



DOI: 10.32603/1993-8985

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

Известия высших учебных заведений России

РАДИОЭЛЕКТРОНИКА

Том 24 № 2 2021



Journal of the Russian Universities

RADIOELECTRONICS

Vol. 24 No. 2 2021

Санкт-Петербург
Издательство СПбГЭТУ «ЛЭТИ»

2021

Saint Petersburg
ETU Publishing house

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

Индекс по каталогу «Пресса России» 45818

Учредитель и издатель: Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования «Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ»

им. В. И. Ульянова (Ленина)» (СПбГЭТУ «ЛЭТИ»)

Журнал основан в 1998 г.

Издается 6 раз в год.

Включен в RSCI на платформе Web of Science, Ulrichsweb

Global Serials Director, Bielefeld Academic Search Engine,

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

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

Редакция журнала:

197376, Санкт-Петербург,

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

Тел.: 8 (812) 234-10-13,

e-mail: radioelectronic@yandex.ru

RE.ELTECH.RU

© СПбГЭТУ «ЛЭТИ», оформление, 2020

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

ГЛАВНЫЙ РЕДАКТОР

А. В. СОЛОМОНОВ, д.ф.-м.н., проф.,

Санкт-Петербургский государственный

электротехнический университет «ЛЭТИ»

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

ПРЕДСЕДАТЕЛЬ РЕДАКЦИОННОЙ КОЛЛЕГИИ

В. М. КУТУЗОВ, д.т.н., президент, Санкт-Петербургский

государственный электротехнический университет

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

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

Dieter H. BIMBERG, PhD, Dr. phil. nat. Dr. h. c. mult.,
исполн. директор "Bimberg Center of Green Photonics",
Чанчуньский институт оптики, точной механики
и физики КАН, Чанчунь, Китай

Anna DZVONKOVSKAYA, Cand. of Sci. (Phys-Math),

R & D разработчик, HELZEL Messtechnik,

Кальтенкирхен, Германия

Matthias A. HEIN, PhD, Dr. Rer. Nat. Habil., Prof.,

Технический университет, Ильменау, Германия

Jochen HORSTMANN, PhD, Dr. Rer. Nat., директор

департамента, Гельмгольц-центр, Гестахт, Германия

Alexei KANAREYKIN, Dr. Sci., гл. исполн. директор,

Euclid TechLabs LLC, Солон, США

Erkki LANDEKANTA, PhD, Prof., Технический

университет, Лаппеенранта, Финляндия

Ferran MARTIN, PhD (Phys.), Prof., Автономный

университет, Барселона, Испания

Piotr SAMCZYNSKI, PhD, DSc, Associate Prof.,

Варшавский технологический университет,

Институт электронных систем, Варшава, Польша

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

Зиген, Германия

А. Г. ВОСТРЕЦОВ, д.т.н., проф., Новосибирский

государственный технический университет,

Новосибирск, Россия

С. Т. КНЯЗЕВ, д.т.н., доц., Уральский федеральный

университет, Екатеринбург, Россия

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

С. Б. МАКАРОВ, д.ф.-м.н., проф., Санкт-Петербургский

государственный политехнический университет

им. Петра Великого, С.-Петербург, Россия

Л. А. МЕЛЬНИКОВ, д.ф.-м.н., проф., Саратовский

государственный технический университет

им. Гагарина Ю. А., Саратов, Россия

А. А. МОНАКОВ, д.т.н., проф., Санкт-Петербургский

государственный университет аэрокосмического

приборостроения (ГУАП), С.-Петербург, Россия

А. А. ПОТАПОВ, д.ф.-м.н., гл.н.с., Институт радиотехники и

электроники им. В. А. Котельникова РАН, Москва, Россия

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

РАН, Саратов, Россия

С. В. СЕЛИЩЕВ, д.ф.-м.н., проф., НИУ Московский

институт электронной техники, Москва, Россия

А. Л. ТОЛСТИХИНА, д.ф.-м.н., гл.н.с., Институт

кристаллографии им. А. В. Шубникова РАН,

Москва, Россия

А. Б. УСТИНОВ, д.ф.-м.н., проф., Санкт-Петербургский

государственный электротехнический университет

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

В. М. УСТИНОВ, д.ф.-м.н., чл.-кор. РАН, директор, Центр

микроэлектроники и субмикронных

гетероструктур РАН, С.-Петербург, Россия

В. А. ЦАРЕВ, д.т.н., проф., Саратовский государственный

технический университет им. Гагарина Ю. А.,

Саратов, Россия

Ю. В. ЮХАНОВ, д.т.н., проф., Южный федеральный

университет, Ростов-на-Дону, Россия

ОТВЕТСТВЕННЫЙ СЕКРЕТАРЬ

С. Е. ГАВРИЛОВ, к.т.н., доц., Санкт-Петербургский

государственный электротехнический университет

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

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

Журнал выполняет следующие задачи:

– предоставлять авторам возможность публиковать результаты своих исследований;

– расширять сферу профессионального диалога российских и зарубежных исследователей;

– способствовать становлению лидирующих мировых

позиций ученых России в области теории и практики радиоэлектроники;

– знакомить читателей с передовым мировым опытом

внедрения научных разработок;

– привлекать перспективных молодых специалистов

к научной работе в сфере радиоэлектроники;

– информировать читателей о проведении симпозиумов, конференций и семинаров в области радиоэлектроники



Материалы журнала доступны по лицензии
Creative Commons Attribution 4.0



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

Registered by the Federal Service for Supervision of Communications, Information Technology and Mass Media (PI № FS77-74297 from 09.11.2018).
Subscription index in "Press of Russia" catalogue is 45818
Founder and publisher: Saint Petersburg Electrotechnical University (ETU)
Founded in 1998. Issued 6 times a year.
The journal is included in RSCI (Web of Science platform), Ulrichsweb Global Serials Director, Bielefeld Academic Search Engine, Google Scholar, Library of Congress, Research4Life, ResearchBib, WorldCat, The Lens, OpenAIRE.

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

EDITORIAL BOARD

EDITOR-IN-CHIEF

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

CHAIRMAN OF THE EDITORIAL BOARD

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

EDITORIAL BOARD:

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

Piotr SAMCZYNSKI, PhD, DSc, Associate Professor, Warsaw University of Technology, Institute of Electronic Systems, Warsaw, Poland

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

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

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

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

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

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

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

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

EXECUTIVE SECRETARY

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

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

Key Objectives:

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

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



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

СОДЕРЖАНИЕ

Оригинальные статьи

Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов

Тимофеев Г. А., Потрахов Н. Н., Грязнов А. Ю. Передача информации в рентгеновском диапазоне частот электромагнитного излучения.....6

Электродинамика, микроволновая техника, антенны

Парнес М. Д. Верификация измерений фазовращателей отражательной антенной решетки.....18

Радиолокация и радионавигация

Монаков А. А. Простой алгоритм компенсации миграций светящихся точек по дальности для режима бокового обзора РСА (англ.).....27

Галл Р. Д. Совместное использование станции активного подсвета и опорных источников сигналов при местоопределении наземных радиопередающих устройств, работающих через геостационарные ретрансляторы.....38

Бао Нгуен Фунг, Данг Куанг Хиеу. Синтез алгоритма траекторной обработки объектов методами теории кластеризации данных.....54

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

Кондратьева И. А., Красичков А. С., Станчева О. А., Мбазумутима Э., Шикама Ф., Нифонтов Е. М. Разработка алгоритма кластеризации кардиокомплексов с пострекцией для задач длительного мониторинга электрокардиосигнала.....68

Магруппов Т. М., Юлдашев З. М., Абдихаликов С. П. Аппаратно-программный медицинский комплекс дистанционного мониторинга показателей сердечных заболеваний (англ.).....78

Правила для авторов статей87

CONTENTS

Original articles

Radio-Engineering Means of Transmission, Reception and Processing of Signals

Timofeev G. A., Potrakhov N. N., Gryaznov A. Yu. Data Transmission in the X-Ray Emission Frequency Range of Electromagnetic Radiation.....6

Electrodynamics, Microwave Engineering, Antennas

Parnes M. D. Verification of Phase Shifter Measurements of a Reflective Array Antenna18

Radar and Navigation

Monakov A. A. A Simple Algorithm for Compensation for Range Cell Migration in a Stripmap SAR (*eng.*).....27

Gall R. D. Shared Operation of a Barrage Jammer and Reference Signal Sources for Determining Ground-Based Radio Transmitters Operating via Geostationary Relay Satellites.....38

Bao Nguyen Phung, Dang Quang Hieu. Synthesis of an Algorithm for Processing the Trajectories of Moving Objects Using the Methods of Data Clustering Theory.....54

Medical Devices and Devices for Control of the Environment, Substances, Materials and Products

Kondratyeva I. A., Krasichkov A. S., Stancheva O. A., Mbazumutima E., Shikema F., Nifontov E. M. Development of an Algorithm for Clustering Cardiac ECG Signals with Post-Correction for Long-Term ECG Monitoring.....68

Magrupov T. M., Yuldashev Z. M., Abdihalikov S. P. A Medical Hardware-Software System for Remote Monitoring of Heart Diseases (*eng.*).....78

Author's Guide.....87

Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов

УДК 621.386.12

Оригинальная статья

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2021-24-2-6-17>

Передача информации в рентгеновском диапазоне частот электромагнитного излучения

Г. А. Тимофеев[✉], Н. Н. Потрахов, А. Ю. Грязнов

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

✉ gennady92@gmail.com

Аннотация

Введение. Системы передачи информации в рентгеновском диапазоне частот электромагнитного излучения – рентгеновские системы связи (РСС) – обладают рядом преимуществ по сравнению с радио- и оптическими системами связи. Наиболее существенными из них с точки зрения практического использования являются: более высокая скрытность и устойчивость к внешним помехам, а также к перехвату и дешифровке. Актуальна разработка методики расчета основных параметров системы рентгеновской связи – дальности и скорости передачи информации, а также описание конструкции и результатов экспериментальных исследований действующего макета системы рентгеновской связи.

Цель работы. Разработка физико-технических основ систем передачи информации в рентгеновском диапазоне частот электромагнитного излучения.

Материалы и методы. Использована оригинальная методика расчета спектров рентгеновского излучения с учетом коэффициента ослабления в среде распространения.

Результаты. Предложена технология передачи информации в рентгеновском диапазоне частот электромагнитного излучения, включая методику расчета основных параметров: дальности и скорости передачи, а также – конструкцию действующего макета системы рентгеновской связи. Показана зависимость между этими параметрами и режимами работы рентгеновской трубки. Расчетные и экспериментальные данные совпадают с удовлетворительной для практического использования точностью. На их основании можно ожидать, что при напряжении на рентгеновской трубке 200 кВ и токе трубки 1 А в импульсе длительностью 1 мкс дальность передачи информации на воздухе составит около 250 м. Максимально возможная скорость передачи информации при использовании разработанной рентгеновской трубки составит 5 Мбит/с.

Заключение. Результаты аналитической оценки и экспериментальных исследований показали, что дальность и скорость передачи информации РСС определяются исключительно энергетическими возможностями передатчика: напряжением и средним током рентгеновской трубки во время генерирования пакета (серии) импульсов рентгеновского излучения, а также длительностью отдельного импульса рентгеновского излучения. Сделан вывод о том, что дальнейшее развитие РСС обусловлено, в первую очередь, разработкой специализированных источников рентгеновского излучения, генерирующих серии импульсов с минимально возможной длительностью каждого импульса в серии. С учетом специфических особенностей РСС могут составить реальную конкуренцию традиционным радио- и оптическим системам связи для связи и навигации.

Ключевые слова: рентгеновское излучение, передача информации, системы связи, дальность передачи, скорость передачи

Для цитирования: Тимофеев Г. А., Потрахов Н. Н., Грязнов А. Ю. Передача информации в рентгеновском диапазоне частот электромагнитного излучения // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2021. Т. 24, № 2. С. 6–17. doi: 10.32603/1993-8985-2021-24-2-6-17

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 15.02.2021; принята к публикации после рецензирования 16.03.2021; опубликована онлайн 29.04.2021

© Тимофеев Г. А., Потрахов Н. Н., Грязнов А. Ю., 2021



Data Transmission in the X-Ray Emission Frequency Range of Electromagnetic Radiation

Gennadiy A. Timofeev[✉], Nikolay N. Potrakhov, Artem Yu. Gryaznov

Saint Petersburg Electrotechnical University, St Petersburg, Russia

✉ gennady92@gmail.com

Abstract

Introduction. Data transmission systems using the X-ray frequency range of electromagnetic radiation – X-ray communication system (XCS) have a number of advantages in comparison with radio or optical communication systems. The most significant advantages for practical use are their higher stealth and external interferences resistance, as well as stability against interception and decryption. It is of importance to develop a method for calculating the main parameters of an X-ray communication system: the range and speed of data transmission. In addition, the construction design and results of experimental research of the current X-ray communication system should be provided.

Aim. To develop physical and technical foundations of data transmission systems using the X-ray frequency range of electromagnetic radiation.

Materials and methods. We used an original method of calculating the X-ray emission spectrum, taking into account the attenuation coefficient in the propagation medium.

Results. A technique for data transmission using the X-ray frequency range of electromagnetic radiation was suggested, including a method for calculating basic parameters e.g. the transmission range and speed, as well as the construction design of the current X-ray communication system model. Relations between these parameters and the operating modes of the X-ray tube were shown. The calculated and experimental data were in good agreement, sufficient for practical use. On their basis, it can be expected that at a voltage across the X-ray tube of 200 kV and the tube current of 1A in a 1- μ s pulse, data transmission range in free air will be about 250 m. The maximum possible data transmission rate when using the developed X-ray tube will be 5 Mbit/s.

Conclusions. The results of analytical and experimental investigations showed that the range and rate of data transmission of the XCS are exclusively determined by the transmitter energetic capabilities: by voltage and average the X-ray tube current during the generation of packages (series) of the X-ray pulses, as well as by the duration of a single X-ray pulse. It is concluded that the prospects of XCS depend on the development of specialized X-ray sources generating a series of pulses with the minimum possible duration of every single pulse in a series. Taking into account the specific features, XCS can become an alternative to conventional radio and optical systems for communication and navigation.

Keywords: X-ray emission, data transmission, communication systems, transmission range, transmission rate

For citation: Timofeev G. A., Potrakhov N. N., Gryaznov A. Yu. Data Transmission in the X-Ray Emission Frequency Range of Electromagnetic Radiation. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2021, vol. 24, no. 2, pp. 6–17. doi: 10.32603/1993-8985-2021-24-2-6-17

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

Submitted 15.02.2021; accepted 16.03.2021; published online 29.04.2021

Введение. В настоящее время рентгеновские системы передачи информации практически не используются для осуществления беспроводной связи между различными объектами. В основном это можно объяснить радиационной опасностью от рентгеновского излучения и успешным применением радио- и оптических систем связи, удовлетворяющих практически всем современным потребностям.

Перспективы развития рентгеновских систем связи (РСС) обусловлены некоторыми специфическими свойствами электромагнитного излучения в рентгеновском (эксагерцовом – условно от 1 до $100 \cdot 10^{18}$ Гц) диапазоне частот.

Теоретически существует ряд факторов, которые в целом позволяют РСС конкурировать с радио- и оптическими системами связи в некоторых, весьма важных, областях. Так, использование

рентгеновского излучения потенциально позволяет:

- повысить проникающую способность сигнала при прохождении сквозь плотную среду, например пыльные или снежные вихри;
- обеспечить устойчивую связь в условиях сильных радио- и оптических помех или активного противодействия;
- передать сигнал непосредственно через металлический корпус, например, летательного аппарата или плазму, окружающую спускаемый космический аппарат (КА) при взлете и посадке.

По предварительной оценке, наиболее рациональным применением РСС может быть:

- связь группы космических кораблей, в том числе маневрирующих;
- связь со спускаемым космическим аппаратом или другими высокоскоростными объектами, окруженными облаком плазмы, "непрозрачной" для радиочастотного излучения;
- связь в дальнем космосе;
- стыковка КА или их посадка на планеты, спутники планет, астероиды и т. д.;
- навигация КА по искусственным или естественным источникам рентгеновского излучения.

Первым устройством такого рода следует считать разработанный в 1968 г. коллективом ЦНИИ РТК гамма-лучевой высотомер "Кактус", управляющий системой включения двигателей мягкой посадки космических кораблей [1]. В дальнейшем физико-технические основы РСС, предназначенные для целей дальнометрии, были рассмотрены в [2].

Последние несколько лет ведутся активные практические и теоретические исследования в области создания технологий рентгеновской связи, дальнометрии и навигации. Например, в США разработана экспериментальная установка, на которой выполнены успешные эксперименты по передаче звуковой информации в космосе. Работы ведутся специалистами центра GODDARD NASA и финансируются NASA и DARPA. С 2018 г. NASA проводит на американском сегменте МКС эксперименты по измерению дальности рентгеновской связи. По мнению специалистов NASA, в перспективе средства космической рентгеновской связи смогут работать в дальнем космосе со скоростью передачи информации десятки гигабит в секунду [3]. К настоящему времени достаточно большое число статей о системах рентгеновской связи [4, 5], навигации по рентгеновским пульсарам [6, 7], а также о возмож-

ности применения рентгеновской навигационной системы XNAV для рентгеновской связи [8] опубликовано в Китае.

Очевидно, что применение РСС в космонавтике имеет большие перспективы. Однако, как показывает практика, РСС могут найти применение и в других областях техники, например при создании систем мягкой посадки летательных аппаратов в условиях недостаточной видимости (в том числе неблагоприятные метеорологические условия) и при обледенениях [9].

В настоящее время исследования в области разработки РСС проводятся на кафедре электронных приборов и устройств СПбГЭТУ. В качестве источника рентгеновского излучения используется первая отечественная рентгеновская трубка с фотокатодом и электронным умножением тока фотокатода (ФРТ), разработанная совместно с ЦНИИ "Электрон" и ЗАО "Светлана-Рентген" [10, 11].

Теоретическая оценка дальности передачи информации в рентгеновском диапазоне частот электромагнитного излучения. В потоке излучения, генерируемого рентгеновской трубкой (РТ), присутствует целый набор отдельных квантов, каждый со своей энергией, составляющих так называемый спектр рентгеновского излучения (РИ) этой трубки. Энергия каждого кванта E_i (в килоэлектрон-вольтах) в спектре РИ лежит в диапазоне значений от минимальной E_{\min} до максимальной E_{\max} . Минимальная энергия E_{\min} соответствует энергии, при которой еще возможен выход квантов РИ через выходное окно рентгеновской трубки. Она зависит от материала и толщины выходного окна РТ. Обычно E_{\min} находится в диапазоне энергий от 5 до 10 кэВ. Максимальная энергия определяется напряжением на рентгеновской трубке U , кВ:

$$E_{\max} = eU,$$

где $e = 1.6 \cdot 10^{-19}$ Кл – заряд электрона.

При этом существует строгая зависимость между значением энергии кванта E_i и количеством n квантов с этой энергией в спектре излучения РТ [12]. В общем случае спектр рентгеновского излучения характеризуется спектральной плотностью и спектральной интенсивностью.

Спектральная плотность q определяется количеством квантов n с определенной энергией E_i , генерируемых в единицу времени и в единицу телесного угла, $\frac{\text{шт.}}{\text{с} \cdot \text{ср}}$:

$$q = n E_i. \quad (1)$$

Спектральная интенсивность j определяется произведением количества квантов с одинаковой энергией на значение этой энергии, $\frac{\text{кэВ}}{\text{с} \cdot \text{ср}}$:

$$j(E_i) = n(E_i) E_i.$$

Соответственно, суммарное количество квантов N (в штуках) в спектре рентгеновского излучения определяется интегрированием (1) по всему диапазону их энергий в этом спектре:

$$N = \int_0^{E_{\max}} n(E_i) dE.$$

Суммарная (интегральная) интенсивность I (в килоэлектрон-вольтах) генерируемого рентгеновского излучения определяется по выражению

$$I = \int_{E_{\min}}^{E_{\max}} n(E_i) E_i dE = \int_{E_{\min}}^{E_{\max}} j(E_i) dE.$$

В качестве примера на рис. 1 представлена зависимость спектральной интенсивности излучения от энергии квантов (1 – фильтрация излучения отсутствует; 2 – фильтрация Al толщиной 3 мм). Данные получены с помощью программы для моделирования спектров излучения "Спектрон". Расчеты выполнены при напряжении на рентгеновской трубке $U = 75$ кВ, токе $i = 1$ мА, расстоянии до точки измерения $R = 1$ м и порядковом номере материала мишени (W) анода рентгеновской трубки – $Z = 74$.

Подробно практические вопросы расчета характеристик спектра рентгеновского излучения рассмотрены в [13].

Как известно, для точечного источника рентгеновского излучения (ИРИ), т. е. источника, размеры которого много меньше расстояния R между самим источником и детектором излучения, интегральная интенсивность излучения при условии отсутствия ослабления средой распространения

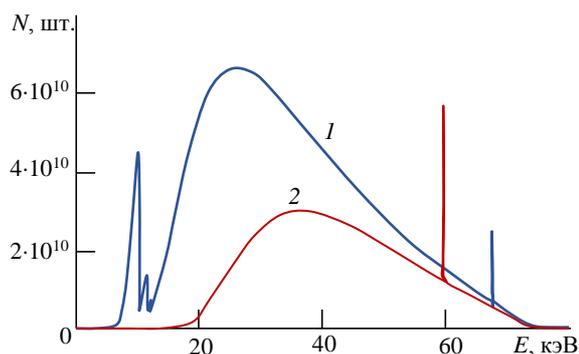


Рис. 1. Спектр рентгеновского излучения рентгеновской трубки с массивной мишенью

Fig. 1. X-ray spectrum of an X-ray tube with a massive target уменьшается пропорционально квадрату этого расстояния [14]:

$$I(R) = \frac{I_0}{4\pi R^2}, \quad (2)$$

где I_0 – интегральная интенсивность рентгеновского излучения в точке расположения ИРИ.

При прохождении рентгеновского излучения через среду распространения количество квантов и их энергия уменьшаются вследствие взаимодействия с молекулами, атомами и электронами вещества этой среды.

Закон уменьшения интенсивности излучения описывается в виде

$$I(\mu, R) = I_0 e^{-\mu(E)R}, \quad (3)$$

где $\mu(E)$ – коэффициент ослабления рентгеновского излучения веществом среды на единицу расстояния, проходимого излучением в среде.

Коэффициент ослабления излучения μ имеет сложную зависимость от энергии кванта первичного потока рентгеновского излучения. В качестве примера в табл. 1 приведены значения этого коэффициента для воздуха в диапазоне энергий квантов от 10 до 300 кэВ [15].

