьи. Вариант «нет общедоступной информации» при обращении к ORCID не допускается. В сведениях следует указать автора, ответственного за прохождение статьи в редакции.

Правила оформления текста

Текст статьи подготавливается в текстовом редакторе Microsoft Word. Формат бумаги А4. Параметры страницы: поля – верхнее и нижнее 2.5 см, левое и правое 2.25 см; колонтитулы – верхний 1.5 см, нижний 2.5 см. Применение полужирного и курсивного шрифтов допустимо при крайней необходимости.

Дополнительный, поясняющий текст следует выносить в подстрочные ссылки при помощи знака сноски, а при большом объеме – оформлять в виде приложения к статье. Ссылки на формулы и таблицы даются в круглых скобках, ссылки на использованные источники (литературу) – в квадратных прямых.

Все сведения и текст статьи набираются гарнитурой "Times New Roman"; размер шрифта основного текста 11 pt, остальных сведений 10 pt; выравнивание по ширине; абзацный отступ 0.6 см; межстрочный интервал "Множитель 1.1"; автоматическая расстановка переносов.

Правила верстки списка литературы, формул, рисунков и таблиц подробно описаны на сайте <https://re.eltech.ru>.

Перечень основных тематических направлений журнала

Тематика журнала соответствует номенклатуре научных специальностей:

2.2 – Электроника, фотоника, приборостроение и связь:

- 2.2.1 – Вакуумная и плазменная электроника.
- 2.2.2 – Электронная компонентная база микро- и 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:

"Радиотехника и связь":

- Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов.
- Проектирование и технология радиоэлектронных средств.
- Телевидение и обработка изображений.
- Электродинамика, микроволновая техника, антенны.
- Системы, сети и устройства телекоммуникаций.
- Радиолокация и радионавигация.

"Электроника":

- Микро- и нанoeлектроника.
- Квантовая, твердотельная, плазменная и вакуумная электроника.
- Радиофотоника.
- Электроника СВЧ.

"Приборостроение, метрология и информационно-измерительные приборы и системы":

- Приборы и системы измерения на основе акустических, оптических и радиоволн.
- Метрология и информационно-измерительные приборы и системы.
- Приборы медицинского назначения, контроля среды, веществ, материалов и изделий.

Адрес редакционной коллегии: 197022, Санкт-Петербург, ул. Проф. Попова, д. 5 Ф, СПбГЭТУ "ЛЭТИ",
редакция журнала "Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника"

Технические вопросы можно выяснить по адресу radioelectronic@yandex.ru

Известия высших учебных заведений России. **РАДИОЭЛЕКТРОНИКА**
Journal of the Russian Universities. **RADIOELECTRONICS**

Том 28 № 1 2025

Vol. 28 No. 1 2025

Научные редакторы А. М. Мончак, П. В. Апалина
Редакторы Э. К. Долгатов, И. Г. Скачек
Компьютерная верстка Е. И. Третьяковой

Science Editors A. M. Monchak, P. V. Apalina
Editors E. K. Dolgatov, I. G. Skachek
DTP Professional E. I. Tretyakova

Подписано в печать 28.02.25. Формат 60×84 1/8.

Бумага офсетная. Печать цифровая.

Уч.-изд. л. 18.59. Печ. л. 18.0. Тираж 300 экз. (1-й завод 1–150 экз.) Заказ 15.

Цена свободная.

Signed to print 28.02.25. Sheet size 60×84 1/8.

Educational-ed. liter. 18.59. Printed sheets 18.0. Number of copies 300.

Printing plant 1–150 copies. Order no. 15.

Free price.

Издательство СПбГЭТУ «ЛЭТИ»
197022, С.-Петербург, ул. Проф. Попова, 5 Ф

ETU Publishing house
5 F Prof. Popov St., St Petersburg 197022, Russia