На практике интегральная интенсивность рентгеновского излучения на расстоянии R от ИРИ оперативно может быть рассчитана по формуле

$$I_0 = \frac{k i Z}{4\pi R^2} U_{\max}^2,$$

где k – коэффициент пропорциональности; i – ток рентгеновской трубки; Z – порядковый номер материала мишени анода рентгеновской трубки;

Табл. 1. Зависимость значений коэффициента ослабления μ от энергии E для воздуха

Table 1. Dependence of the attenuation coefficient μ on the energy value E for free air

E , кэВ	10	30	40	50	75	100	150	200	300
$\mu \cdot 10^2, \text{м}^{-1}$	$7 \cdot 10^{-3}$	$5 \cdot 10^{-4}$	$3.4 \cdot 10^{-4}$	$2.8 \cdot 10^{-4}$	$2.4 \cdot 10^{-4}$	$2 \cdot 10^{-4}$	$1.7 \cdot 10^{-4}$	$1.5 \cdot 10^{-4}$	$1.3 \cdot 10^{-4}$

U – напряжение на рентгеновской трубке; R – расстояние до точки измерения.

С учетом (2) и (3) общее выражение для закона уменьшения интенсивности рентгеновского излучения при оценке дальности его распространения от ИРИ будет иметь вид

$$I = \frac{I_0}{4\pi R^2} e^{-\mu(E_{\text{эф}})R} = \frac{k i Z U^2}{4\pi R^2} e^{-\mu(eU_{\text{эф}})R} S_d,$$

где $E_{\text{эф}} = eU_{\text{эф}}$ – эффективная энергия квантов, соответствующая эффективному значению напряжения на рентгеновской трубке ($U_{\text{эф}} = 2/3U_{\text{max}}$); $S_d = \pi r^2$ – площадь входного окна детектора РИ с радиусом r (в метрах).

В табл. 2 представлены результаты расчетов количества квантов рентгеновского излучения N в зависимости от расстояния R до точки измерения, а также от напряжения U на рентгеновской трубке ИРИ. Расчеты выполнены при токе трубки 1 мА и площади входного окна детектора 10^{-4} м^2 для двух сред распространения РИ: вакуум и воздух.

Результаты расчетов в графическом виде представлены на рис. 2. Они показывают, что влияние ослабления воздухом на количество квантов значительно сказывается лишь, начиная с расстояний свыше 100 м. Кроме того, поскольку количество

квантов, генерируемых рентгеновской трубкой ИРИ, прямо пропорционально ее току, данные позволяют оценить дальность распространения РИ при значениях тока, существенно превышающих 1 мА. Так, наиболее мощные отечественные рентгеновские трубки серии ИМА имеют ток в импульсе до нескольких килоампер.

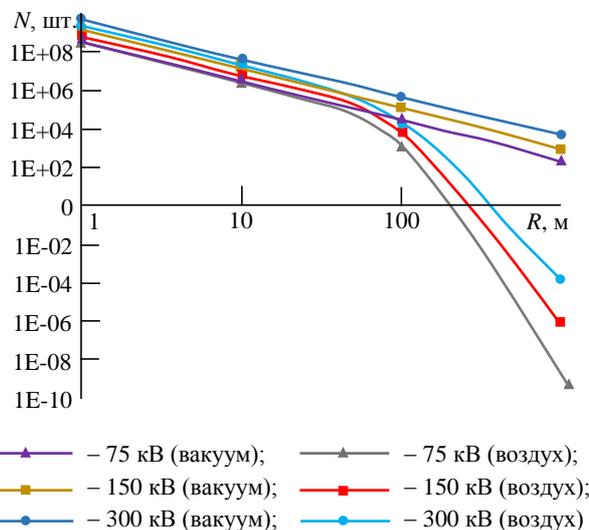


Рис. 2. Зависимость количества квантов N от расстояния R и напряжения на рентгеновской трубке U

Fig. 2. Dependence of quanta number N on the range R and the voltage U on the X-ray tube

Табл. 2. Зависимость количества квантов N от расстояния R и напряжения U на рентгеновской трубке

Table 2. Dependence of quanta number N on the range R and the voltage U on the X-ray tube

N , шт.		U , кВ				
		75	100	150	200	300
		Вакуум				
R , м	1	2.65E+08	5.37E+08	1.23E+09	2.04E+09	4.54E+09
	10	2.65E+06	5.37E+06	1.23E+07	2.04E+07	4.54E+07
	100	2.65E+04	5.37E+04	1.23E+05	2.04E+05	4.54E+05
	1000	2.65E+02	5.37E+02	1.23E+03	2.04E+03	4.54E+03
	10 000	2.65E+00	5.37E+00	1.23E+01	2.04E+01	4.54E+01
		Воздух				
R , м	1	2.30E+08	4.50E+08	5.50E+08	1.76E+09	2.20E+09
	10	1.30E+06	2.70E+06	4.20E+06	1.11E+07	1.70E+07
	100	5.44E+02	1.56E+03	4.04E+03	1.06E+04	2.32E+04
	1000	6.00E-10	1.44E-08	4.50E-07	4.95E-06	1.10E-04

Экспериментальная оценка дальности передачи информации в рентгеновском диапазоне частот электромагнитного излучения проводилась с помощью специального стенда, структурная схема которого приведена на рис. 3.

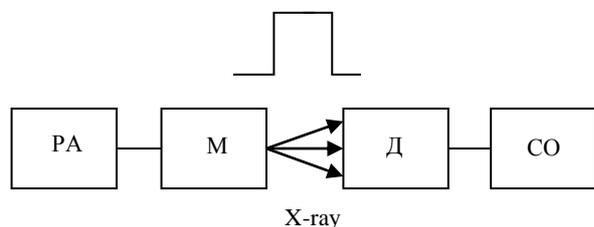


Рис. 3. Структурная схема стенда для экспериментальной оценки дальности передачи информации в рентгеновском диапазоне

Fig. 3. A block scheme of a stand for experimental evaluation of the range of data transmission in the X-ray emission range

В качестве ИРИ использовался промышленный рентгеновский аппарат РА на максимальное напряжение 200 кВ, предназначенный для работы в непрерывном режиме с током рентгеновской трубки до 10 мА. Для модуляции потока рентгеновского излучения РА использовалось механическое устройство М, которое открывало свинцовую заглушку выходного окна рентгеновского аппарата на время $\tau = 300$ мкс с частотой 50 Гц. В качестве детектора рентгеновского излучения Д использовался кремниевый фотодиод площадью около 3000 мм^2 . На выходном окне фотодиода располагался сцинтиллятор в форме диска диаметром 60 мм, толщиной 2 мм из CsI(Tl), преобразующий рентгеновское излучение в оптическое [16].

Схема обработки СО интегрировала выходной ток фотодиода в течение импульса рентгеновского излучения и преобразовывала суммарный электрический заряд Q в 20-разрядный цифровой код. Соответственно, суммарная энергия всех квантов, зарегистрированных детектором за время импульса в условиях эксперимента, оценивалась по формуле

$$I = \frac{Q}{k_{\text{сц}} k_{\text{т}} \Phi_{\text{д}}},$$

где $k_{\text{сц}} = 0.11$ – коэффициент конверсионной эффективности сцинтиллятора (отношение энергии сгенерированного оптического излучения к поглощенной в сцинтилляторе энергии рентгеновского излучения); $k_{\text{т}} = 0.4$ – коэффициент световыхода сцинтиллятора (количество квантов оптического излучения, испускаемых сцинтиллятором при попадании в него одного кванта рентгеновского излучения); $\Phi_{\text{д}} = 0.38 \text{ А/Вт}$ – фоточувствительность фотодиода (отношение выходного тока фотодиода к входной энергии оптического излучения).

С целью оценки количества квантов N , генерируемых за время импульса τ , для каждого значения напряжения трубки ИРИ выбиралось некоторое условное значение энергии одного кванта – $E_{\text{эф}}$, составляющее 0.75 от максимального значения энергии квантов в спектре ИИ.

Результаты экспериментальной оценки дальности распространения пакета квантов, содержащихся в импульсе рентгеновского излучения длительностью 300 мкс, в зависимости от напряжения и тока рентгеновской трубки ИРИ на воздухе представлены в табл. 3 [17, 18].

Табл. 3. Зависимость количества квантов рентгеновского излучения от расстояния между источником рентгеновского излучения и точкой измерения (эксперимент)

Table 3. Dependence of the quanta number of X-ray on the range between source-ray transmitter and target measurement point (experiment)

U, кВ	$E_{\text{эф}}$, кэВ	i, мА	R, м			
			6.5		9	
			$I \cdot 10^3$, кэВ	N, шт.	$I \cdot 10^3$, кэВ	N, шт.
75	56	5	45	803	26	577
100	75	1	46,2	616	27	360
150	112	1	210	1875	116	1035
200	150	1	498	3320	275	1833

Экстраполируя полученные экспериментальные результаты, можно оценить расстояние, на котором будет зарегистрировано условно минимальное количество квантов рентгеновского излучения, необходимое для передачи единицы информации, например в двоичном коде.

С этой целью можно принять, что, во-первых, для передачи в двоичном коде одного бита информации – логической "1" достаточно зарегистрировать детектором приемника рентгеновского излучения (ПРИ) за время входного импульса рентгеновского излучения не менее трех квантов. Соответственно для логического "0" – отсутствие зарегистрированных квантов. Во-вторых, для повышения помехозащищенности, например от фонового космического излучения, в составе ПРИ будут использованы не менее трех независимых детекторов, параллельно регистрирующих кванты (данные вопросы планируется подробно изучить в рамках отдельного исследования).

В этом случае предельной дальностью передачи рентгеновского сигнала станет расстояние, на котором через площадь входного окна ПРИ за время импульса рентгеновского излучения пролетает не менее 9 квантов. Экстраполяция зависимостей, представленных в табл. 2 и 3, позволяет оценить предельную дальность для конкретного режима работы ПРИ по напряжению, току и длительности импульса рентгеновского излучения.

Аппроксимация экспериментальных данных (табл. 3) с учетом прямо пропорциональной зависимости количества квантов от тока рентгеновской трубки и от длительности импульса рентгеновского излучения для напряжения 200 кВ, тока 1 А (характерное значение импульсного тока для

некоторых современных типов источников электронов), длительности импульса 1 мкс и площади детектора 30 см^2 показала дальность передачи около 250 м. Аппроксимация теоретических данных (табл. 2) для этих же условий – 594 м.

Вполне допустимое для подобных оценок расхождение результатов объясняется тем, что в оценочных расчетах, основанных на экспериментальных данных, было принято допущение о монохроматичности рентгеновского излучения – одинаковой энергии $E_{\text{эф}}$ для всех квантов в импульсе.

В теоретических расчетах программа учитывает весь спектр энергий квантов этого импульса.

Очевидно, что предельная дальность передачи информации зависит от конструктивных ограничений по массе, габаритам и энергопотреблению технических средств РСС, определяющих интенсивность рентгеновского сигнала, а также от скорости передачи информации.

Для экспериментальной оценки возможной скорости передачи информации в рентгеновском диапазоне частот электромагнитного излучения использовался стенд на основе специально разработанной первой отечественной рентгеновской трубки с фотокатодом и электронным умножением тока фотокатода. Внешний вид ФРТ и структурная схема стенда для исследования ее характеристик представлены на рис. 4, а и б соответственно. Обозначения на рис. 4: 1 – световод; 2 – фотокатод ФК; 3 – фотоэлектроны; 4 – модулятор М (фокусирующий электрод); 5 – вторичные электроны; 6 – диноды; 7 – сцинтиллятор; 8 – фотоны; 9 – рентгеновская трубка; 10 – анод; 11 – источник питания секции фотоэлектронного умножителя ФЭУ; 12 – источник

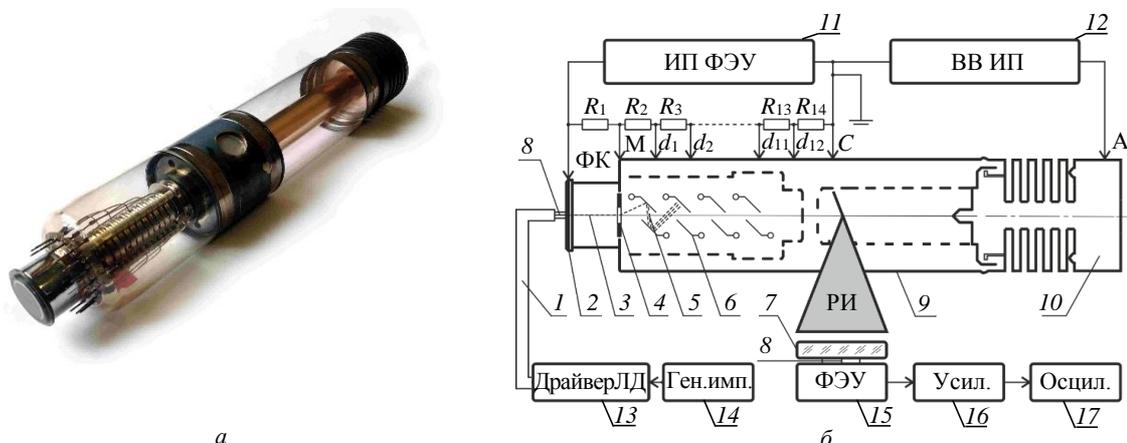


Рис. 4. Рентгеновская трубка с фотокатодом (а) и структурная схема стенда для исследования ее характеристик (б)

Fig. 4. X-ray tube with a photocathode (a) and a block scheme of a stand for studying its characteristics (b)

питания высоковольтный; 13 – лазерный диод со специализированным драйвером; 14 – генератор импульсов; 15 – фотоэлектронный умножитель ФЭУ; 16 – импульсный усилитель; 17 – осциллограф.

Как уже отмечалось, принципиальным отличием этой трубки от всех известных конструкций рентгеновских трубок является использование в качестве катодного узла ФЭУ с 12-каскадной диодной системой ($d_1 \dots d_{12}$).

Стенд для экспериментального исследования характеристик ФРТ содержит источники напряжения (ИП) для ФЭУ и анода ФРТ, оптический модулятор (ОМ) для засветки фотокатода, а также детектор рентгеновского излучения.

В качестве ОМ использовался лазерный светодиод CWLD и специализированный драйвер iC-NKb. Максимум интенсивности в спектре оптического излучения светодиода располагается на длине волны 455 нм и соответствует максимуму чувствительности фотокатода ФРТ. Для регистрации рентгеновского излучения использовался детектор на основе сцинтиллятора с минимальным временем высвечивания (длительности сцинтилляционного сигнала) и ФЭУ-85 с предусилителем.

В ходе экспериментальных исследований была определена минимально возможная длительность импульса рентгеновского излучения, генерируемого ФРТ. Критерий оценки минимальной длительности – отсутствие искажений формы передаваемого импульса рентгеновского излучения, в том числе уменьшение его амплитуды.

В качестве примера на рис. 5 представлены осциллограммы электрических сигналов: *a* – "входного", подаваемого драйвером на лазерный диод; *б* – "выходного", снимаемого с ФЭУ детектора рентгеновского излучения.

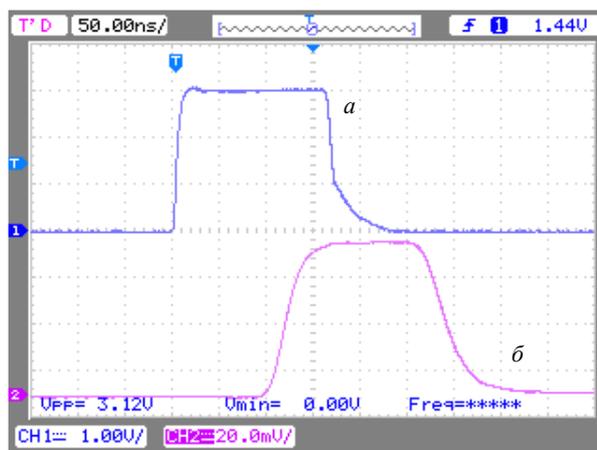


Рис. 5. Осциллограммы электрических сигналов при передаче одиночного импульса

Fig. 5. Waveforms of electrical signals when transmitting a single pulse

Длительность фронта и спада импульса рентгеновского излучения на осциллограмме составляет не более 40 нс (рис. 5, *б*), что позволяет считать минимальную длительность одного бита в рентгеновском сигнале при использовании данной ФРТ равной 100 нс.

При такой длительности бита максимальная скорость передачи информации с помощью РСС на основе разработанной ФРТ теоретически составляет 5 Мбит/с [19].

Современные технические средства для передачи информации в рентгеновском диапазоне частот электромагнитного излучения. В состав передатчика РСС (рис. 6) помимо ФРТ входят элементы, преобразующие аудиосигнал в цифровой оптический сигнал: микрофон, аналоговый усилитель, аналого-цифровой преобразо-

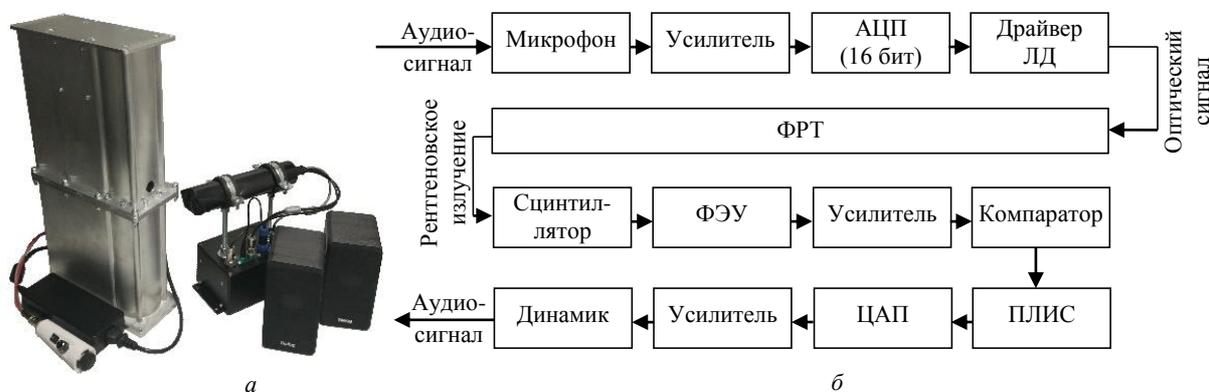


Рис. 6. Внешний вид макета (*a*) и структурная схема РСС (*б*)

Fig. 6. The appearance of the model (*a*) and block scheme of the XCS (*б*)



Рис. 7. Осциллограммы электрических сигналов при передаче пакета импульсов (фрагмент аудиозаписи)

Fig. 7. Waveforms of electrical signals during transmission of a pulses package (fragment of an audio recording)

ватель (АЦП) и лазерный светодиод со специализированным драйвером. В состав приемника входят детектор рентгеновского излучения на основе сцинтиллятора и ФЭУ, импульсный усилитель, а также схема обработки импульсов: формирователь импульсов (компаратор), программируемая логическая интегральная схема ПЛИС, цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП) и аналоговый усилитель с громкоговорителем.

На рис. 7 показаны осциллограммы электрических сигналов, иллюстрирующие процесс передачи фрагмента высококачественной музыкальной записи, преобразованной в 16-разрядный цифровой код с частотой дискретизации 44 кГц: *a* – на выходе АЦП (передаваемый пакет импульсов) и *б* – на входе ЦАП (принятый пакет импульсов). Разная длительность импульсов

в пакетах на представленных осциллограммах обусловлена особенностями постобработки принятого сигнала.

Передача аудиосигнала проводилась при напряжении на ФРТ 40 кВ, среднем токе 0.5 мА, импульсном токе 15 мА в импульсе длительностью 250 нс. Соответственно, длительность одного бита информации составляла 250 нс. Подсчет квантов не производился, определение "0" или "1" проводилось с помощью компаратора на выходе детектора, работающего в интегральном режиме. Дальность передачи, ограниченная уровнем шумов приемника рентгеновского излучения, составила 0.5 м, скорость передачи – 700 кбит/с.

Выводы. Результаты аналитической оценки и экспериментальных исследований показали, что дальность и скорость передачи информации РСС определяется исключительно энергетическими возможностями передатчика: напряжением и средним током рентгеновской трубки во время генерирования пакета (серии) импульсов рентгеновского излучения, а также длительностью отдельного импульса рентгеновского излучения.

При этом дальнейшее развитие РСС обусловлено в первую очередь разработкой специализированных источников рентгеновского излучения, генерирующих серии импульсов с минимально возможной длительностью каждого импульса в серии.

С учетом специфических особенностей РСС могут составить реальную конкуренцию традиционным радио- и оптическим системам связи для связи и навигации в космосе, в том числе дальнем, а также в системах мягкой посадки.

Список литературы

1. Железняков А. А началось все с "Кактуса" // Инновации. 2013. №1 (171). С. 13–17.
2. Герчиков Ф. Л. Управляемое импульсное рентгеновское излучение в приборостроении. М.: Энергоатомиздат, 1987. 88 с.
3. Mitchell J. W. NASA Set to Demonstrate X-ray Communications in Space // Cutting edge Goddard's Emerging Technologies. Winter. 2019. Vol. 15, iss. 2. P. 9–10.
4. X-ray communication based simultaneous communication and ranging / Song Shi-Bin, Xu Lu-Ping, Zhang Hua, Gao Na // Chin. Phys. B. 2015. Vol. 24, iss. 9 (094215). doi: 10.1088/1674-1056/24/9/094215
5. Next Generation of Space Wireless Communication Technology Based on X-ray / B. Zhao, C. Wu, L. Sheng, Y. Liu // Acta Photonica Sin. 2013. Vol. 42. P. 801–804. doi: 10.3788/gzxb20134207.0801
6. Emadzadeh A. A., Speyer J. L. Relative navigation between two spacecraft using X-ray pulsars // IEEE Trans. Control Syst. Technol. 2011. Vol. 19, iss. 5. P. 1021–1035. doi: 10.1109/TCST.2010.2068049
7. Development of XNAV algorithm and cycle ambiguity resolution / Q. Li, L. Jianye, Z. Guanglou, X. Zhi, Yuhang Xuebao // J. Astronautics. 2009. Vol. 30, iss. 4. P. 1460–1465.

8. Novel X-ray Communication Based XNAV Augmentation Method Using X-ray Detectors / Shibin Song, Luping Xu, Hua Zhang, Yuanjie Bai // Sensors. 2015. Vol. 15, iss. 9. P. 22325–22342. doi: 10.3390/s150922325

9. Экспериментальная оценка прохождения рентгеновского сигнала в условиях осадков и других условий распространения / В. В. Гребенщиков, М. В. Лобанов, А. Г. Егоров, В. П. Назарук, А. И. Нечаев, Н. Н. Потрахов, Г. А. Тимофеев // VI Всерос. науч.-практ. конф. производителей рентгеновской техники: материалы конф. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2019. С. 65–69.

10. Рентгеновская трубка с фотокатодом / В. Н. Лукьянов, Г. А. Мамаева, О. А. Филиппова, В. М. Фролов, Н. Н. Потрахов // III Всерос. науч.-практ. конф. производителей рентгеновской техники. Программа и материалы конф. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2016. С. 20–21.

11. Рентгеновская трубка с катодным узлом на базе фотоэлектронного умножителя и перспективы ее применения / Р. В. Кирпиченко, В. Н. Лукьянов, Д. Е. Миронов, О. А. Филиппова, Г. А. Мамаева, Н. Н. Потрахов, Г. А. Тимофеев, А. С. Баклин // IV Всерос. науч.-практ. конф. производителей рентгеновской техники. Программа и материалы конференции. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2017. С. 31–34.

12. Артемьев Б. В. Рентгеновская толщинометрия металлов. М.: Машиностроение-1, 2002. 104 с.

13. Потрахов Н. Н., Грязнов А. Ю. Особенности

"сверхжесткой" съемки в микрофокусной рентгенодиагностике // Мед. техника. 2005. № 5. С. 14–19.

14. Артемьев Б. В., Буклей А. А. Радиационный контроль. М.: Изд. дом "Спектр", 2011. 192 с.

15. Лейпунский О. И. Гамма-излучение атомного взрыва. М.: Атомиздат, 1959. 154 с.

16. Калинин Б. Д. Исследование рентгеновского излучения и развитие рентгеновского приборостроения в Санкт-Петербурге // Аналитика и контроль. 2020. Т. 24, № 3. С. 201–229. doi: 10.15826/analitika.2020.24.3.005

17. Источник импульсного рентгеновского излучения и способ беспроводной передачи данных на его основе / В. В. Гребенщиков, А. С. Дмитриев, А. И. Нечаев, Н. Н. Потрахов, Г. А. Тимофеев // Физические основы приборостроения. 2020. № 8(4). С. 38–47.

18. Experimental test-bench estimation of xray attenuation of precipitation and other conditions / V. V. Grebenshchikov, M. V. Lobanov, A. G. Egorov, V. P. Nazaruk, A. I. Nechaev, N. N. Potrakhov, G. A. Timofeev // AIP Conf. Proc. 2020. Vol. 2250, iss. 1. doi: 10.1063/5.0020836

19. Тимофеев Г. А., Потрахов Н. Н., Нечаев А. И. Экспериментальные исследования рентгеновского канала связи // V Всерос. науч.-практ. конф. производителей рентгеновской техники. Программа и материалы конференции. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2018. С. 99–105.

Информация об авторах

Тимофеев Геннадий Александрович – магистр по направлению "Электроника и микроэлектроника" (2016), аспирант кафедры электронных приборов и устройств Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 7 научных работ. Сфера научных интересов – технические и программные средства рентгеновской диагностики.

Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5, Санкт-Петербург, 197376, Россия

E-mail: gennady92@gmail.com

<https://orcid.org/0000-0001-9852-7908>

Потрахов Николай Николаевич – доктор технических наук (2009), заведующий кафедрой электронных приборов и устройств Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 378 научных работ. Сфера научных интересов – методики применения рентгеновского излучения в различных областях и технические средства для их реализации.

Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5, Санкт-Петербург, 197376, Россия

E-mail: nn@eltech-med.com

<http://orcid.org/0000-0001-8806-0603>

Грязнов Артем Юрьевич – доктор технических наук (2011), профессор (2018), заместитель заведующего кафедрой электронных приборов и устройств Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 208 научных работ. Сфера научных интересов: физика и техника рентгеновского излучения, рентгеноспектральный анализ.

Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5, Санкт-Петербург, 197376, Россия

E-mail: ay.gryaznov@yandex.ru

<http://orcid.org/0000-0003-2062-2213>

References

1. Zheleznyakov A. It all started with "Cactus". *Innovatsii* [Innovation]. 2013, no. 1 (171), pp. 13–17. (In Russ.)
2. Gerchikov F. L. *Upravlyayemoye impul'snoye rentgenovskoye izlucheniye v priborostroyenii* [Controllable pulsed X-ray radiation in instrumentation]. M., *Energoatomizdat*, 1987, 88 p. (In Russ.)
3. Mitchell J. W. NASA Set to Demonstrate X-ray Communications in Space. "Cutting edge" Goddard`s Emerging Technologies. Winter. 2019, vol. 15, iss. 2, pp. 9–10.
4. Song Shi-Bin, Xu Lu-Ping, Zhang Hua, Gao Na. X-ray communication based simultaneous communication and ranging. *Chin. Phys. B*. 2015, vol. 24, iss. 9. doi: 10.1088/16741056/24/9/094215
5. Zhao B., Wu C., Sheng L., Liu Y. Next Generation of Space Wireless Communication Technology Based on X-ray. *Acta Photonica Sin.* 2013, vol. 42. pp. 801–804. doi: 10.3788/gzxb20134207.0801
6. Emadzadeh A. A., Speyer J. L. Relative navigation between two spacecraft using X-ray pulsars. *IEEE Trans. Control Syst. Technol.* 2011, vol. 19, pp. 1021–1035. doi: 10.1109/TCST.2010.2068049
7. Li Q., Jianye L., Guanglou Z., Zhi X. Development of XNAV algorithm and cycle ambiguity resolution. *Yuhang Xuebao J. Astronautics*. 2009, vol. 30, iss. 4, pp. 1460–1465.
8. Shibin Song, Luping Xu, Hua Zhang, Yuanjie Bai. Novel X-ray Communication Based XNAV Augmentation Method Using X-ray Detectors. *Sensors*. 2015, vol. 15, iss. 9, pp. 22325–22342. doi:10.3390/s150922325
9. Grebenshchikov V. V., Lobanov M. V., Egorov A. G., Nazaruk V. P., Nechaev A. I., Potrakhov N. N., Timofeev G. A. Experimental test-bench estimation of xray attenuation of precipitation and other conditions. Proc. of the VI Russian Scientific and practical conference of X-ray equipment manufacturers. SPb, *SPbGETU*, 2019, pp. 65–69. (In Russ.)
10. Lukyanov V. N., Mamaeva G. A., Filippova O. A., Frolov V. M., Potrakhov N. N. X-ray tube with photocathode. Proc. of the III Russian Scientific and practical conference of X-ray equipment manufacturers. SPb, *SPbGETU*, 2016, pp. 20–21. (In Russ.)
11. Kirpichenko R. V., Lukyanov V. N., Mironov D. E., Filippova O. A., Mamaeva G. A., Potrakhov N. N., Timofeev G. A., Baklin A. S. X-ray tube with a cathode node based on a photoelectron multiplier and prospects for its application. Proc. of the IV Russian Scientific and practical conf. of X-ray equipment manufacturers. SPb, *SPbGETU*. 2017, pp. 31–34. (In Russ.)
12. Artemiev B. V. *Rentgenovskaya tolshchinometriya metallov* [X-ray thickness measurement of metals]. M., *Mashinostroyeniye-1*, 2002, 104 p. (In Russ.)
13. Potrakhov N. N., Gryaznov A. Yu. Features of "super-rigid" shooting in microfocus X-ray diagnostics. *Meditsinskaya tekhnika* [Medical equipment]. 2005, no. 5, pp. 14–19. (In Russ.)
14. Artemiev B. V., Buklei A. A. *Radiatsionnyy control* [Radiation monitoring]. M., *Izd. Dom "Spektr"*, 2011, 192 p. (In Russ.)
15. Leipunsky O. I. *Gamma-izlucheniye atomnogo vzryva* [Gamma radiation of an atomic explosion]. M., *Atomizdat*, 1959, 154 p. (In Russ.)
16. Kalinin B.D. Investigation of X-ray radiation and development of X-ray instrumentation in St. Petersburg. *Analitika i kontrol'* [Analytics and control]. 2020, vol. 24, no. 3, pp. 201–229. doi: 10.15826/analitika.2020.24.3.005 (In Russ.)
17. Grebenshchikov V. V., Dmitriev A. S., Nechaev A. I., Potrakhov N. N., Timofeev G. A. High Frequency x-Ray Pulsed Source and the Method for Wireless Data Transmission. *Fizicheskiye osnovy priborostroyeniya* [Physical foundations of instrumentation]. 2020, no. 89 (4), pp. 38–47. (In Russ.)
18. Grebenshchikov V. V., Lobanov M. V., Egorov A. G., Nazaruk V. P., Nechaev A. I., Potrakhov N. N. and Timofeev G. A. Experimental test-bench estimation of xray attenuation of precipitation and other conditions. *AIP Conf. Proc.* 2020, vol. 2250, iss. 1. doi: 10.1063/5.0020836
19. Timofeev G. A., Potrakhov N. N., Nechaev A. I. Experimental studies of the X-ray communication channel. Proc. of the V Russian Scientific and practical conference of X-ray equipment manufacturers. SPb, *SPbGETU*, 2018, pp. 99–104. (In Russ.)

Information about the authors

Gennadiy A. Timofeev, Master's degree in Electronics and Nanoelectronics (2016), post-graduate student of the Department of Electronic Devices and Devices of the Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 7 scientific publications. Area of expertise: technical and software tools for X-ray diagnostics.
Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 Professor Popov St., St Petersburg 197376, Russia
E-mail: gennady92@gmail.com
<https://orcid.org/0000-0001-9852-7908>

Nikolay N. Potrakhov, Dr. Sci. (2009), head of the Department of electronics and devices of the Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 378 scientific publications. Area of expertise: methods of application of X-ray radiation in various fields and technical means for their implementation.

Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 Professor Popov St., St Petersburg 197376, Russia

E-mail: nn@eltech-med.com

<https://orcid.org/0000-0001-8806-0603>

Artem Yu. Gryaznov, Dr. Sci. (2011), Professor (2018), deputy head of the Department of electronic devices and devices of the Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 208 scientific publications. Area of expertise: physics and technology of X-ray radiation, X-ray spectral analysis.

Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 Professor Popov St., St Petersburg 197376, Russia

E-mail: ay.gryaznov@yandex.ru

<http://orcid.org/0000-0003-2062-2213>

Электродинамика, микроволновая техника, антенны

УДК 621.396.965

Оригинальная статья

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2021-24-2-18-26>

Верификация измерений фазовращателей отражательной антенной решетки

М. Д. Парнес✉

ООО "Резонанс", Санкт-Петербург, Россия

✉info@antennas.spb.ru

Аннотация

Введение. В больших фазированных антенных решетках (ФАР) широко используются оптические схемы возбуждения, основными элементами которых являются облучатель и отражательная апертура, состоящая из нескольких десятков тысяч излучателей и фазовращателей. В отражательных ФАР основные искажения диаграммы направленности происходят за счет фазовых ошибок, приводящих к снижению усиления и росту боковых лепестков. В миллиметровом диапазоне длин волн ферритовые фазовращатели могут иметь начальную фазу от 0 до 360°, поэтому после сборки в решетку необходимо проводить их фазовые измерения.

Цель исследования. Создание способа оценки погрешности измерений параметров фазовращателей в составе антенной решетки на основе сопоставления теоретических положений с экспериментальными данными.

Материалы и методы. Удобным способом определения параметров фазовращателей является использование метода летающего пробника (flying probe), при котором подвижный пробник последовательно соединяется с каждым элементом решетки. Если элемент ФАР представляет собой единую конструкцию из ферритового отрезка и диэлектрического излучателя, то измерения проводят с помощью отрезка круглого волновода, надвигающегося на излучатель. Для проверки погрешности этой схемы измерений используется механически управляемый фазовращатель.

Результаты. Рассчитаны погрешности измерений конструкции с подвижным пробником, исходя из предположения о фазовой ошибке, возникающей из-за векторного сложения управляемого и неуправляемого отраженных сигналов на входе элемента ФАР. Измерены S-параметры стыковочной секции. По экстремумам функции ошибки определены максимальные погрешности измерения фазы и амплитуды.

Заключение. Проведенный анализ показал правомерность выбранного метода оценки погрешности измерений параметров фазовращателей в составе решетки, что определяет перспективы его дальнейшего использования. Погрешность измерений элементов ФАР по предложенной схеме составила около 3°, что соизмеримо с погрешностью регистрирующего прибора.

Ключевые слова: отражательная фазированная антенная решетка, фазовращатели, измерение амплитудно-фазового распределения, сканер

Для цитирования: Парнес М. Д. Верификация измерений фазовращателей отражательной антенной решетки // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2021. Т. 24, № 2. С. 18–26. doi: 10.32603/1993-8985-2021-24-2-18-26

Благодарности. Автор выражает благодарность профессору СПбГЭТУ "ЛЭТИ" И. Б. Вендик и главному метрологу ООО "Резонанс" А. С. Гарбаруку за оказанную помощь в работе над статьей и подготовке ее к печати.

Источник финансирования. Работа выполнена на предприятии ООО "Резонанс".

Конфликт интересов. Автор заявляет об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 28.01.2021; принята к публикации после рецензирования 28.02.2021; опубликована онлайн 29.04.2021



Verification of Phase Shifter Measurements of a Reflective Array Antenna

Michael D. Parnes ✉

Company "Resonance Ltd", St Petersburg, Russia

✉info@antennas.spb.ru

Abstract

Introduction. Large-size phased antenna arrays (PAA) frequently incorporate optical excitation schemes, whose main elements include the feed and the reflective aperture. In turn, the reflective aperture consists of several tens of thousands of radiators and phase shifters. Major distortions of the radiation pattern in reflective arrays occur due to phase errors, leading to a decrease in the gain and an increase in the side lobes of the radiation pattern. In the millimeter wavelength range, ferrite phase shifters can have an initial phase from 0 to 360°, thus requiring measurements of the array elements following their assembly.

Aim. To develop a method for evaluating errors in measurements of the parameters of phase shifters incorporated in an antenna array by comparing theoretical and experimental data.

Materials and methods. A convenient method for determining the parameters of phase shifters is probing, in which a movable probe is connected in series with each array element. In cases where a PAA element represents a single structure consisting of a ferrite segment and a dielectric radiator, measurements are carried out using a probe in the form of a segment of a round waveguide moving towards the radiator. In order to evaluate the measurement error of such a scheme, a mechanically controlled reference phase shifter was used.

Results. Measurement errors for the probe structure used were calculated based on the assumption of the phase error arising from the vector addition of the controlled and uncontrolled reflected signals at the input of the PAA element, in the section of the reference plane at the input of the probe. In addition, the S-parameters of the superposition section were calculated. The extrema of the error function were used to determine the maximum errors in measuring the phase and amplitude.

Conclusion. The performed analysis confirmed the validity of the proposed method for measuring the parameters of phase shifters using a waveguide probe. The measurement error of the PAA elements according to the proposed scheme was found to be about 3°, which is commensurate with that of recording devices.

Keywords: phased reflective array antenna, phase shifters, amplitude-phase distribution measurement, measuring probe

For citation: Parnes M. D. Verification of Phase Shifter Measurements of a Reflective Array Antenna. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2021, vol. 24, no. 2, pp. 18–26. doi: 10.32603/1993-8985-2021-24-2-18-26

Acknowledgments. The author is grateful to Professor ETU I. B. Vendik and chief metrologist of Resonance Ltd A. S. Garbaruk for their assistance in working on the article and preparing it for publication.

Source of financing. The work was carried out using the facilities of the Resonance Ltd enterprise.

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

Submitted 28.01.2021; accepted 28.02.2020; published online 29.04.2021

Введение. В больших фазированных антенных решетках (ФАР) при соотношениях размера к длине волны более 100 широко используются оптические схемы возбуждения [1–3]. Основными элементами оптической схемы ФАР в миллиметровом диапазоне волн являются облучатель и отражательная апертура, состоящая из нескольких десятков тысяч излучателей и фазовращателей (ФВ) (рис. 1).

После сборки антенных элементов в решетке из ферритовых ФВ необходимо измерить управляющую характеристику каждого ФВ, т. е. зависимость фазы отраженной волны от времени перемагничивания феррита $\varphi_{\text{изм}}(\tau)$. Вторым важным параметром – начальные фазы коэффициентов передачи элементов, которые могут значительно отличаться друг от друга из-за различий в длине фер-

ритового волновода, что объясняется высокой диэлектрической проницаемостью феррита и конечной точностью его механической обработки. Серийные ферритовые ФВ могут иметь начальную фазу от 0 до 360°. Кроме того, установка в решетку производится с точностью, составляющей заметную долю длины волны, линейные ошибки из-за механического крепления могут достигать 60° в миллиметровом диапазоне [4, 5]. Поэтому измерения фаз коэффициентов передачи элементов решетки нужно проводить после их размещения по месту в апертуре при полной сборке решетки.

Основные искажения диаграммы направленности в отражательных ФАР происходят за счет фазовых ошибок. В [4] показано снижение коэффициента усиления решетки круглой формы диаметром 136λ с фокусным расстоянием 96λ при фазовых ошибках различной величины. Кроме снижения усиления фазовые ошибки приводят к росту боковых лепестков диаграммы направленности и к расширению главного лепестка. Если случайные ошибки фазы во всех элементах большой решетки даже при среднеквадратическом отклонении, равном 45°, влияют незначительно, то систематические ошибки – различия начальных фаз в элементах – весьма существенны. Для большой решетки диаметром $D \geq 100\lambda$ рассчитанные зависимости уровня бокового излучения и ширины главного лепестка от фазовых ошибок приведены в [6–9].

Цель работы. Удобным способом определения параметров ФВ является использование лета-

ющего пробника (flying probe), при котором подвижный пробник последовательно соединяется с каждым элементом решетки. Для ФАР, имеющей несколько тысяч элементов, очень важно время проведения полного теста. Для последовательного обмера всех элементов решетки используется трехкоординатный сканер с компьютерным управлением перемещением. Точность взаимного позиционирования пробника и излучателя по трем координатам в современном сканере составляет не более 0.01λ [4].

Очевидной проблемой является взаимодействие между элементом решетки и пробником [6]. Целью настоящей статьи является создание способа оценки погрешности измерений параметров ФВ в составе антенной решетки путем сопоставления теоретических положений с экспериментальными данными.

Конструкция элемента решетки. В качестве управляемого элемента в миллиметровом диапазоне волн используется отражательный ферритовый ФВ круговой поляризации на эффекте Фарадея [5], совмещенный с диэлектрическим излучателем (рис. 1, 2–4).

Конструкция измерителя. Для управления углом поворота луча антенной решетки необходимо знать управляющую характеристику ФВ каждого элемента решетки [5, 10, 11], т. е. зависимость фазы коэффициента отражения от элемента ФАР падающего на него излучения $\Phi_{\text{изм}}$ от времени намагничивания феррита τ . Для этого необходимо измерить коэффициент отражения $S_{11} = |S_{11}|e^{i\Phi_{11}(\tau)}$

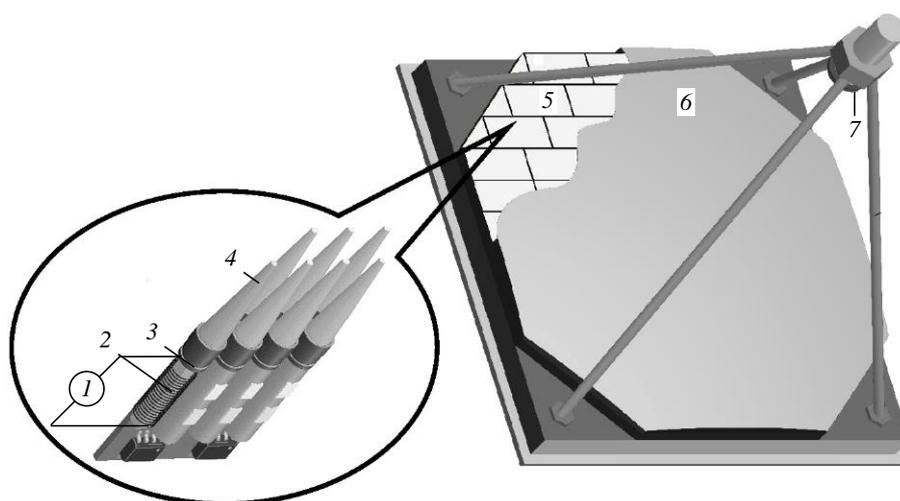


Рис. 1. Отражательная ФАР и ее элементы: 1 – генератор намагничивания феррита; 2 – обмотка управления; 3 – ферритовый волновод; 4 – диэлектрический излучатель; 5 – отражательная апертура; 6 – обтекатель; 7 – облучатель

Fig. 1. Phased reflect array and its elements: 1 – ferrite magnetization source; 2 – control winding; 3 – ferrite waveguide; 4 – dielectric radiator; 5 – reflective aperture; 6 – radome; 7 – antenna feed

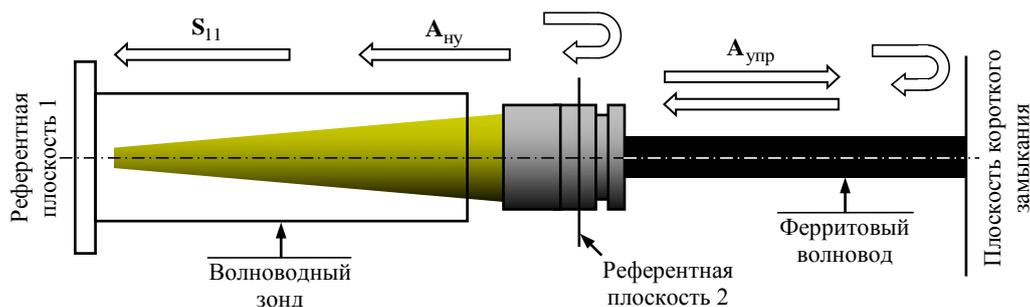


Рис. 2. Соотношение управляемой и неуправляемой волн в элементе ФАР

Fig. 2. Relationship between controlled and uncontrolled waves in a phased array element

в референтной плоскости 2 (рис. 2). Однако для элемента ФАР, объединяющего излучатель и ФВ в единой конструкции, это сделать невозможно из-за конструктивных ограничений. Поэтому измерения S_{11} проводятся в референтной плоскости 1.

Характеристики элемента ФАР, представляющего собой единую конструкцию из излучателя и ферритового ФВ круговой поляризации, можно измерить в волноводном тракте. Для измерения параметров ФВ, входящего в конструкцию элемента решетки, используется круглый волноводный зонд, соединяющий элемент с измерителем комплексных коэффициентов отражения и передачи (S-параметров). Поэтому измерения проводятся на волноводном типе волны TE_{11} .

Металлические стенки волновода, расположенные вблизи диэлектрического излучателя, изменяют структуру поля. Однако и в этих условиях сохраняется возможность автоматизированных высокопроизводительных измерений коэффициента отражения S_{11} .

Волна, падающая на элемент ФАР, частично отражается от излучателя в плоскости 2 (рис. 2). Фаза этой волны неизменна, поэтому она далее называется неуправляемой волной $A_{ну}$. Другая часть падающей волны проходит через плоскость 2, распространяется внутри ферритового волновода с управляемой намагниченностью, отражается от короткозамыкателя и направляется назад через излучатель в волноводный зонд к референтной плоскости 1. Фаза этой волны, называемой управляемой $A_{упр}$, меняется от 0 до 360° в зависимости от намагниченности ферритового волновода.

В референтной плоскости 1 фиксируется результат векторного сложения волн $A_{ну}$ и $A_{упр}$ (рис. 3). Наличие изменяющегося фазового сдвига между этими сигналами приводит к погрешностям измерения параметров ФВ.

Далее будем полагать, что фаза элемента ФАР определяется этим измерением $\varphi_{изм}(\tau) = \varphi_{11}(\tau)$.

Модель. В конструкции по рис. 2 в процессе измерений фиксируется значение $\varphi_{изм}(\tau)$, однако целью измерений является электрическая длина ферритового волновода $\Delta\varphi_{упр}$. Разница между этими величинами является систематической ошибкой, присущей рассматриваемому методу измерений [12, 13].

Погрешность (фазовая ошибка) измерений возникает из-за векторного сложения управляемой и неуправляемой отраженных волн на входе элемента ФАР в референтной плоскости 1. Она принимает максимальное значение при перпендикулярности векторов $A_{ну}$ и S_{11} [4] (рис. 3, а) и равна нулю при коллинеарности этих векторов (рис. 3, б).

Максимальная фазовая ошибка составляет [4]

$$\Delta\varphi_{max} = \pm \arcsin \frac{|A_{ну}|}{|A_{упр}|}. \quad (1)$$

Пренебрегая потерями в феррите, эту формулу можно упростить:

$$\Delta\varphi_{max} = \pm \arcsin \frac{|A_{ну}|}{|1 - A_{ну}|}. \quad (2)$$

С учетом соотношения, связывающего коэффициент стоячей волны по напряжению (КСВН) и коэффициент отражения:

$$КСВН = \frac{1 + |A_{ну}|}{1 - |A_{ну}|}, \quad (3)$$

выражение для максимальной фазовой ошибки (2) упрощается:

$$\Delta\varphi_{max} = \pm \arcsin \frac{КСВН - 1}{2} \quad (4)$$

и становится удобным для практических применений.

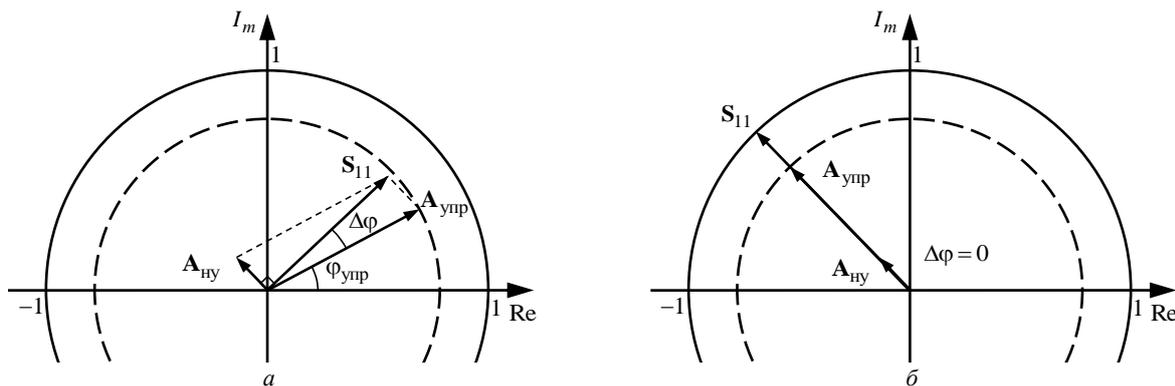


Рис. 3. Геометрическая интерпретация векторного сложения управляемого и неуправляемого сигналов:
 а – векторы $A_{\text{ну}}$ и S_{11} взаимно перпендикулярны – ошибка максимальная;

б – векторы $A_{\text{ну}}$ и S_{11} коллинеарны – ошибка равна нулю

Fig. 3. Geometric interpretation of vector addition of controlled and uncontrolled signals:

а – vectors $A_{\text{ну}}$ and S_{11} are mutually perpendicular – the error is maximum;

б – vectors $A_{\text{ну}}$ and S_{11} are collinear – the error is zero

На рис. 4 показана зависимость максимальной фазовой ошибки от КСВН.

Из рис. 3, б следует, что если векторы $A_{\text{упр}}$ и $A_{\text{ну}}$ совпадают по направлению, то $\varphi_{\text{изм}} = \varphi_{\text{упр}}$ и ошибка измерения фазы будет нулевая, а модуль коэффициента отражения $|S_{11}|$ – максимальным или минимальным.

Показанный в (1)–(4) подход основан на рассмотрении двух схем включения ФВ. Первая схема (рис. 2) содержит короткое замыкание в конце ферритового волновода, а вторая схема в этой же плоскости имеет согласованную нагрузку (СН). При рассмотрении схемы с СН получатся следующие S-параметры:

$$S_{\text{СН11}} = A_{\text{ну}}; |S_{\text{СН21}}| = |A_{\text{упр}}|.$$

Приведенные соотношения позволяют построить геометрическую интерпретацию векторного

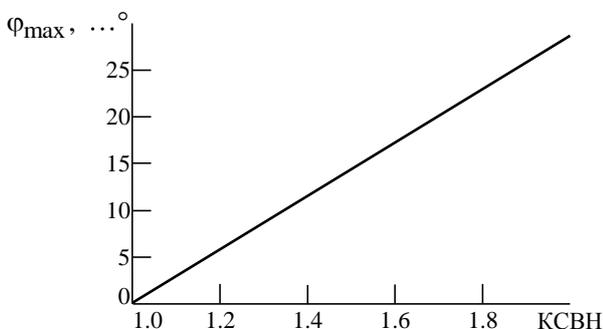


Рис. 4. Зависимость максимальной фазовой ошибки измерений от КСВН

Fig. 4. Maximum phase measurement error versus VSWR

сложения управляемого и неуправляемого сигналов (рис. 3) и качественно описывают процесс, происходящий в стыковочной секции. Проведенный анализ схемы в пакете Ansoft Designer, а также трехмерное моделирование в пакете Ansoft HFSS подтверждают правильность этого упрощенного подхода.

Методы работы. Для измерения параметров элемента ФАР измерения проводят с помощью пробника в виде отрезка круглого волновода, надвигающегося на излучатель ФАР [4, 6]. Далее эта композиция устройств называется секцией сопряжения (рис. 5).

В реализуемых на практике секциях сопряжения КСВН > 1. Учет этой неоднородности для уменьшения погрешности измерений может быть выполнен на основе процедуры "deembedding", имеющейся в современных анализаторах цепей [12, 14].

С учетом необходимости преобразования типа волны между измерителем и элементом ФАР формируется схема измерения, представленная на рис. 6. Секция сопряжения 5 подключена к порту 3 преобразователя поляризации 4. Измерения проводятся векторным анализатором цепей 1, подключенным к портам 1 и 2 секции сопряжения через переходные устройства 2 и 3.

Для учета неоднородности на порт 3 преобразователя 4 последовательно устанавливаются отрезок волновода четвертьволновой длины, короткозамыкатель и согласованная нагрузка. Полученные анализатором 1 S-параметры запоминаются. При проведении измерений элемента ФАР стандартными алгоритмами, встроенными в анализатор цепей [14], с использованием этих параметров

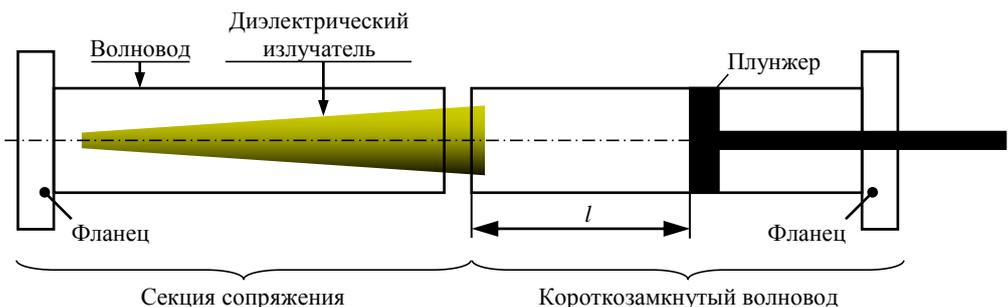


Рис. 5. Сечение измерительной конструкции
 Fig. 5. Cross section of the measuring structure

влияние переходных устройств 2, 3 и преобразователя поляризаций 4 исключается.

Поля волновода и диэлектрического излучателя, составляющих секцию сопряжения, образуют неизвестную суперпозицию. В результате процедура измерений состоит в измерении фазы исследуемого устройства – отражательного фазовращателя – через секцию сопряжения с неизвестными S-параметрами. Задача состоит в оценке точности этих измерений.

Предлагается измерить S-параметры секции сопряжения в режиме нагрузки механическим эквивалентом ФВ (рис. 6) и сопоставить предполагаемые характеристики, соответствующие теоретической модели, и экспериментальные данные. Для этого нужно измерять $|S_{11}(l)|e^{i\varphi_{11}(l)}$ вместо $|S_{11}(\tau)|e^{i\varphi_{11}(\tau)}$.

Предлагается следующая последовательность действий:

- задаем различные КСВН для секции совмещения, рассчитываем зависимость фазы и амплитуды от электрической длины;
- выполняем эксперимент по измерению этих параметров.

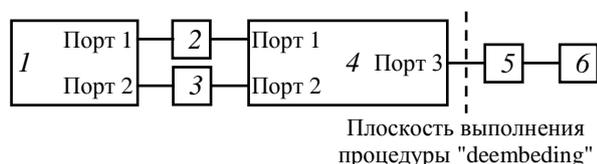


Рис. 6. Блок-схема измерений элемента ФАР:
 1 – векторный анализатор цепей; 2, 3 – переходные устройства; 4 – преобразователь поляризаций; 5 – секция сопряжения; 6 – механический эквивалент ФВ

Fig. 6. Flow diagram of measurements of a phase array antenna element: 1 – network analyzer; 2, 3 – matching network; 4 – ortoplexer; 5 – superposition section; 6 – mechanical equivalent of the phase shifter

В идеальном случае $КСВН = 1$ и зависимость фазы коэффициента отражения от длины l – прямая линия:

$$\varphi_{11}(l) = K_T l,$$

где

$$K_T = 720^\circ / \lambda_{св}, \quad (5)$$

– теоретическая крутизна фазовой характеристики; $\lambda_{св}$ – длина волны в волноводе.

В реальном измерителе $КСВН > 1$ и зависимость $\varphi_{11}(l)$ носит волнообразный характер (рис. 7). При этом разность $\varphi_{11}(l) - K_T l$ представляет синусоиду, период которой равен длине волны в волноводе. Амплитуда синусоиды определяет точность измерений параметра ФВ.

Аналогично поведение и модуля коэффициента отражения. Период его изменения в зависимости от длины короткозамкнутой части также соответствует длине волны в волноводе, а позиции экстремумов совпадают с позициями нулевой ошибки фазовой характеристики. Это следует из модели сложения двух векторов (см. рис. 3): если

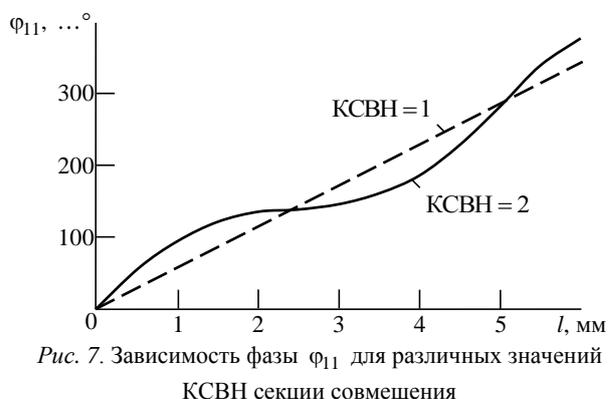


Рис. 7. Зависимость фазы φ_{11} для различных значений КСВН секции совмещения

Fig. 7. Dependence of the phase φ_{11} for different values of voltage standing wave ratio of the superposition section

векторы совпадают по углу, то амплитуда коэффициента отражения максимальная (или минимальная), а ошибка измерения фазы нулевая.

Результаты. Погрешность измерений параметров ФВ предлагается оценить сопоставлением теоретических и экспериментальных данных. Для верификации сверяются три величины:

- крутизна фазовой характеристики (K_T), теоретическое значение которой определяется по (5);
- фазовая ошибка φ_{11} , максимальное значение которой определяется по (4) и при КСВН = 1.05 составляет $\Delta\varphi_{\max} = 1.4^\circ$, а при КСВН = 1.1 $\Delta\varphi_{\max} = 3^\circ$;
- модуль коэффициента отражения $|S_{11}|$.

Для проверки предложенной методики определялась зависимость коэффициента отражения $|S_{11}|$ от длины l короткозамкнутой волноводной линии передачи, являющейся механическим эквивалентом ФВ. В качестве эквивалента использовалась волноводная секция круглого сечения, в котором возбуждалась волна TE₁₁. Волновод замкнут плунжером с микрометрическим винтом для точного отсчета длины (рис. 5). Исходя из условия задачи, величина $|S_{11}(l)|e^{i\varphi_{11}(l)}$ измеряется при изменении длины короткозамкнутого отрезка в пределах $l_0 \geq l \geq l_0 + \lambda_{\text{св}}/2$ (l_0 – константа).

Теоретическую зависимость $|S_{11}(l)|e^{i\varphi_{11}(l)}$ механического эквивалента ФВ можно описать, зная электрическую длину короткозамкнутого отрезка волновода круглого сечения. Длина волны типа TE₁₁ находится из соотношения [15]

$$\lambda_{\text{св}} = \frac{\lambda_{\text{в}}}{\sqrt{1 - (\lambda_{\text{в}}/\lambda_{\text{кр}})^2}}, \quad (6)$$

где $\lambda_{\text{в}}$ – длина волны в вакууме; $\lambda_{\text{кр}} = \pi D / \text{SQR}_{11}$ – критическая длина волны (D – диаметр волновода; SQR_{11} – первый корень функции Бесселя первого рода первого порядка).

Электрическая длина короткозамкнутого отрезка составляет $\varphi_{\tau} = 720^\circ / \lambda_{\text{св}}$.

Проведя измерения с помощью механического эквивалента отражательного ФВ, можно выполнить

сравнительный анализ теоретических и экспериментальных данных и далее вычислить максимальную ошибку измерений фазы элемента ФАР.

Теоретическое значение длины волны отраженного сигнала $|S_{11}(l)|e^{i\varphi_{11}(l)}$ рассчитывается по (6).

Эксперимент. Экспериментальные данные для круглого волновода диаметром 7.2 мм с переменной длиной в диапазоне длин волн $\lambda = 8$ мм снимались с шагом 0.02λ . По этому ряду точек находилась аппроксимирующая прямая на интервале $l_0 \geq l \geq l_0 + \lambda_{\text{св}}/2$, тангенс угла наклона которой является измеренным значением крутизны ($K_{\text{изм}}$). Разница между K_T и $K_{\text{изм}}$ составила 0.3 %.

Из-за наличия неоднородностей в узле совмещения появляется ошибка измерения фазы, которая находится из соотношения

$$\Delta\varphi_{\text{изм}}(l) = \varphi_{11}(l) - K_{\text{изм}}l.$$

Экспериментальные данные получены в специально сконструированном фиксаторе с использованием четырех втулок, обеспечивающих взаимное позиционирование волноводных фланцев, показанных на рис. 5, с точностью 0.01λ по трем координатам. Результат измерений фазы коэффициента отражения механического эквивалента ФВ приведен на рис. 8. Из графика видно, что зависимость является гармонической функцией с периодом $\lambda_{\text{св}}/2$. Экстремумы функции фазовой ошибки определяют максимальную ошибку измерения фазы, которая составила $\Delta\varphi_{\max} \cong \pm 2.2^\circ$.

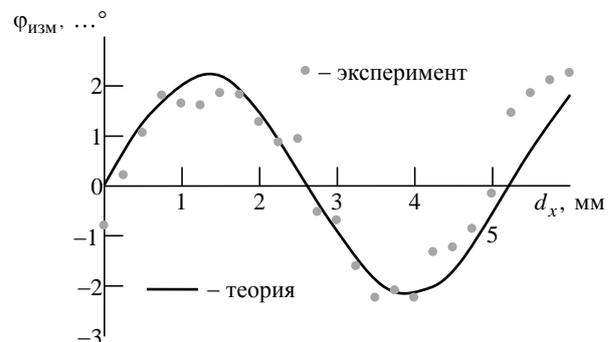


Рис. 8. Ошибка измерения фазы механического эквивалента ФВ

Fig. 8. The error of the measurements of the phase of the phase shifter mechanical equivalent



Рис. 9. Коэффициент отражения механического эквивалента ФВ

Fig. 9. Reflection coefficient of the phase shifter mechanical equivalent

На рис. 9 приведен результат измерения модуля коэффициента отражения механического эквивалента ФВ.

Сопоставление графиков амплитуды и фазы коэффициента отражения (рис. 8 и 9) посылает, что фазовая ошибка $\Delta\varphi = 0^\circ$ соответствует максимуму и минимуму амплитуды в точках $d_x \cong 2.6$ и 5 мм.

Обсуждение. Сопоставление полученных данных показывает следующее:

1. Отличие измеренной крутизны фазовой характеристики $K_{\text{изм}}$ от расчетной K_T составляет 0.3 %.

2. Зависимость ошибки фазы от длины носит гармонический характер с периодом $\lambda_{\text{св}}/2$. Из (4) следует, что секция совмещения имеет КСВН = 1.08, тогда максимальная ошибка составляет 2.2° .

3. Нулевая фазовая ошибка соответствует максимуму и минимуму амплитуды отраженного сигнала при положении короткозамыкателя, кратному четверти длины волны: $l = \lambda_{\text{св}}/4$ и $l = \lambda_{\text{св}}/2$. Это подтверждает правильность выбранной модели векторного сложения управляемого и неуправляемого сигналов в референтной плоскости 1 отражательного элемента ФАР (см. рис. 2).

Выводы. Проведенный анализ показал правомерность метода измерения для выбранного типа летающего пробника. Погрешность измерений элементов ФАР по рассмотренной схеме соизмерима с погрешностью регистрирующего прибора (для векторного анализатора цепей ZNB40 абсолютная погрешность 3°). Дальнейшее повышение точности требует использования анализатора цепей более высокого класса точности [14].

Список литературы

1. Mailloux R. J. Phased Array Antennas Handbook. 3rd ed. Boston–London: Artech House, 2017. 506 p.
2. Sturdivant R., Quan C., Chang E. Systems Engineering of Phased Arrays. Boston–London: Artech House, 2019. 300 p.
3. Вендик О. Г., Парнес М. Д. Антенны с электрическим сканированием. Введение в теорию. М.: САЙНС-ПРЕСС, 2002. 232 с.
4. Парнес М. Д. Отражательная антенная решетка с электронным сканированием // СВЧ-электроника, 2019. № 2. С. 24–31.
5. Обобщение результатов разработки интегрированных элементов фазированных антенных решеток с ферритовыми фазовращателями КВЧ-диапазона / А. И. Фирсенков, А. Б. Гуськов, Е. В. Комиссарова, В. М. Крехтунов, А. С. Смирнов // Сб. тр. VIII Всерос. конф. "Электроника и микроэлектроника СВЧ". 2019. Т. 1, № 1. С. 4–9. URL: <http://mwelectronics.ru/2019/Papers/004-009.pdf> (дата обращения 03.04.2021)
6. Хансен Р. С. Фазированные антенные решетки / пер. с англ. под ред. А. И. Синани. М.: Техносфера, 2012. 558 с.
7. Программа расчета фазированных антенных решеток Fazar v.5. URL: <http://www.ascorltd.com/ru/completed-projects/programma-dlya-rascheta-far-Fazar-v.5> (дата обращения 03.04.2021)
8. Проектирование фазированных антенных решеток / под ред. Д. И. Воскресенского. М.: Радиотехника, 2003. 632 с.
9. Справочник по радиолокации / под ред. М. И. Сколник. М.: Техносфера, 2015. 1352 с.
10. Vendik O. G., Parnes M. A Phase Shifter with one tunable Component for a Reflect Array Antenna // IEEE Antennas and Propagation Magazine. 2008. Vol. 50, iss. 4. P. 53–65. doi: 10.1109/MAP.2008.4653662
11. Romanofsky R. Array Phase Shifters: Theory and Technology // National Aeronautics and Space Administration. URL: <https://ntrs.nasa.gov/api/citations/20080001449/downloads/20080001449.pdf> (дата обращения 03.04.2021)
12. Данилин А. А. Измерения в технике СВЧ. М.: Радиотехника, 2008. 184 с.
13. Near-Field Antenna Measurements, Calculations and Facility Design / V. S. Kalashnikov, M. Y. Ponomarev, O. Y. Platonov, V. V. Shubnikov, M. I. Rivkin, A. Y. Shatrakov, G. Y. Shatrakov, O. I. Zavalishin. Springer, 2021. 204 p.
14. Agilent De-embedding and Embedding S-Parameter Networks Using a Vector Network Analyzer. Application Note 1364-1. URL: <https://www.testunlimited.com/pdf/an/5980-2784EN.pdf> (дата обращения 04.04.2021)
15. Balanis C. A. Antenna Theory. Analysis and Design. Hoboken: John Wiley & Sons Limited, 2012. 1136 p.

Информация об авторе

Парнес Михаил Давидович – д. т. н. (2011), главный конструктор ООО "Резонанс". Технический руководитель фирмы по производству антенн для безопасности воздушного движения. Автор более 75 научных публикаций. Сфера научных интересов: фазированные антенные решетки, СВЧ-электроника.
Адрес: ООО "Резонанс", ул. Академика Павлова, д. 14А, Санкт-Петербург, 194156, Россия
E-mail: info@antennas.spb.ru

References

1. Mailloux R. J. Phased Array Antennas Handbook. 3rd ed. Boston-London, Artech House, 2017, 506 p.
2. Sturdivant R., Quan C., Chang E. Systems Engineering of Phased Arrays. Boston-London, Artech House, 2019, 300 p.
3. Vendik O. G., Parnes M. D. Antennas with electric scanning. Introduction to Theory. M., SCIENCE PRESS, 2002, 232 p. (In Russ.)
4. Parnes M. D. Reflective antenna array with electronic scanning. Microwave electronics, 2019, no. 2, pp. 24–31. (In Russ.)
5. Firsenkov A. I., Guskov A. B., Komissarova E. V., Krekhtunov V. M., Smirnov A. S. Generalization of the results of the development of integrated elements of phased antenna arrays with ferrite phase shifters of the EHF range. Proc. of the VIII All-Russian Conf. "Electronics and microelectronics of the microwave". 2019, vol. 1, no. 1, pp. 4–9. Available at: <http://mwelectronics.ru/2019/Papers/004-009.pdf> (accessed 03.04.2021) (In Russ.)
6. Hansen R. S. Phased array antennas. Ed. by A. I. Sinani. M., Technosfera, 2012, 558 p. (In Russ.)
7. Program for calculating phased array arrays Fazar v.5. Available at: <http://www.ascorltd.com/ru/completed-projects/programma-dlya-rascheta-far-Fazar-v.5> (accessed 03.04.2021) (In Russ.)
8. Design of phased array antennas. Ed. by D. I. Voskresensky. M., Radiotekhnika, 2003, 632 p. (In Russ.)
9. Handbook of radar. Ed. by M. I. Skolnik. M., Technosfera, 2015, 1352 p. (In Russ.)
10. Vendik O. G., Parnes M. A Phase Shifter with one tunable Component for a Reflect Array Antenna. IEEE Antennas and Propagation Magazine. 2008, vol. 50, iss. 4, pp. 53–65. doi: 10.1109/MAP.2008.4653662
11. Romanofsky R. Array Phase Shifters: Theory and Technology. National Aeronautics and Space Administration. Available at: <https://ntrs.nasa.gov/api/citations/20080001449/downloads/20080001449.pdf> (accessed 03.04.2021)
12. Danilin A. A. Measurements in the microwave technique. M., Radiotekhnika, 2008, 184 p. (In Russ.)
13. Kalashnikov V. S., Ponomarev M. Y., Platonov O. Y., Shubnikov V. V., Rivkin M. I., Shatrakov A. Y., Shatrakov G. Y., Zavalishin O. I. Near-Field Antenna Measurements, Calculations and Facility Design. Springer, 2021, 204 p.
14. Agilent De-embedding and Embedding S-Parameter Networks Using a Vector Network Analyzer. Application Note 1364-1. Available at: <https://www.testunlimited.com/pdf/an/5980-2784EN.pdf> (accessed 04.04.2021)
15. Balanis C. A. Antenna Theory. Analysis and Design. Hoboken, John Wiley & Sons Ltd, 2012, 1136 p.

Information about the author

Michael D. Parnes, Dr. Sci. (Eng.) (2011), Chief Engineer of company "Resonance Ltd". Technical director of an air traffic safety antenna company. The author of more than 75 scientific publications. Area of expertise: electronic steering antennas, microwave devices.
Address: Company "Resonance Ltd", 14A Ak. Pavlova St., St Petersburg 194156, Russia
E-mail: info@antennas.spb.ru

Radar and Navigation

UDC 621.396.96

Original article

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2021-24-2-27-37>

A Simple Algorithm for Compensation for Range Cell Migration in a Stripmap SAR

Andrey A. Monakov✉

Saint Petersburg State University of Aerospace Instrumentation (SUAI),
St Petersburg, Russia

✉ a_monakov@mail.ru

Abstract

Introduction. Range Cell Migration (RCM) is a source of image blurring in synthetic aperture radars (SAR). There are two groups of signal processing algorithms used to compensate for migration effects. The first group includes algorithms that recalculate the SAR signal from the "along-track range – slant range" coordinate system into the "along-track range – cross-track range" coordinates using the method of interpolation. The disadvantage of these algorithms is their considerable computational cost. Algorithms of the second group do not rely on interpolation thus being more attractive in terms of practical application.

Aim. To synthesize a simple algorithm for compensating for RCM without using interpolation.

Materials and methods. The synthesis was performed using a simplified version of the Chirp Scaling algorithm.

Results. A simple algorithm, which presents a modification of the Keystone Transform algorithm, was synthesized. The synthesized algorithm based on Fast Fourier Transforms and the Hadamard matrix products does not require interpolation.

Conclusion. A verification of the algorithm quality via mathematical simulation confirmed its high efficiency. Implementation of the algorithm permits the number of computational operations to be reduced. The final radar image produced using the proposed algorithm is built in the true Cartesian coordinates. The algorithm can be applied for SAR imaging of moving targets. The conducted analysis showed that the algorithm yields the image of a moving target provided that the coherent processing interval is sufficiently large. The image lies along a line, which angle of inclination is proportional to the projection of the target relative velocity on the line-of-sight. Estimation of the image parameters permits the target movement parameters to be determined.

Keywords: synthetic aperture radar (SAR), range cell migration, keystone transform, chirp scaling

For citation: Monakov A. A. A Simple Algorithm for Compensation of the Range Cell Migration in a Stripmap SAR. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2021, vol. 24, no. 2, pp. 27–37. doi: 10.32603/1993-8985-2021-24-2-27-37

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

Submitted 01.12.2020; accepted 25.01.2021; published online 29.04.2021



Простой алгоритм компенсации миграций светящихся точек по дальности для режима бокового обзора PCA

А. А. Монаков✉

Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения (ГУАП), Санкт-Петербург, Россия

✉ a_monakov@mail.ru

Аннотация

Введение. Миграции светящихся точек по дальности являются источником расфокусировки радиолокационных изображений в радиолокаторах с синтезированной апертурой (PCA). Существует две группы алгоритмов обработки сигналов для компенсации миграций. Первая группа включает алгоритмы, в которых на основании методов функциональной интерполяции осуществляется пересчет принятых сигналов из системы координат "продольная дальность – наклонная дальность" в систему "продольная дальность – поперечная дальность". Недостатком алгоритмов данной группы является их высокая вычислительная сложность. Алгоритмы второй группы не используют интерполяционные методы и являются поэтому более привлекательными для практического использования.

Цель. Синтезировать простой алгоритм компенсации миграций без применения функциональной интерполяции.

Материалы и методы. Синтез алгоритма осуществлен на основании упрощенной версии алгоритма ЛЧМ-фильтрации (Chirp Scaling Algorithm).

Результаты. Синтезирован простой алгоритм, являющийся модификацией алгоритма "замкового камня". Алгоритм основан на использовании быстрых преобразований Фурье и поэлементных матричных умножений. В алгоритме не применяются методы интерполяции.

Заключение. Проверка качества алгоритма на основе математического моделирования подтвердила его высокую эффективность. Использование алгоритма позволяет уменьшить количество вычислительных операций. Финальное радиолокационное изображение, получаемое с помощью алгоритма, строится в истинной декартовой системе координат. Алгоритм может быть применен для построения PCA изображений движущихся целей. Данный в статье анализ показал, что алгоритм позволяет построить хорошо сфокусированное изображение движущейся цели, когда интервал синтеза достаточно велик. Изображение движущейся цели выстраивается вдоль отрезка прямой, угол наклона которой пропорционален проекции относительной скорости цели на линию визирования. Оценка параметров изображения позволяет определить параметры движения цели.

Ключевые слова: радар с синтезированной апертурой (PCA), миграции светящихся точек по дальности, преобразование "замкового камня", ЛЧМ-фильтрация

Для цитирования: Монаков А. А. Простой алгоритм компенсации миграций светящихся точек по дальности для режима бокового обзора PCA // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2021. Т. 24, № 2. С. 27–37. doi: 10.32603/1993-8985-2021-24-2-27-37

Конфликт интересов. Автор заявляет об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 01.12.2020; принята к публикации после рецензирования 25.01.2021; опубликована онлайн 29.04.2021

Introduction. The Range Cell Migration (RCM) takes place in synthetic aperture radar (SAR) of high range resolution due to the range walk of the compressed signal through range resolution cells. The RCM causes significant image blurring [1, 2]. Nowadays there are a number of signal processing algorithms to compensate for its negative influence on the SAR image quality. These algorithms can be

subdivided into two groups. Algorithms of the first group use the function interpolation. The SAR 2D signal matrix undergoes the transformation from the "along-track range – slant range" coordinate system to the "along-track range – cross-track range" system. The Range – Doppler Algorithm [3–6], the Wave Number Algorithm [7–10] and the Keystone Transform (KT) [11, 12] belong to this group. When

the received signal matrix is large, the nonlinear transformation from the first coordinate system to the second one is a burdensome computational problem that requires significant computing power. Besides, the interpolation can cause the appearance of spurious targets in SAR images. Algorithms of the second group do not implement the interpolation and, in this sense, they are more attractive for implementation. The Chirp Scaling Algorithm [13–17], the Extended Chirp Scaling Algorithm [18] and the Frequency Scaling Algorithm [19, 20] are in this group. Quality of algorithms of the second group is not worse, but they are faster due to the Fast Fourier Transforms (FFT) used for their realization.

The KT, which was firstly introduced in [11], occupies a special position among algorithms of the first group because it can be adopted for SAR imaging of moving targets [12]. Extension of the KT for the moving target imaging is based on the assumption that the range curvature is not large during the coherent processing interval and the range walk can be considered only velocity-based (linear). The success of the algorithm gave rise to additional search of efficient signal processing algorithms to compensate for the RMC. In [21] the second order KT algorithm was suggested especially for the moving target imaging. This algorithm permits to compensate the range walk in case of large range curvature. In [22] the second order double-Keystone Transform is presented. This algorithm can correct for both velocity-based and acceleration-based (quadrature) range walk.

Later the KT without interpolation, which is named the ZLZ-algorithm in the paper using the first letters of the authors' names, was proposed in [23]. The Chirp Scaling (CS) developed in [24] is used in this algorithm to avoid the interpolation. The algorithm combines the KT simplicity with a high efficiency of the CS. Although this algorithm was synthesized to compensate for the linear component of the range walk for the moving target, it can be used for SAR imaging of stationary targets too.

In this paper the synthesis and the analysis of a new algorithm to compensate for the RCM in a stripmap SAR are presented. The algorithm is based on a reduced version of the CS to get rid of the interpolation. The algorithm is computationally simpler than the ZLZ-algorithm and has the same image quality.

In case of stationary target imaging the final radar image is built in the "along-track range – cross-track range" coordinate system, thus avoiding geometrical distortions that appear in the image constructed in the "along-track range – slant range" coordinates by the ZLZ-algorithm. Analysis of moving target imaging of the algorithms is performed in the paper using the approach firstly implemented in [25] and based on the theory of distributions (generalized functions). It is proved that the proposed algorithm and the ZLZ-algorithm yield different radar images of a moving target. Particularly the image produced by the proposed algorithm has a noticeable inclination in the "along-track range – cross-range range" coordinate plane and the inclination angle depends to the projection of the target relative velocity on the target line-of-sight.

Development of the algorithm. Let us suppose the transmitted signal is a wideband pulse with the spectrum $S(\omega)$ uniform in the frequency band $[-\pi\Delta F, \pi\Delta F]$. Neglecting a time delay in the matched filter, the output signal spectrum is $A(\omega) = |S(\omega)|^2$. All calculation in the paper are performed in a 2D Cartesian coordinate system XOY , which is stationary relating the SAR vehicle. The X axis is directed along the vehicle velocity \mathbf{V} , and the Y axis looks along the antenna beam. Then the signal received from a surface point (x_0, y_0) is

$$ss(t, \tau) = a \left(\tau - \frac{2R(t)}{c} \right) \exp[-ik_0 R(t)],$$

where $a(\tau) = (2\pi)^{-1} \int A(\omega) e^{i\omega\tau} d\omega$ is a complex envelop of the pulse at the output of the matched filter; $\tau \in [0, T_r]$ is the "fast" time; $t \in [0, T_a]$ is the "slow" time; T_r is a pulse repetition interval; T_a is a coherent processing interval (CPI);

$$R(t) = \sqrt{(x_0 - vt)^2 + y_0^2}$$

is the slant range of the point; $v = |\mathbf{V}|$ is the vehicle speed; c is the speed of light; $k_0 = \frac{2\omega_0}{c} = \frac{4\pi}{\lambda_0}$ is the wave number (ω_0 and λ_0 are the carrier frequency

and the wavelength correspondingly). For further calculations it is more convenient to represent the 2D signal $ss(t, \tau)$ in coordinates "along-track range – cross-track range":

$$ss(x, y) = a[y - R(x)] \exp[-ik_0 R(x)], \quad (1)$$

where $x = vt \in [0, vT_a]$ is the along-track range; $y = c\tau \in [0, cT_r]$ is the cross-track range; $R(x) = \sqrt{(x_0 - x)^2 + y_0^2}$.

The direct Fourier transform of signal (1) over y is

$$\begin{aligned} sS(x, k) &= \int ss(x, y) e^{-iky} dy = \\ &= A(k) \exp[-i(k_0 + k)R(x)], \end{aligned} \quad (2)$$

where $k = \frac{2\omega}{c}$ is the range wavenumber corresponding to the spectral frequency ω ; $A(k) = A(\omega)_{\omega=ck/2}$ is the spectrum of the signal complex envelop $a(t)$ written as a function of k .

Let us suppose that the cross-track range of the point is much larger than the length of the CPI, i. e. $y_0 \gg vT_a$. Then the following equation is true for the slant range:

$$R(x) = R_0 + R'_0 + \frac{1}{2} R''_0 x^2,$$

where $R_0 = R(0)$, $R'_0 = R'(0)$, $R''_0 = R''(0)$ are the values of $R(x)$ and its first two derivatives in the point $x=0$. Equation (2) can be rewritten as,

$$\begin{aligned} sS(x, k) &= A(k) e^{-i(k_0+k)R_0} \times \\ &\times \exp\left[-i(k_0+k)\left(R'_0 x + \frac{1}{2} R''_0 x^2\right)\right]. \end{aligned} \quad (3)$$

Presence of k in the argument of the second exponent in (3) is a result of the RCM. Transition to a new along-track range

$$x' = \frac{k_0 + k}{k_0} x, \quad (4)$$

permits to factorize phasors of $sS(x, k)$ depending on the range wavenumber k and the along-track range x . In the KT-algorithm transition (4) is performed via the function interpolation, and in this way the RCM compensation is realized.

Translation (4) is a scale transform. To perform it without interpolation let us use the following identity:

$$\begin{aligned} \exp[-i\alpha x^2] \otimes \exp[-i\beta x^2] &= \\ &= C \exp\left[-i \frac{\alpha\beta}{\alpha+\beta} x^2\right], \end{aligned}$$

where α and β are arbitrary scalars, \otimes is the convolution operator. The constant $C = C(\alpha, \beta)$ depends on α and β , but does not depend on the variable x .

$$\text{Let } \alpha = \frac{1}{2}(k_0 + k)R''_0 \text{ and } \gamma = \frac{\alpha\beta}{\alpha+\beta} = \frac{1}{2}k_0 R''_0,$$

then

$$\beta = \frac{\alpha\gamma}{\alpha-\gamma} = \frac{R''_0}{2} \left(\frac{1}{k_0} - \frac{1}{k_0+k} \right)^{-1}.$$

Thus, the convolution of $sS(x, k)$ with the function

$$h_1(x, k) = \exp\left[-\frac{R''_0 x^2}{2} \left(\frac{1}{k_0} - \frac{1}{k_0+k} \right)^{-1}\right]$$

yields the desired scale transform. This convolution can be done in the azimuth wavenumber domain, if one takes into account that the direct Fourier transforms of $sS(x, k)$ and $h_1(x, k)$ over the along-track range x are:

$$\begin{aligned} SS(K, k) &= \int sS(x, k) e^{-iKx} dx = \\ &= C_1 A(k) e^{-i(k_0+k)R_0} e^{-iKx_0} \exp\left\{\left[\frac{K + (k_0+k)R'_0}{2(k_0+k)R''_0}\right]^2\right\}, \\ H_1(K, k) &= \int h_1(x, k) e^{-iKx} dx = \\ &= C_2 \exp\left[\frac{K^2}{2R''_0} \left(\frac{1}{k_0} - \frac{1}{k_0+k} \right)\right], \end{aligned} \quad (5)$$

where C_1 and C_2 are constants independent on the range and azimuth wavenumbers k and K .

It is easy to prove that the product

$$\begin{aligned} SS_1(K, k) &= SS(K, k) H_1(K, k) = \\ &= CA(k) \exp\left[-i(k_0+k)\left(R_0 - \frac{R''_0}{2R''_0}\right)\right] \times \\ &\times \exp\left[iK \frac{R'_0}{R''_0}\right] \exp\left[i \frac{K^2}{2k_0 R''_0}\right], \end{aligned}$$

where C is a slowly varying function of K and k , has necessary form, since the inverse Fourier transform over the azimuth wavenumber K amounts to

$$\begin{aligned} sS_1(x, k) &= (2\pi)^{-1} \int SS_1(K, k) e^{iKx} dK = \\ &= CA(k) \exp \left[-i(k_0 + k) \left(R_0 - \frac{R_0'^2}{2R_0''} \right) \right] \times \\ &\times \exp \left[-i \frac{k_0 R_0''}{2} \left(x + \frac{R_0'}{R_0''} \right)^2 \right]. \end{aligned} \quad (6)$$

Introduction of C , which is considered constant in further calculation, is very important because it "consumes" all other constants and slowly varying terms that will appear.

The last phasor in equation (6) corresponds to the square phase error, which can be compensated easily by the multiplication of $sS_1(x, k)$ to the complex conjugate phasor

$$H_2(x) = \exp \left[i \frac{k_0 R_0''}{2} x^2 \right]. \quad (7)$$

After this multiplication

$$\begin{aligned} sS_2(x, k) &= sS_1(x, k) H_2(x) = \\ &= CA(k) \exp[-ik_0 R_0' x] \exp \left[-i(k_0 + k) \left(R_0 - \frac{R_0'^2}{2R_0''} \right) \right]. \end{aligned}$$

Finally, it is necessary to calculate the Fourier transforms over x and k that yield

$$Ss_2(K, y) = C\delta \left\{ K + k_0 R_0', y - \left(R_0 - \frac{R_0'^2}{2R_0''} \right) \right\}, \quad (8)$$

where $\delta\{\cdot, \cdot\}$ is the 2D delta-function.

For a stripmap SAR

$$\begin{aligned} R_0 &\approx y_0 + \frac{x_0^2}{2y_0}; \\ R_0' &= -\frac{x_0}{R_0}; \\ R_0'' &= \frac{y_0^2}{R_0^3}. \end{aligned} \quad (9)$$

Substitution of (9) into (8) yields

$$Ss_2(K, y) = C\delta \left\{ K - k_0 \frac{x_0}{R_0}, y - y_0 \right\}.$$

A flowchart of the synthesized algorithm is shown in Fig. 1, *a*. In Fig. 1, *b* a flowchart of the ZLZ-algorithm is depicted and its notation is adapted to the present article. Comparing the algorithms, it is easy to realize that they are almost similar. The difference is the additional multiplications of the 2D spectra $sS(x, k)$ and $SS_2(K, k)$ with the complex functions

$$\begin{aligned} H_0(x, k) &= \exp \left[i(k_0 + k) \frac{R_0'' x^2}{2} \right]; \\ H_3(K, k) &= \exp \left[-i \frac{kK^2}{2k_0^2 R_0''} \right], \end{aligned}$$

in the ZLZ-algorithm. It is possible to show that these multiplications change the final 2D signal matrix to

$$\begin{aligned} Ss_3(K, y) &= (2\pi)^{-1} \int SS_2(K, k) H_3(K, k) e^{iky} dk = \\ &= C\delta \left\{ K - k_0 \frac{x_0}{R_0}, y - R_0 \right\}. \end{aligned}$$

Hence, the SAR image is constructed by this algorithm in the coordinates "along-track range – slant range". This is the difference between the algorithms, since the proposed one constructs the radar image in the "along-track range – cross-track range", which is a true Cartesian coordinate system. The synthesized algorithm has one more advantage: it requires two Hadamard matrix products less. If the received signal is a $N \times M$ -matrix, where M and N are the numbers of the range and azimuth resolution cells correspondingly, implementation of the proposed algorithm allows to save $2MN$ complex multiplications.

SAR imaging of moving targets. Let us consider the case when the point is uniformly moving. Suppose that its velocity is $\mathbf{U} = \hat{\mathbf{x}}U_x + \hat{\mathbf{y}}U_y$ where $\hat{\mathbf{x}}$ and $\hat{\mathbf{y}}$ are the unit vectors along the X and Y axes, U_x and U_y are the velocity projections. Then in equation (1)

$$\begin{aligned} R(x) &= \sqrt{(x_0 + u_x x - x)^2 + (y_0 + u_y x)^2} \approx \\ &\approx R_0 + R_0' x + \frac{1}{2} R_0'' x^2, \end{aligned}$$

where $u_x = U_x/v$ and $u_y = U_y/v$;

$$\begin{aligned}
 R_0 &= \sqrt{x_0^2 + y_0^2}; \\
 R_0' &= \frac{1}{R_0} [(u_x - 1)x_0 + u_y y_0] = \\
 &= (u_x - 1) \sin \theta_0 + u_y \cos \theta_0 = \beta; \\
 R_0'' &= \frac{1}{R_0^3} [(u_x - 1)y_0 - u_y x_0]^2 = \\
 &= \frac{1}{R_0} [(u_x - 1) \cos \theta_0 - u_y \sin \theta_0]^2 = \frac{\gamma^2}{R_0},
 \end{aligned} \tag{10}$$

θ_0 is the line of sight angle of the point. In equation (10) new variables $\beta = (u_x - 1) \sin \theta_0 + u_y \cos \theta_0$ and $\gamma = (u_x - 1) \cos \theta_0 - u_y \sin \theta_0$ are introduced. Physical meaning of the introduced parameters is obvious: β and γ are the radial and transverse normalized speeds of the target relatively to the radar.

Then equation (3) can be rewritten as,

$$\begin{aligned}
 sS(x, k) &= A(k) e^{-i(k_0 + k)R_0} \times \\
 &\times \exp \left[-i(k_0 + k) \left(\beta x + \frac{\gamma^2}{2R_0} x^2 \right) \right].
 \end{aligned} \tag{11}$$

Let us apply the designed algorithm starting from the step, which corresponds to the calculation of the spectrum $SS(K, k)$. In further computations it is supposed that the stationary phase method (see, e. g. [26]) can be applied the perform necessary integrations.

The Fourier transformation over the variable x in (11) yields

$$\begin{aligned}
 SS(K, k) &= C \exp \left[-i(k_0 + k)R_0 \left(1 - \frac{\beta^2}{2\gamma^2} \right) \right] \times \\
 &\times \exp \left[i \frac{\beta K R_0}{\gamma^2} \right] \exp \left[i \frac{K^2 R_0}{2\gamma^2 (k_0 + k)} \right].
 \end{aligned}$$

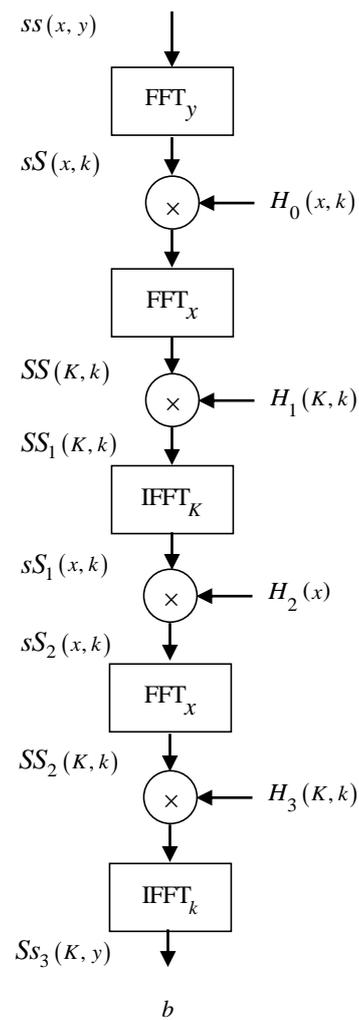
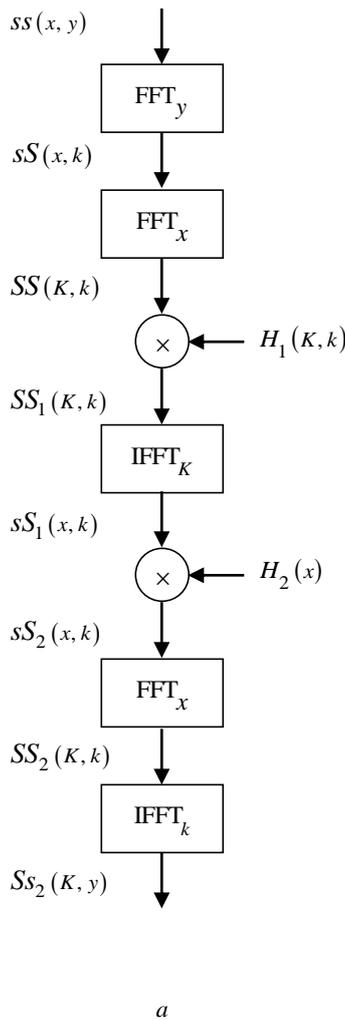


Fig. 1. Flowcharts of the algorithms: a – the ZLZ-algorithm; b – the proposed algorithm

After multiplication of $SS(K, k)$ to $H_1(K, k)$ of (5) the spectrum $SS_1(K, k)$ can be written as,

$$SS_1(K, k) = C \exp \left[-i(k_0 + k)R_0 \left(1 - \frac{\beta^2}{2\gamma^2} \right) \right] \times \\ \times \exp \left[i \frac{\beta KR_0}{\gamma^2} \right] \exp \left[i \frac{K^2 R_0 (k_0 + \gamma^2 k)}{2\gamma^2 k_0 (k_0 + k)} \right].$$

The inverse Fourier transformation of $SS_1(K, k)$ over the azimuth wavenumber K produces

$$sS_1(x, k) = C \exp \left[-i(k_0 + k)R_0 \left(1 - \frac{\beta^2}{2\gamma^2} \right) \right] \times \\ \times \exp \left[-i \frac{\gamma^2 k_0 (k_0 + k)}{2R_0 (k_0 + \gamma^2 k)} \left(x + \frac{\beta R_0}{\gamma^2} \right)^2 \right].$$

Multiplying $sS_1(x, k)$ with $H_2(x)$ of (7) and performing some simplifications, the following equation can be received:

$$sS_2(x, k) = C \exp \left[-i(k_0 + k)R_0 \left(1 - \frac{\beta^2}{2\gamma^2} \right) \right] \times \\ \times \exp \left[-i \frac{\gamma^2 k_0 (k_0 + k)}{2R_0 (k_0 + \gamma^2 k)} \left(x + \frac{\beta R_0}{\gamma^2} \right)^2 + i \frac{k_0 x^2}{2R_0} \right].$$

Then

$$SS_2(K, k) = C \exp \left[-i \frac{K^2 R_0}{2k_0} \right] \times \\ \times \exp \left\{ -i(k_0 + k)R_0 \left[1 - \frac{\beta^2}{2\gamma^2} + \frac{1}{2(1-\gamma^2)} \left(\frac{\gamma K}{k_0} + \frac{\beta}{\gamma} \right)^2 \right] \right\}.$$

Finally, performing the inverse Fourier transformation over the range wavenumber k we have

$$Ss_2(K, y) = C e^{-ik_0 y} \exp \left[-i \frac{K^2 R_0}{2k_0} \right] \times \\ \times \delta \left\{ y - R_0 \left[1 - \frac{\beta^2}{2\gamma^2} + \frac{1}{2(1-\gamma^2)} \left(\frac{\gamma K}{k_0} + \frac{\beta}{\gamma} \right)^2 \right] \right\},$$

where $\delta\{\cdot\}$ is the Dirac delta-function. The function $Ss_2(K, y)$ should be considered as a distribution (generalized function), i. e. a linear functional over the

space $D(\mathbb{R}^2)$ of infinitely differentiable complex-valued functions with compact support [27]. Suppose an arbitrary function $\varphi(K, y) \in D(\mathbb{R}^2)$ and let us calculate the scalar product

$$\langle Ss_2, \varphi \rangle = \int_{\mathbb{R}^2} Ss_2(K, y) \varphi(K, y) dK dy. \quad (12)$$

To perform the calculation, it necessary to do integration in (12) sequentially over y and K variables. Integration over y is very easy

$$\langle Ss_2, \varphi \rangle = \\ = C \int_{\mathbb{R}} dK \varphi \left\{ K, R_0 \left[1 - \frac{\beta^2}{2\gamma^2} + \frac{1}{2(1-\gamma^2)} \left(\frac{\gamma K}{k_0} + \frac{\beta}{\gamma} \right)^2 \right] \right\} \times \\ \times \exp \left[-i \frac{K^2 R_0}{2k_0} \right] \times \\ \times \exp \left\{ -ik_0 R_0 \left[1 - \frac{\beta^2}{2\gamma^2} + \frac{1}{2(1-\gamma^2)} \left(\frac{\gamma K}{k_0} + \frac{\beta}{\gamma} \right)^2 \right] \right\} = \\ = C \int_{\mathbb{R}} \int_{\mathbb{R}} dK \varphi \left\{ K, R_0 \left[1 - \frac{\beta^2}{2\gamma^2} + \frac{1}{2(1-\gamma^2)} \left(\frac{\gamma K}{k_0} + \frac{\beta}{\gamma} \right)^2 \right] \right\} \times \\ \times \exp \left\{ -ik_0 R_0 \left[1 + \frac{1}{2(1-\gamma^2)} \left(\frac{K}{k_0} + \beta \right)^2 \right] \right\}.$$

The second integration over K can be done by the stationary phase method

$$\langle Ss_2, \varphi \rangle = C \varphi \left\{ -\beta k_0, R_0 \left(1 - \frac{1}{2} \beta^2 \right) \right\}.$$

Since the function $\varphi\{K, y\}$ is chosen arbitrary it can be argued that

$$Ss_2(K, y) \propto \delta \left\{ K + k_0 \beta, y - R_0 \left(1 - \frac{\beta^2}{2} \right) \right\}, \quad (13)$$

where \propto designates the equivalence. It means that the function $Ss_2(K, y)$ belongs to the same equivalence class in L_2 functional space that contains the Dirac delta-function standing in the right hand side of (13). Hence, the image of a moving target is concentrated in the point with coordinates $[-k_0 \beta, R_0 (1 - 0.5\beta^2)]$. For a stationary target equation (13) coincides with equation (8). Since the azimuth wavenumber

$$K = \frac{k_0 x}{R_0}, \quad y = R_0 + \frac{(x + \beta R_0)^2}{2(2 - \gamma)R_0}. \quad (15)$$

where x is the cross-track range, the image position is $[\hat{x}_0 = -\beta R_0, \hat{y}_0 = R_0(1 - 0.5\beta^2)]$. Therefore, in case of a moving target its image is shifted from the true position. The shift depends on the relative projection of the target velocity on the line-of-sight.

Analysis in this section shows that the proposed algorithm produces the well-focused image of a moving target if the CPI is infinitely large. In case of a finite CPI, as it is shown in the next section, the image looks like a crossing of two ridges. One ridge is parallel to the y axis, the other one is inclined to the x axis. The focused image lays along the second ridge. It is possible to show that this ridge approximately lies along the line

$$\begin{aligned} y &= R_0 \left(1 - \frac{\beta^2}{2}\right) + \beta(x + \beta R_0) + \frac{\gamma^2(x + \beta R_0)^2}{2R_0(1 - \gamma^2)} = \\ &= \hat{y}_0 + \beta(x - \hat{x}_0) + \frac{\gamma^2(x - \hat{x}_0)^2}{2R_0(1 - \gamma^2)}. \end{aligned} \quad (14)$$

The line passes the point $[\hat{x}_0, \hat{y}_0]$ and the tangent of its inclination angle is $\tan \psi = \beta$. Therefore, estimating the three parameters $\hat{x}_0, \hat{y}_0, \tan \psi$ directly from the image it is possible to determine the three *a priori* unknown movement parameters θ_0, U_x, U_y of the target.

Similar analysis can be performed for the ZLZ-algorithm. It is possible to show that in this case

$$\begin{aligned} Ss_3(K, y) &= \\ &= Ce^{-ik_0 y} \delta \left\{ y - R_0 \left[1 + \frac{1}{2(2 - \gamma)} \left(\frac{K}{k_0} + \beta \right)^2 \right] \right\}. \end{aligned}$$

Treating $Ss_3(K, y)$ as a distribution it is straightforward to show that

$$Ss_3(K, y) \propto \delta \{ K + \beta k_0, y - R_0 \}.$$

Hence, if the CPI is infinitely large the image produced by the ZLZ-algorithm is well focused too and its position is $[\hat{x}_0 = -\beta R_0, \hat{y}_0 = R_0]$. When the CPI is finite the image lays along the line

This is a parabola passing through the point $[\hat{x}_0, \hat{y}_0]$ and the tangent of its inclination angle is $\tan \psi = 0$. Estimation of the moving parameters in this case is more difficult.

Results of the computer simulation. Computer simulation of the synthesized algorithm was executed with the following scenario parameters:

- wavelength $\lambda = 5.6$ cm;
- real antenna aperture length $L = 1$ m;
- pulse bandwidth $\Delta F = 200$ MHz;
- vehicle speed $v = 40$ m/s;
- distance to the nearest image border $y_b = 10$ km;
- length of the synthesized aperture $D = 410$ m;
- number of range resolution cells $M = 512$;
- number of azimuth resolution cells $N = 4096$.

The simulation results are presented in Fig. 2. Fig. 2, *a* shows the image contours of a point with coordinates $x_0 = 529$ m and $y_0 = 10\,086$ m ($R_0 = 10\,100$ m) obtained by the standard SAR algorithm [1], which includes sequential execution of the matched filtering of the received signal at each repetition period, quadratic term compensation and harmonic signal analysis using the Fast Fourier Transform over the "slow" time t . From the figure it follows that signal compression is not effective. The radar image of the source is "smeared" in the along-track and the cross-track ranges.

Fig. 2, *b* shows similar contours for the synthesized algorithm and Fig. 2, *c* for the ZLZ-algorithm. Simultaneous compression of the image along the along-track and cross-track ranges is observed and the quality of the radar images are similar. At the same time the point image for the proposed algorithm has the true Cartesian coordinates (x_0, y_0) . The ZLZ-algorithm focused the image in the point (x_0, y_0) , as it was indicated above. Thus, the simulation proves the efficiency of the synthesized algorithm in case of stationary targets.

In Fig. 3 there are similar radar images for a moving target with the velocity $U = 4.4$ m/s.

Quality of the radar image of the standard SAR algorithm (Fig. 3, *a*) deteriorates significantly in comparison with the image in Fig. 2, *a*: it is much more blurred and shifted from the true target position. Qualities of the images of the proposed algorithm (Fig. 3, *b*) and the ZLZ-algorithm (Fig. 3, *c*) are much better. They are slightly "smeared" and shifted, as it was predicted in the previous section. It is worth to note that the shape of the target image of the ZLZ-algorithm lays along the dashed magenta line that corresponds to the parabola (15) and the envelope of the image is parallel to the axis x . At the same time the image of the proposed algorithm changes its shape: the ridge that was parallel to the axis x in Fig. 2, *b* has changed its inclination and lays along the dashed magenta line,

which equation is (14). This inclination can be used to estimate the target radial speed although such estimation can be realized via implementation of complicate algorithms using the Wigner-Ville Distribution [28, 29], the Fractional Fourier Transform [30, 31] or the Radon Transform [32, 33]. These algorithm permit to estimate the transverse target speed, as well. Estimating of the image position $[\hat{x}_0, \hat{y}_0]$ and parameters β and γ it is possible to determine the initial coordinates and the velocity of the target.

Conclusion. The range cell migrations (RCM) is one of the main factors that deteriorates the quality of SAR images. The article synthesizes an RCM compensation algorithm without interpolation. The synthe-

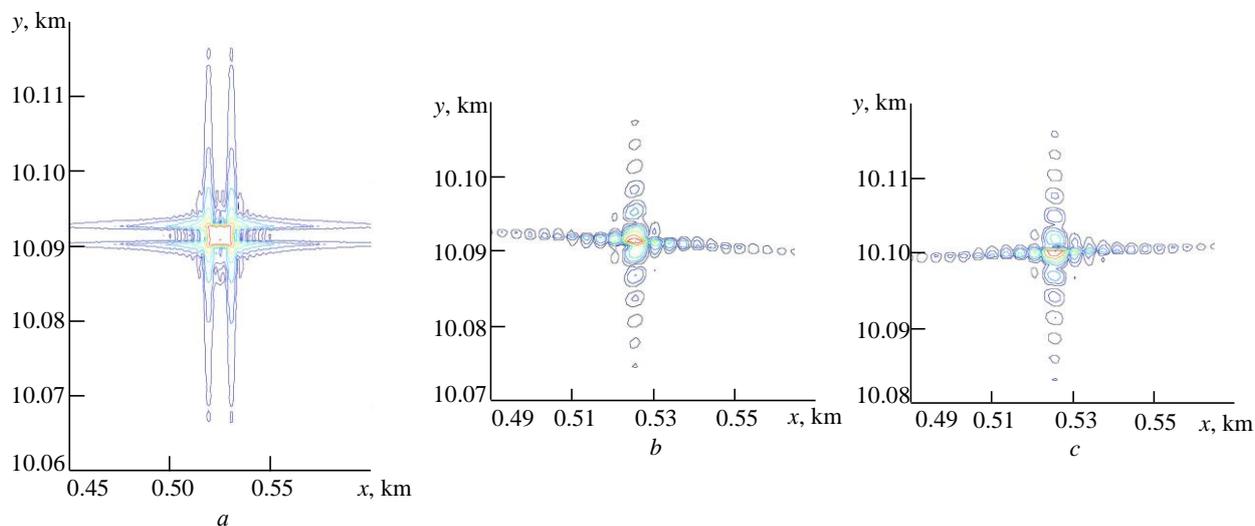


Рис. 2. Results of the simulation: SAR images of a stationary target:
a – standard algorithm; *b* – synthesized algorithm; *c* – ZLZ-algorithm

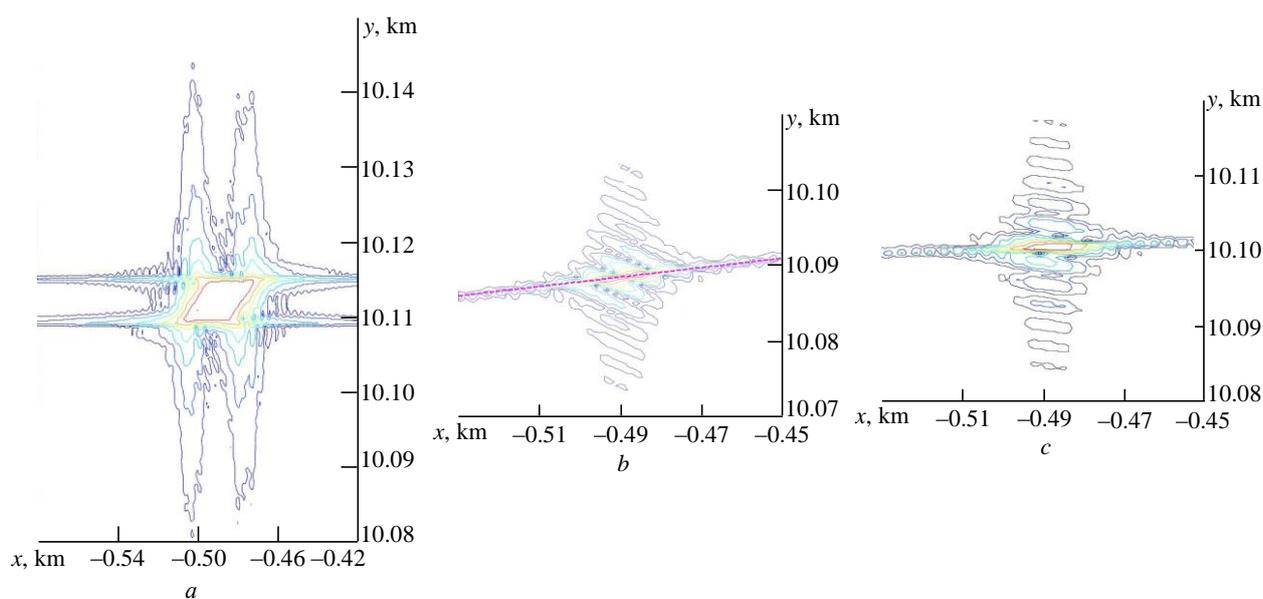


Рис. 3. Results of the simulation: SAR images of a moving target:
a – standard algorithm; *b* – synthesized algorithm; *c* – ZLZ-algorithm

sized algorithm is a new variant of the Keystone Transform algorithm without interpolation. The basis of the proposed algorithm are the reduced Chirp Scaling and the Fast Fourier Transforms. The proposed algorithm is simpler than the Keystone Transform. It does not need any functional interpolation and yields the radar image in the true Cartesian "along-track range – cross-track range" coordinates. Computer simulation proves high efficiency of the algorithm. The proposed algo-

gorithm can be used for SAR imaging of moving targets. In this case the algorithm would produce a focused image of the moving target that is shifted from the target true position and slightly rotated. The shift and the inclination angle of the image depend on the projection of the target relative velocity on the line-of-sight, i. e. the radial speed of the target. Estimation of the image parameters permits to determine the target movement parameters – its true position and velocity.

References

1. Moreira A., Prats-Iraola P., Younis M., Krieger G., Hajnsek I., Papathanassiou K. P. A tutorial on synthetic aperture radar, *IEEE Geoscience and Remote Sensing Magazine*. Mar. 2013, vol. 1, iss. 1, pp. 6–43. doi: 10.1109/GRS.2013.2248301
2. Uysal F. Comparison of range migration correction algorithms for range-Doppler processing. *J. Appl. Remote Sens.* 2017, vol. 11, iss. 3, art. 036023, pp. 1–10. doi: 10.1117/1.JRS.11.036023
3. Cumming I., Bennett J. Digital processing of Seasat SAR data. *Proc. Article in ICASSP '79. IEEE Intern. Conf. on Acoustics, Speech and Signal Proc.* Apr. 1979, vol. 4, pp. 710–718. doi: 10.1109/icassp.1979.1170630
4. Jin M. Y., Wu C. A SAR correlation algorithm which accommodates large range migration. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*. Nov. 1984, vol. GE-22, iss. 6, pp. 592–597. doi: 10.1109/tgrs.1984.6499176
5. Chang C. Y., Jin M., Curlander J. C. Squint Mode SAR Processing Algorithms in 12th Canadian Symp. on Remote Sensing Geoscience and Remote Sensing Symp. Jul. 1989, vol. 3, pp. 1702–1706. doi: 10.1109/igarss.1989.576456
6. Smith A. M. A new approach to range–Doppler SAR processing. *Intern. J. of Remote Sensing*. Feb. 1991, vol. 12, iss. 2, pp. 235–251. doi: 10.1080/01431169108929650
7. Franceschetti G., Schirizzi G., A SAR processor based on two-dimensional FFT code. *IEEE Transactions on Aerospace Electronic Systems*. Mar. 1990, vol. 26, iss. 2, pp. 356–366. doi: 10.1109/7.53462
8. Cafforio C., Prati C., Rocca F. SAR data focusing using seismic migration techniques. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*. Mar. 1991, vol. 27, iss. 2, no. 2, pp. 194–207. doi: 10.1109/7.78293
9. Franceschetti G., Lanari R., Marzouk E. S. Aberration free SAR raw data processing via transformed grid predeformation. *Proc. of IGARSS '93 – IEEE Intern. Geoscience and Remote Sensing Symp.* Aug. 1993, vol. 4, pp. 1593–1595. doi: 10.1109/igarss.1993.322306
10. Stolt R. H. Migration by Fourier transform. *Geophysics*. Feb. 1978, vol. 43, iss. 1, pp. 23–48. doi: 10.1190/1.1440826
11. Perry R. P., DiPietro R. C., Fante R. L. SAR imaging of moving targets. *IEEE Transactions on Aerospace Electronic Systems*. Jan. 1999, vol. 35, iss. 1, pp. 188–200. doi: 10.1109/7.745691
12. Perry R. P., DiPietro R. C., Fante R. L. Coherent Integration with Range Migration Using Keystone Formatting. *2007 IEEE Radar Conf. Apr.* 2007, pp. 863–868. doi: 10.1109/radar.2007.374333
13. Runge H., Bamler R. A Novel High Precision SAR Focussing Algorithm Based on Chirp Scaling. *Proc. Article IGARSS '92 Intern. Geoscience and Remote Sensing Symp.* May 1992, vol. 1, pp. 372–375. doi: 10.1109/igarss.1992.576715
14. Cumming I., Wong F., Raney K. A SAR Processing Algorithm with no Interpolation. *Proc. IGARSS '92 Intern. Geoscience and Remote Sensing Symp.* May 1992, vol. 1, pp. 376–379. doi: 10.1109/igarss.1992.576716
15. Wong F., Cumming I., Raney R. K. Processing simulated RADARSAT SAR data with squint by a high precision algorithm. *Proc. of IGARSS '93. IEEE Intern. Geoscience and Remote Sensing Symp.* Aug. 1993, vol. 3, pp. 1176–1178. doi: 10.1109/igarss.1993.322127
16. Raney R. K., Runge H., Bamler R., Cumming I. G., Wong F. H. Precision SAR processing using chirp scaling. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*. Jul. 1994, vol. 32, iss. 4, pp. 786–799. doi: 10.1109/36.298008
17. Moreira A., Huang Y. Airborne SAR Processing of Highly Squinted Data Using a Chirp Scaling Approach with Integrated Motion Compensation. *IEEE Trans. Geoscience and Remote Sensing*. 1994, vol. 32, iss. 5, pp. 1029–1040. doi: 10.1109/36.312891
18. Moreira A., Mittermayer J., Scheiber R. Extended chirp scaling algorithm for air- and spaceborne SAR data processing in stripmap and scanSAR imaging modes. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing. J. Article*. 1996, vol. 34, iss. 5, pp. 1123–1136. doi: 10.1109/36.536528
19. Mittermayer J., Moreira A., Loffeld O. Spotlight SAR data processing using the frequency scaling algorithm. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*. Sep. 1999, vol. 37, iss. 5, pp. 2198–2214. doi: 10.1109/36.789617
20. Zhu D., Shen M., Zhu Z. Some Aspects of Improving the Frequency Scaling Algorithm for Dechirped SAR Data Processing. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*. 2008, vol. 46, iss. 6, pp. 1579–1588. doi: 10.1109/tgrs.2008.916468

21. Zhou F., Wu R., Xing M., Bao Z. Approach for single channel SAR ground moving target imaging and motion parameter estimation. IET Radar, Sonar& Navigation. 2007, vol. 1, no. 1, pp. 59–66. doi: 10.1049/iet-rsn:20060040
22. Scott K. M., Barott W. C., Himed B. The keystone transform: Practical limits and extension to second order corrections. IEEE Radar Conf. (RadarCon), Arlington, VA. 2015, pp. 1264–1269. doi: 10.1109/RADAR.2015.7131189
23. Zhu D., Li Y., Zhu Z. A Keystone Transform without Interpolation for SAR Ground Moving Target Imaging. IEEE Geoscience and Remote Sensing Lett. 2007, vol. 4, iss. 1, pp. 18–22. doi: 10.1109/lgrs.2006.882147
24. Papoulis A. The Fourier integral and its applications. New York, McGraw–Hill, 1962.
25. Monakov A. An algorithm of range migration compensation for sidelooking SAR. Electromagnetic waves and electronic systems. 2018, vol. 23, no. 7, pp. 6–12. doi: 10.18127/j15604128-201807-02 (In Russ.)
26. Fedoryuk M. V. Asymptotic: Integrals and Series. Moscow, Nauka, 1987, 366 p. (In Russ.)
27. Vladimirov V. S. Generalized functions in mathematical physics. Moscow, Nauka, 1979, 320 p. (In Russ.)
28. Barbarossa S., Farina A. Detection and imaging of moving objects with synthetic aperture radar. Pt. 2. Joint time-frequency analysis by Wigner Ville distribution. IEE Proceedings F (Radar and Signal Processing). 1992, vol. 139, no. 1, pp. 89–97. doi: 10.1049/ip-f-2.1992.0011
29. Barbarossa S. Analysis of multicomponent LFM signals by a combined Wigner-Hough transform. IEEE Transactions on Signal Processing. 1995, vol. 43, no. 6, pp. 1511–1515. doi: 10.1109/78.388866
30. Hong-Bo Sun, Guo-Sui Liu, Hong Gu, Wei-Min Su Application of the fractional Fourier transform to moving target detection in airborne SAR, IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 2002, vol. 38, no. 4, pp. 1416–1424. doi: 10.1109/TAES.2002.1145767
31. Yu X., Chen X., Huang Y., Guan J. Sparse Fractional Fourier Transform and its Applications in Radar Moving Target Detection, Intern. Conf. on Radar (RADAR), Brisbane, QLD. 2018, pp. 1–5. doi: 10.1109/RADAR.2018.8557319
32. Sharif M. R., Abeysekera S. S. Efficient wideband signal parameter estimation using a Radon-ambiguity transform slice, IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 2007, vol. 43, no. 2, pp. 673–688. doi: 10.1109/TAES.2007.4285361
33. Yang J., Zhang Y. A novel keystone transform based algorithm for moving target imaging with Radon transform and fractional Fourier transform involved, Progress in Electromagnetics Research Symposium. 2014, pp. 1406–1410.

Information about the author

Andrey A. Monakov, Dr. Sci. (Eng.) (2000), Professor (2005) of the Department of radio equipment systems of the Saint Petersburg State University of Aerospace Instrumentation, Honorable Mechanical Engineer of the Russian Federation (2005), Honorable Worker of Higher Professional Education of the Russian Federation (2006). The author of more than 150 scientific publications. Area of expertise: digital signal processing; radar theory; microwave remote sensing; air traffic control.

Address: Institute of Radio Engineering, Electronics and Communications, Saint Petersburg State University of Aerospace Instrumentation, 67A Bolshaja Morskaja St., St Petersburg 190121, Russia

E-mail: a_monakov@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0003-4469-0501>

Радиолокация и радионавигация

УДК 621.396.9

Оригинальная статья

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2021-24-2-38-53>

Совместное использование станции активного подсвета и опорных источников сигналов при местоопределении наземных радиопередающих устройств, работающих через геостационарные ретрансляторы

Р. Д. Галл✉

ООО Научно-производственное предприятие "Новые технологии телекоммуникаций",
Санкт-Петербург, Россия

✉ roman942010@mail.ru

Аннотация

Введение. В настоящее время часто наблюдаются случаи постановки помех пользователям спутниковых систем связи, использующих, в частности, космические аппараты-ретрансляторы, расположенные на геостационарной орбите, а также нелегального использования ресурса таких космических аппаратов. Подобные действия могут быть как непреднамеренными, так и целенаправленными, и, в частности, приводят к несоблюдению норм электромагнитной совместимости с другими пользователями спутниковой системы связи. Для оперативного и качественного реагирования служб радиоконтроля и операторов космических аппаратов на нелегальные действия актуальна разработка методов, позволяющих с необходимой точностью определять местоположение источника помехового радиоизлучения.

Цель работы. Разработка метода повышения точности определения координат наземных источников радиоизлучения, работающих через геостационарные спутники-ретрансляторы, за счет совместного использования станции активного подсвета и опорных источников сигналов.

Материалы и методы. Используются статистическая теория радиотехнических систем, теория цифровой обработки сигналов и метод имитационного моделирования.

Результаты. Разработан метод повышения точности местоопределения наземных источников радиоизлучения, работающих через геостационарные ретрансляторы, за счет совместного использования станции активного подсвета и опорных источников сигналов. Описан метод разрешения неоднозначности относительно истинного корреляционного пика опорного источника сигнала с помощью сигнала станции активного подсвета. Получено выражение для вероятности правильного решения при разрешении неоднозначности. В результате имитационного моделирования получена оценка точности геолокации при использовании разработанного метода в сравнении с известным методом, предполагающим использование трех реперных станций.

Заключение. Метод, описываемый в данной статье, позволяет достичь относительно высокой точности определения местоположения наземных источников радиоизлучения в интересующих регионах Земли, не требуя организационных и финансовых затрат по установке большого количества реперных станций.

Ключевые слова: геолокация, определение местоположения, геостационарный спутник, метод TDOA–TDOA, реперная станция, станция активного подсвета, опорный источник сигнала

Для цитирования: Галл Р. Д. Совместное использование станции активного подсвета и опорных источников сигналов при местоопределении наземных радиопередающих устройств, работающих через геостационарные ретрансляторы // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2021. Т. 24, № 2. С. 38–53. doi: 10.32603/1993-8985-2021-24-2-38-53

Конфликт интересов. Автор заявляет об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 15.01.2021; принята к публикации после рецензирования 13.03.2021; опубликована онлайн 29.04.2021

Shared Operation of a Barrage Jammer and Reference Signal Sources for Determining Ground-Based Radio Transmitters Operating via Geostationary Relay Satellites

Roman D. Gall 

"New Telecommunication Technologies" RPE Co. Ltd., St Peterburg, Russia

 roman942010@mail.ru

Abstract

Introduction. There are incidences of jamming the users of satellite communication systems, who apply e.g. geostationary relay satellites, and the illegal use of such satellite resources. These actions can be both intentional and unintentional, and, among other things, be caused by non-compliance with electromagnetic compatibility standards on part of other users of satellite communication systems. For a prompt and high-quality response of radio monitoring services and satellite operators to these illegal actions, it seems urgent to develop methods for accurate determination of the geolocation of radio emission sources.

Aim. To develop a method for improving the accuracy of determining the coordinates of ground-based radio emission sources operating via geostationary relay satellites based on shared operation of a barrage jammer and reference signal sources.

Materials and methods. The research was conducted using the statistical theory of radio engineering systems, the theory of digital signal processing and the method of simulation.

Results. A method was developed for improving the geolocation accuracy of ground-based radio emission sources operating via geostationary relay satellites based on shared operation of a barrage jammer and reference signal sources. A method for resolving ambiguity regarding the true correlation peak of a reference source signal using a signal from a barrage jammer was described. An expression was obtained for the probability of a correct solution when resolving such ambiguity. As a result, the estimates of geolocation accuracy obtained using the developed method were compared with those obtained by a conventional method relying on the usage of 3 different reference stations.

Conclusions. The method proposed in this paper makes it possible to achieve a relatively high accuracy when determining the geolocation of ground-based radio emission sources in the Earth's regions of interest, at the same time as involving no organizational and financial costs for the installation of a large number of reference stations.

Keywords: geolocation, positioning determining, geostationary relay satellite, TDOA–TDOA method, reference station, barrage jammer, reference signal source

For citation: Gall R. D. Shared Operation of a Barrage Jammer and Reference Signal Sources for Determining Ground-Based Radio Transmitters Operating via Geostationary Relay Satellites. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2021, vol. 24, no. 2, pp. 38–53. doi: 10.32603/1993-8985-2021-24-2-38-53

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

Submitted 15.01.2021; accepted 13.03.2021; published online 29.04.2021

Введение. В настоящее время на геостационарной орбите (ГСО) расположено множество космических аппаратов (КА), ретранслирующих сигналы земных спутниковых систем связи. Наряду с использованием ресурсов КА по прямому назначению отмечается как непреднамеренное, так и целенаправленное незаконное использование ресурса геостационарных спутников-ретрансляторов (СР), а также создание

помех легальным пользователям. В этой связи актуальной является задача определения местоположения (ОМП) (геолокации) источников радиоизлучения (ИРИ), сигналы которых ретранслируются геостационарными СР. Имея данные о местоположении нарушителя, службы радиоконтроля, а также операторы геостационарных СР смогут оперативно реагировать на незаконное использование ресурса КА.

Совместное использование станции активного подсвета и опорных источников сигналов при местопределении наземных радиопередающих устройств, работающих через геостационарные ретрансляторы

39

Shared Operation of a Barrage Jammer and Reference Signal Sources for Determining Ground-Based Radio Transmitters Operating via Geostationary Relay Satellites

В основу геолокации положены следующие свойства системы передачи информации с использованием геостационарных СР [1–3]:

- наличие паразитного излучения сигнала ИРИ за счет боковых лепестков ДН его антенны;
- наличие большого количества КА на ГСО, что позволяет сформировать базу ОМП;
- неидеальность синхронных орбит, в силу чего образуется доплеровское смещение частоты ИРИ.

Целью настоящей статьи является разработка метода повышения точности определения координат наземных ИРИ, работающих через геостационарные СР, за счет совместного использования станции активного подсвета и опорных источников сигналов.

В настоящее время известно несколько методов построения линии положения ИРИ на поверхности Земли. Линия может быть построена разностно-дальномерным методом (Time Difference of Arrival – TDOA) и на основании смещения частот сигналов, поступающих от ИРИ (Frequency Difference of Arrival – FDOA). Для определения ОМП ИРИ необходимо найти точку пересечения двух линий положения на поверхности Земли, каждая из которых может быть построена как по методу TDOA, так и FDOA [4–9]. В статье рассмотрено построение обеих линий положения по методу TDOA.

Метод TDOA (разностно-дальномерный) заключается в построении линии положения, соответствующей разности времен распространения сигнала, принятого с двух геостационарных СР. На рис. 1 изображена схема построения линии положения по этому методу.

ИРИ основным лепестком диаграммы направленности (ДН) излучает сигнал в направлении СР₂, расположенного на расстоянии $d_{ИРИ-СР_2}$ от ИРИ. Боковым лепестком он излучает сигнал в направлении СР₁, находящегося на расстоянии $d_{ИРИ-СР_1}$. Ретранслированные сигналы принимаются комплексом геолокации (КГ), находящимся на расстояниях $d_{СР_1-КГ}$ от СР₁ и $d_{СР_2-КГ}$ от СР₂.

Для определения координат ИРИ методом TDOA–TDOA требуется построение двух линий положения (каждой по методу TDOA), для чего необходимы 3 СР: 2 вспомогательных

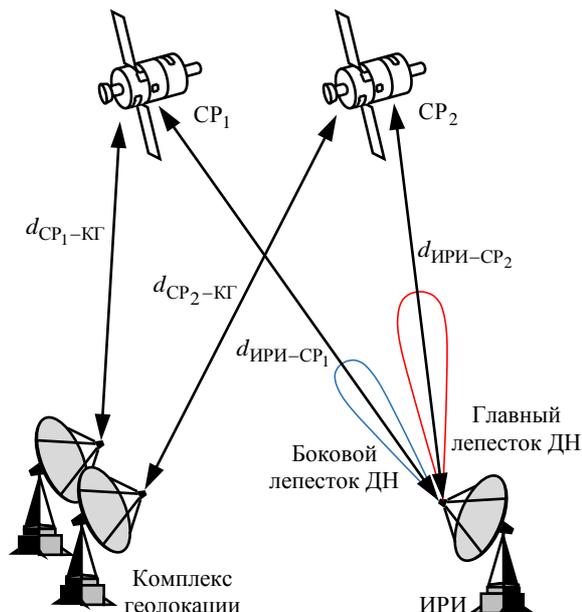


Рис. 1. Схема построения линии положения по методу TDOA

Fig. 1. TDOA method for calculating the position line (СР₁ и СР₃) и основной (СР₂). Одна линия положения строится на основании оценки разности времен прихода сигнала ИРИ с СР₂ и СР₁, другая – на основании оценки разности времен прихода сигнала ИРИ с СР₂ и СР₃. Вычисление координат ИРИ сводится к поиску минимума функции невязки:

$$f_{TDOA-TDOA}(x, y, z) = \min_{x, y, z \in \mathbb{R}} \left\{ \left[d_{ИРИ-СР_2}(x, y, z) + d_{СР_2-КГ} - d_{ИРИ-СР_1}(x, y, z) + d_{СР_1-КГ} - c\Delta\tau_{21} \right]^2 + \left[d_{ИРИ-СР_2}(x, y, z) + d_{СР_2-КГ} - d_{ИРИ-СР_3}(x, y, z) + d_{СР_3-КГ} - c\Delta\tau_{23} \right]^2 \right\},$$

где $\Delta\tau_{21}$ – разность времен прихода в КГ сигналов ИРИ, ретранслированных СР₂ и СР₁; $\Delta\tau_{23}$ – разность времен прихода в КГ сигналов ИРИ, ретранслированных СР₂ и СР₃. При расчетах следует учитывать нелинейное ограничение, соответствующее условию нахождения ИРИ на поверхности Земли:

$$\left(\frac{x}{R_e}\right)^2 + \left(\frac{y}{R_e}\right)^2 + \left(\frac{z\sqrt{1-e_z^2}}{R_e}\right)^2 - 1 = 0,$$

где x, y, z – координаты ИРИ в системе ECEF (Earth centered, Earth fixed); R_e – экваториальный радиус Земли; e_z – эксцентриситет земного эллипсоида.

Оценка моментов прихода сигналов ИРИ Δt осуществляется фиксацией экстремума взаимной функции неопределенности (ВФН) между принятыми сигналами:

$$A(\tau, f) = \int_0^T s_1(t) s_2^*(t + \tau) \exp(-j2\pi f t) dt,$$

где $s_1(t, f_1) = u(t) \exp(j2\pi f_1 t) + n_1(t)$, $s_2(t, f_2, \Delta t) = u(t - \Delta t) \exp[j2\pi f_2(t - \Delta t)] + n_2(t)$ – сигналы, принятые с основного и вспомогательного СР соответственно; T – время наблюдения, причем $u(t)$ – комплексный сигнал в основной полосе частот; f_1, f_2 – несущие частоты принятых сигналов; $n_1(t), n_2(t)$ – аддитивные шумовые составляющие.

Из [10] следует, что оценками максимального правдоподобия параметров Δt и Δf для модели сигнала, представляющего собой сумму неизвестного детерминированного сигнала и аддитивного белого гауссовского шума (АБГШ), являются значения, максимизирующие модуль ВФН:

$$\hat{\Delta t}, \hat{\Delta f} = \arg \max_{\Delta t, \Delta f} |A(\Delta t, \Delta f)|.$$

При воздействии на сигналы АБГШ отношение сигнал/шум (ОСШ) на выходе коррелятора, вычисляющего ВФН, для комплексных сигналов в основной полосе составляет [11]:

$$\gamma_{\text{вых}} = BT\gamma_{\text{эф}},$$

где B – шумовая полоса сигналов; $\gamma_{\text{эф}}$ – эффективное значение ОСШ (ЭОСШ) сигналов на входе коррелятора, определяемое из выражения

$$\frac{1}{\gamma_{\text{эф}}} = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{\gamma_1} + \frac{1}{\gamma_2} + \frac{1}{\gamma_1 \gamma_2} \right).$$

Здесь γ_1, γ_2 – ОСШ сигналов $s_1(t)$ и $s_2(t)$ соответственно на входе коррелятора. Величина BT называется энергетическим выигрышем вычисления корреляции (ЭВК) (processing gain – PG).

Для сигнала с прямоугольным спектром среднеквадратическое отклонение (СКО) оценки

$\hat{\Delta t}$, соответствующее границе Крамера–Рао, определяется выражением [11]:

$$\sigma_{\Delta \hat{t}} \approx \frac{0.55}{B_s} \frac{1}{\sqrt{BT\gamma_{\text{эф}}}}, \quad (1)$$

где B_s – ширина полосы сигнала. Далее в качестве СКО оценки TDOA будем принимать это значение, так как оценки максимального правдоподобия являются асимптотически эффективными.

Методы. Можно выделить ряд основных факторов, влияющих на точность геолокации методом TDOA–TDOA:

- точность оценки координат используемых СР;
- расстояние между используемыми СР (база геолокации), взаимное положение СР и ИРИ (геометрический фактор);
- отличие фактической формы Земли от референц-эллипсоида;
- ширина полосы сигнала B_s ;
- энергетический выигрыш вычисления корреляции BT ;
- ЭОСШ в принятом сигнале $\gamma_{\text{эф}}$;
- нестабильность частоты гетеродина СР, интервал стационарности параметра TDOA Δt и прочие факторы.

Степень влияния перечисленных факторов на точность ОМП ИРИ различна и может являться темой отдельного исследования. В настоящей статье рассмотрено влияние первого фактора (точности оценки координат используемых СР) при фиксированных значениях остальных параметров. Далее представлен разработанный метод, позволяющий повысить точность геолокации наземных ИРИ за счет предварительной оценки координат используемых СР.

Координаты большинства геостационарных СР находятся в свободном доступе в сети Интернет в формате TLE – двухстрочном формате данных, представляющем собой набор элементов орбиты спутника [12]. Ошибки ОМП ИРИ при использовании данных TLE могут составлять тысячи километров [13], что недопустимо для решения задачи определения позиции ИРИ.

Известен метод уточнения координат СР, заключающийся в использовании трех реперных станций (РС), которые по команде КГ синхронно излучают известные взаимно ортогональные сигналы, представляющие собой модулированные псевдослучайные последовательности, с мощно-

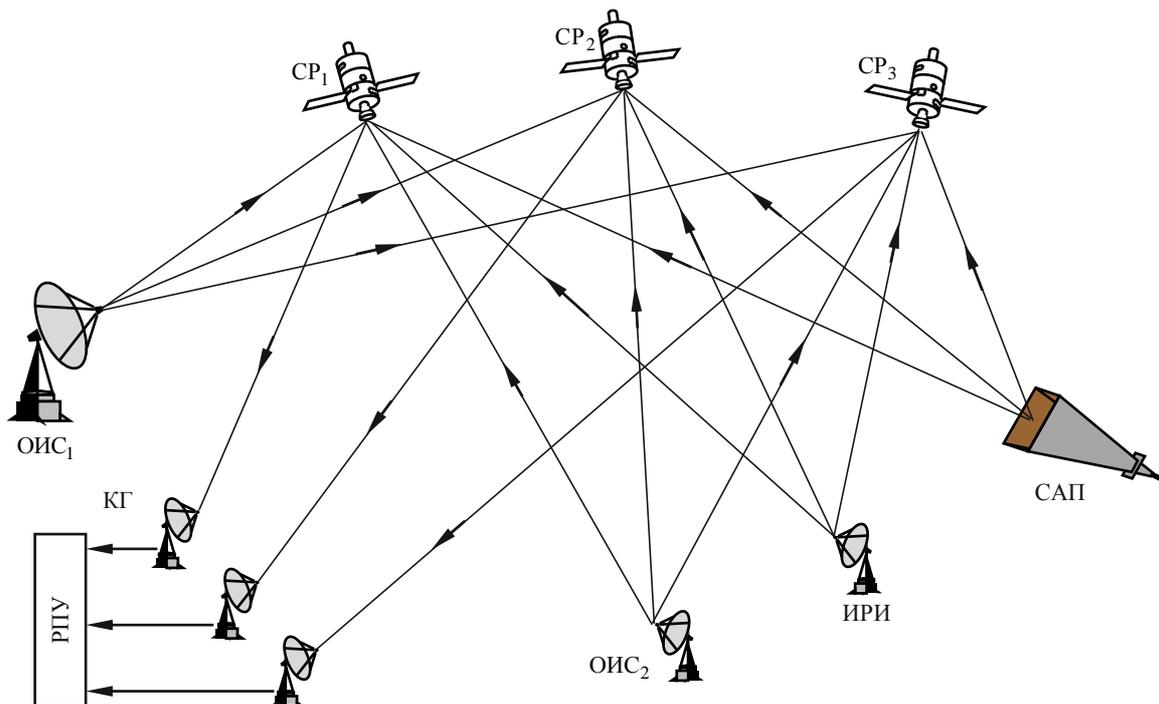


Рис. 2. Схема системы геолокации, работающей по предложенному методу
 Fig. 2. A diagram of a geolocation system working according to the proposed method

стью ниже уровня шумов спутниковых транспондеров. В КГ на основании оценки времени распространения сигналов от каждой из трех РС суммарно-дальномерным методом вычисляются координаты СР [14, 15]. Недостатки описанного метода – необходимость развертывания трех РС на разнесенных друг от друга на сотни километров площадках, что может быть организационно, экономически или технически затруднительно или невозможно. Поскольку области с максимальной точностью будут располагаться вблизи РС, ее достижение в том или ином регионе Земли влечет необходимость физического перемещения РС в интересующий регион, что зачастую невозможно.

Результаты. Предложенный в настоящей статье метод совместного использования станции активного подсвета (САП) и опорных источников сигналов (ОИС) позволяет устранить описанные недостатки использования трех РС. Разработанный метод заключается в использовании одной САП и двух ОИС с известными координатами. Схема системы геолокации, работающей по предложенному методу, показана на рис. 2. Геолоцируемый ИРИ работает через СР₂, поэтому СР₂ – основной, СР₁ и СР₃ – вспомогательные. ОИС₁ и ОИС₂ – легальные источники сигнала, работающие через тот же спутник СР₂, что и геолоцируемый ИРИ.

Сигналы, передаваемые по боковым лепесткам ДН ОИС₁ и ОИС₂, как и геолоцируемого ИРИ, ретранслируются вспомогательными СР₁ и СР₃. САП представляет собой радиопередатчик с антенно-фидерной системой, обеспечивающей диаграмму направленности шириной примерно 30° (например, рупорного типа), что позволяет облучать одновременно как основной, так и вспомогательные СР. ОСШ сигнала САП должно быть достаточно низким (не больше –20 дБ), чтобы не создавать помех легальным системам связи. В состав КГ входят 3 антенны, присоединенные к многоканальному когерентному радиоприемному устройству (РПУ). В КГ синхронно когерентно записываются сигналы ИРИ, ОИС₁, ОИС₂ и САП.

Позиции элементов системы описываются координатами:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{\text{КГ}} &= [x_{\text{КГ}}, y_{\text{КГ}}, z_{\text{КГ}}]^T - \text{КГ}; \\ \mathbf{x}_1 &= [x_{\text{ОИС}_1}, y_{\text{ОИС}_1}, z_{\text{ОИС}_1}]^T - \text{ОИС}_1; \\ \mathbf{x}_2 &= [x_{\text{ОИС}_2}, y_{\text{ОИС}_2}, z_{\text{ОИС}_2}]^T - \text{ОИС}_2; \\ \mathbf{x}_3 &= [x_{\text{САП}}, y_{\text{САП}}, z_{\text{САП}}]^T - \text{САП}; \\ \mathbf{x}_{\text{СР}_1} &= [x_{\text{СР}_1}, y_{\text{СР}_1}, z_{\text{СР}_1}]^T - \text{СР}_1; \end{aligned}$$

$$\mathbf{x}_{CP_2} = [x_{CP_2}, y_{CP_2}, z_{CP_2}]^T - CP_2;$$

$$\mathbf{x}_{CP_3} = [x_{CP_3}, y_{CP_3}, z_{CP_3}]^T - CP_3$$

("T" – символ транспонирования).

Координаты КГ, ОИС₁, ОИС₂, САП и CP₂ считаются известными (например, полученными по TLE). Уточнение координат ведется на основе синхронно записанных в КГ сигналов, принятых с направлений на CP₁ – CP₃. Далее будем рассматривать только пару основной/вспомогательный спутник-ретранслятор CP₂ и CP₁, так как для пары CP₂ и CP₃ рассуждения и выкладки будут аналогичны.

Введем также обозначения исходных координат, подлежащих уточнению:

$$\mathbf{x}_{CP_1}^{исх} = [x_{CP_1}^{исх}, y_{CP_1}^{исх}, z_{CP_1}^{исх}]^T - CP_1;$$

$$\mathbf{x}_{CP_2}^{исх} = [x_{CP_2}^{исх}, y_{CP_2}^{исх}, z_{CP_2}^{исх}]^T - CP_2.$$

Будем исходить из утверждения, что на точность линии положения TDOA существенно влияет не ошибка оценки абсолютных координат основного и вспомогательного CP, а ошибка оценки положения вспомогательного CP относительно основного. Тогда можно считать оценкой координат CP₂ его исходные координаты: $\hat{\mathbf{x}}_{CP_2} = \mathbf{x}_{CP_2}^{исх}$.

Выражение для нахождения оценки координат CP₁ будет получено далее.

Справедливо следующее равенство:

$$\begin{aligned} & \sqrt{(\mathbf{x}_{CP_2} - \mathbf{x}_i)^T (\mathbf{x}_{CP_2} - \mathbf{x}_i)} + \\ & + \sqrt{(\mathbf{x}_{CP_2} - \mathbf{x}_{КГ})^T (\mathbf{x}_{CP_2} - \mathbf{x}_{КГ})} - \\ & - \sqrt{(\mathbf{x}_{CP_1} - \mathbf{x}_i)^T (\mathbf{x}_{CP_1} - \mathbf{x}_i)} - \\ & - \sqrt{(\mathbf{x}_{CP_1} - \mathbf{x}_{КГ})^T (\mathbf{x}_{CP_1} - \mathbf{x}_{КГ})} = c\Delta\tau_i, \\ & i = 1, 2, 3, \end{aligned}$$

где c – скорость света; $\Delta\tau_1$ и $\Delta\tau_2$ – разность моментов времени прибытия в КГ сигналов ОИС₁ и ОИС₂ со CP₂ и CP₁ соответственно; $\Delta\tau_3$ – разность моментов времени прибытия в КГ сигнала САП со CP₂ и CP₁.

Обозначим

$$\begin{aligned} r_i &= \sqrt{(\mathbf{x}_{CP_2} - \mathbf{x}_i)^T (\mathbf{x}_{CP_2} - \mathbf{x}_i)} + \\ & + \sqrt{(\mathbf{x}_{CP_2} - \mathbf{x}_{КГ})^T (\mathbf{x}_{CP_2} - \mathbf{x}_{КГ})}, \\ & i = 1, 2, 3, \end{aligned}$$

и возведем полученное выражение в квадрат:

$$\begin{aligned} & (\mathbf{x}_{CP_1} - \mathbf{x}_i)^T (\mathbf{x}_{CP_1} - \mathbf{x}_i) + \\ & + (\mathbf{x}_{CP_1} - \mathbf{x}_{КГ})^T (\mathbf{x}_{CP_1} - \mathbf{x}_{КГ}) + \\ & + 2 \left[(\mathbf{x}_{CP_1} - \mathbf{x}_i)^T (\mathbf{x}_{CP_1} - \mathbf{x}_i) \times \right. \\ & \left. \times (\mathbf{x}_{CP_1} - \mathbf{x}_{КГ})^T (\mathbf{x}_{CP_1} - \mathbf{x}_{КГ}) \right]^{1/2} = \\ & = r_i^2 - 2cr_i\Delta\tau_i + c^2\Delta\tau_i^2, i = 1, 2, 3. \end{aligned}$$

Обозначим:

$$\begin{aligned} a_i &= r_i^4 + 6c^2r_i^2\Delta\tau_i^2 + \\ & + c^4\Delta\tau_i^4 - 4cr_i^3\Delta\tau_i - 4c^3r_i\Delta\tau_i^3; \\ b_i &= -2(r_i^2 - 2cr_i\Delta\tau_i + c^2\Delta\tau_i^2), i = 1, 2, 3. \end{aligned}$$

Тогда:

$$\begin{aligned} & 2(\mathbf{x}_{CP_1} - \mathbf{x}_i)^T (\mathbf{x}_{CP_1} - \mathbf{x}_i) \times \\ & \times (\mathbf{x}_{CP_1} - \mathbf{x}_{КГ})^T (\mathbf{x}_{CP_1} - \mathbf{x}_{КГ}) = \\ & = a_i + (\mathbf{x}_{CP_1} - \mathbf{x}_i)^T (\mathbf{x}_{CP_1} - \mathbf{x}_i) \times \\ & \times (\mathbf{x}_{CP_1} - \mathbf{x}_i)^T (\mathbf{x}_{CP_1} - \mathbf{x}_i) + \\ & + (\mathbf{x}_{CP_1} - \mathbf{x}_{КГ})^T (\mathbf{x}_{CP_1} - \mathbf{x}_{КГ}) \times \\ & \times (\mathbf{x}_{CP_1} - \mathbf{x}_{КГ})^T (\mathbf{x}_{CP_1} - \mathbf{x}_{КГ}) + \\ & + b_i (\mathbf{x}_{CP_1} - \mathbf{x}_i)^T (\mathbf{x}_{CP_1} - \mathbf{x}_i) + \\ & + b_i (\mathbf{x}_{CP_1} - \mathbf{x}_{КГ})^T (\mathbf{x}_{CP_1} - \mathbf{x}_{КГ}), i = 1, 2, 3. \end{aligned}$$

Раскрыв скобки и обозначив

$$\begin{aligned} d_i &= \mathbf{x}_i^T \mathbf{x}_i, g = \mathbf{x}_{КГ}^T \mathbf{x}_{КГ}, \\ k_i &= a_i + (d_i - g)^2 + b_i (d_i + g), \end{aligned}$$

получим:

$$\begin{aligned} & \left(8\mathbf{x}_i^T \mathbf{x}_{CP_1} \mathbf{x}_{КГ}^T - 4\mathbf{x}_i^T \mathbf{x}_{CP_1} \mathbf{x}_i^T - \right. \\ & \left. - 4\mathbf{x}_{КГ}^T \mathbf{x}_{CP_1} \mathbf{x}_{КГ}^T - 2b_i \mathbf{x}_{CP_1}^T \right) \mathbf{x}_{CP_1} + \\ & + \left(4d_i \mathbf{x}_i^T + 4g \mathbf{x}_{КГ}^T + 2b_i \mathbf{x}_i^T + \right. \\ & \left. + 2b_i \mathbf{x}_{КГ}^T - 4g \mathbf{x}_i^T - 4d_i \mathbf{x}_{КГ}^T \right) \mathbf{x}_{CP_1} - k_i = 0, \\ & i = 1, 2, 3. \end{aligned}$$

Полученное выражение представляет собой систему трех уравнений второго порядка с тремя неизвестными. Решение данной системы уравнений дает оценку координат CP_1 \hat{x}_{CP_1} . При этом в качестве значений $\Delta\tau_i$ используются оценки $\Delta\hat{\tau}_i$ ($i = 1, 2, 3$), метод нахождения которых описан далее, а в качестве координат CP_2 , как было отмечено ранее, используется значение $x_{CP_2} = x_{CP_2}^{исх}$, которое не подвергается уточнению.

Рассмотрим метод нахождения оценок $\Delta\hat{\tau}_i$ ($i = 1, 2, 3$). Оценки максимального правдоподобия $\Delta\hat{\tau}_1$ и $\Delta\hat{\tau}_2$ находятся максимизацией модуля ВФН сигналов ОИС₁ и ОИС₂, принятых со CP_2 и CP_1 . Параметр

$$\Delta\tau_3 = \tau_{САП-CP_2-КГ} - \tau_{САП-CP_1-КГ}$$

представляет собой разность моментов времени прибытия в КГ сигнала САП, ретранслированного CP_2 $\tau_{САП-CP_2-КГ}$ и CP_1 $\tau_{САП-CP_1-КГ}$, причем

$$\tau_{САП-CP_i-КГ} = t_{зап}^{CP_i} + \Delta\tau_{САП}^{CP_i} - t_{изл}, \quad i = 1, 2,$$

где $t_{зап}^{CP_i}$ ($i = 1, 2$) – абсолютное время начала записи в КГ сигнала, принятого со CP_i ; $\Delta\tau_{САП}^{CP_i}$ ($i = 1, 2$) – смещение начала сигнала САП относительно начала записанного сигнала со CP_i ; $t_{изл}$ – абсолютное время начала излучения САП. Так как записи сигналов со CP_2 и CP_1 в КГ осуществляются синхронно, т. е. $t_{зап}^{CP_1} = t_{зап}^{CP_2}$, то

$$\Delta\tau_3 = \Delta\tau_{САП}^{CP_2} - \Delta\tau_{САП}^{CP_1}.$$

Таким образом, для нахождения оценки $\Delta\hat{\tau}_3$ следует найти оценки параметров $\Delta\hat{\tau}_{САП}^{CP_2}$ и $\Delta\hat{\tau}_{САП}^{CP_1}$, тогда $\Delta\hat{\tau}_3 = \Delta\hat{\tau}_{САП}^{CP_2} - \Delta\hat{\tau}_{САП}^{CP_1}$. В качестве оценок указанных параметров будем использовать оценки максимального правдоподобия, полученные при максимизации ВФН сигнала, принятого со CP_i ($i = 1, 2$) и известного излученного сигнала САП. В данном случае при расчете ВФН $s_1(t) = u(t)$ – известный эталонный сигнал, излучаемый САП;

$$s_2(t) = u\left(t - \Delta\tau_{САП}^{CP_i}\right) \exp\left[j2\pi\Delta f\left(t - \Delta\tau_{САП}^{CP_i}\right)\right] + n(t)$$

– смещенный по частоте и по времени сигнал САП, находящийся в записи сигнала, принятого со CP_i ($i = 1, 2$) под шумами транспондера. При полосе сигнала САП 30 МГц (что соответствует типичному значению ширины полосы спутникового транспондера) и длительности записи 2 с ЭВК составит 77.8 дБ, что при требуемом ОСШ на выходе коррелятора в 20 дБ позволит обнаружить сигнал САП с ОСШ = –57.8 дБ.

Рассмотрим точность оценок $\Delta\hat{\tau}_i$ ($i = 1, 2, 3$). СКО оценок $\Delta\hat{\tau}_1$ и $\Delta\hat{\tau}_2$ вычисляются по формуле (1). Так как оценка $\Delta\hat{\tau}_3$ равна разности двух независимых случайных величин $\Delta\hat{\tau}_{САП}^{CP_2}$ и $\Delta\hat{\tau}_{САП}^{CP_1}$, то СКО оценки $\Delta\hat{\tau}_3$ в случае одинаковых значений СКО оценок $\Delta\hat{\tau}_{САП}^{CP_2}$ и $\Delta\hat{\tau}_{САП}^{CP_1}$ имеет вид

$$\sigma_{\Delta\hat{\tau}_3} \approx \frac{0.55}{B_s} \frac{1}{\sqrt{BT\gamma_{вх}}},$$

где $\gamma_{вх}$ – ОСШ сигнала САП в синхронных записях сигналов, поступивших от CP_2 и CP_1 (в обоих приемных каналах будем считать ОСШ одинаковым).

Важным является тот факт, что оператор КГ имеет возможность влиять на значения $\sigma_{\Delta\hat{\tau}_1}$ и $\sigma_{\Delta\hat{\tau}_2}$, только лишь изменяя длительность записи T , при этом СКО будут меняться пропорционально $T^{1/2}$. В лучшем случае может существовать возможность выбора сигнала ОИС с максимальной шириной полосы B_s из конечного набора работающих легальных источников радиоизлучения, координаты которых известны. На значение $\sigma_{\Delta\hat{\tau}_3}$ указанные ограничения не накладываются, так как ширину полосы B_s сигнала САП выбирает сам разработчик системы геолокации или оператор КГ с целью достижения требуемого значения $\sigma_{\Delta\hat{\tau}_3}$ и сохранения при этом скрытности при работе САП. Таким образом, можно выбрать такую ширину полосы B сигнала САП, при которой $\sigma_{\Delta\hat{\tau}_3}$ будет значительно меньше, чем $\sigma_{\Delta\hat{\tau}_1}$ и

$\sigma_{\Delta\hat{\tau}_2}$, что позволит существенно повысить точность ОМП ИРИ в регионе расположения САП.

Как было описано ранее, поиск оценок $\Delta\hat{\tau}_1$ и $\Delta\hat{\tau}_2$ сигналов ОИС осуществляется в соответствии со стратегией максимального правдоподобия максимизацией модуля ВФН принятых сигналов. Однако в реальных условиях сигнал ОИС не всегда присутствует в сигнале, принятом со вспомогательного СР (например, если ОИС не облучается вспомогательным СР). Таким образом, процедура уточнения позиций СР является двухэтапной: на первом этапе выполняется различение двух гипотез: нулевой – наличие в сигнале вспомогательного СР лишь АБГШ $[H_0 : s_2(t) = n(t)]$ и единичной – наличие в этом сигнале суммы смещенного по времени и по частоте сигнала ОИС и АБГШ

$$\{H_1 : s_2(t) = u(t - \Delta\tau) \exp[j2\pi f_2(t - \Delta\tau)] + n(t)\}.$$

На втором этапе при принятии решения о справедливости гипотезы H_1 оценивается параметр $\Delta\tau$.

При такой организации процедуры целесообразно использовать обобщенный метод отношения правдоподобия, в соответствии с которым необходимо максимизировать модуль ВФН, после чего сравнить полученное значение максимума с пороговым значением Λ . Если порог не превышен, то принимается решение о справедливости гипотезы H_0 ; в противном случае принимается гипотеза H_1 , а в качестве оценок $\Delta\hat{\tau}$ и $\Delta\hat{f}$ – аргументы максимума ВФН. В качестве порога Λ целесообразно выбрать порог по критерию Неймана–Пирсона.

На практике нередко наблюдаются ситуации, когда модуль ВФН имеет сразу несколько (m) локальных максимумов, превышающих порог Λ и соответствующих различным задержкам $\Delta\tau_i$ ($i = 1, \dots, m$). При этом истинным корреляционным откликом сигнала ОИС является локальный максимум, соответствующий некоторому значению $\Delta\tau_k$ и в общем случае не являющийся глобальным максимумом модуля ВФН. Указанная ситуация может иметь ряд причин, например: автокорреляционная функция сигнала ОИС может иметь множество побочных локальных максимумов, которые вследствие воздействия шума

на ВФН могут превысить основной максимум; шумовой выброс на ВФН может превысить по модулю корреляционный отклик ОИС; в записанных сигналах с основного и вспомогательного СР, помимо собственно сигнала ОИС и АБГШ могут присутствовать помеховые сигналы сторонних ИРИ (вследствие, например, недостаточной поляризационной развязки, приводящей к "просачиванию" сигналов ортогональных поляризаций, нарушения нормы боковых лепестков ДН сторонних ИРИ либо использования режима "несущая в несущей"), из-за чего ВФН является суперпозицией ВФН всех сигналов в записи. Таким образом, появляется неоднозначность относительно корреляционного пика, вызванного именно сигналом ОИС. Очевидно, что при ошибке в выборе корреляционного отклика при оценке параметра $\Delta\tau$ полученная оценка будет смещенной, а оценка координат СР будет произведена с существенной ошибкой. Разработанный метод совместного использования сигналов ОИС и САП позволяет разрешить неоднозначность при поиске корреляционного пика сигнала ОИС. Рассмотрим метод разрешения неоднозначности подробнее.

Не умаляя общности, рассмотрим случай, когда модуль ВФН сигналов некоторого ОИС, принятых с основного СР₂ и вспомогательного СР₁, имеет 2 локальных максимума, превышающих порог Λ и соответствующих задержкам $\Delta\tau_1$ и $\Delta\tau_2$, а модуль ВФН сигналов этого же ОИС, принятых с основного СР₂ и вспомогательного СР₃, имеет один локальный максимум, превышающий порог и соответствующий задержке $\Delta\tau_{СР_3}$. Задача состоит в определении истинного пика ОИС из $\Delta\tau_1$ и $\Delta\tau_2$. Пусть истинным (соответствующим сигналу ОИС) является пик, соответствующий $\Delta\tau_1$. Метод разрешения неоднозначности заключается в следующем: с помощью сигнала САП производится оценка координат СР₁, СР₂ и СР₃ (метод, в соответствии с которым производится оценка координат СР по сигналу САП, описан далее), далее методом TDOA–TDOA выполняется ОМП ОИС. Для построения одной линии положения используется оценка задержки $\Delta\tau_{СР_3}$, а для построения другой линии положения используются последовательно оценки задержек $\Delta\tau_1$ и $\Delta\tau_2$. В результате будут получены 2 варианта оценки координат ОИС.

Рассмотрим декартовую систему координат $x_{\text{ОИС}} y_{\text{ОИС}}$ на плоскости. Начало этой системы соответствует истинному положению ОИС, система координат расположена в плоскости горизонта, ось $x_{\text{ОИС}}$ направлена на север, ось $y_{\text{ОИС}}$ – на восток. Пусть $\hat{\mathbf{x}}_{\text{ОИС}}^{\text{ист}} = [\hat{x}_{\text{ОИС}}^{\text{ист}}, \hat{y}_{\text{ОИС}}^{\text{ист}}]^T$ – оценка координат ОИС в системе $x_{\text{ОИС}} y_{\text{ОИС}}$, полученная по истинной задержке $\Delta\tau_1$, $\hat{\mathbf{x}}_{\text{ОИС}}^{\text{ложн}} = [\hat{x}_{\text{ОИС}}^{\text{ложн}}, \hat{y}_{\text{ОИС}}^{\text{ложн}}]^T$ – координаты в этой же системе, полученные по ложной задержке $\Delta\tau_2$.

Оценка $\hat{\mathbf{x}}_{\text{ОИС}}^{\text{ист}}$ является случайной величиной, характеризующей ошибку ОМП ОИС. В литературе, как правило, ошибка ОМП рассматривается как двумерная нормально распределенная центрированная случайная величина с плотностью вероятности [16]

$$p_{\hat{\mathbf{x}}_{\text{ОИС}}^{\text{ист}}}(\mathbf{x}) = \frac{1}{2\pi|\Sigma|^{1/2}} \exp\left(-\frac{1}{2}\mathbf{x}^T \Sigma^{-1} \mathbf{x}\right),$$

где

$$\Sigma = \begin{bmatrix} \sigma_{\hat{x}_{\text{ОИС}}}^2 & \rho_{\hat{x}_{\text{ОИС}} \hat{y}_{\text{ОИС}}} \sigma_{\hat{x}_{\text{ОИС}}} \sigma_{\hat{y}_{\text{ОИС}}} \\ \rho_{\hat{x}_{\text{ОИС}} \hat{y}_{\text{ОИС}}} \sigma_{\hat{x}_{\text{ОИС}}} \sigma_{\hat{y}_{\text{ОИС}}} & \sigma_{\hat{y}_{\text{ОИС}}}^2 \end{bmatrix}$$

– ковариационная матрица, причем $\sigma_{\hat{x}_{\text{ОИС}}}$ и $\sigma_{\hat{y}_{\text{ОИС}}}$ – СКО случайных величин $\hat{x}_{\text{ОИС}}^{\text{ист}}$ и $\hat{y}_{\text{ОИС}}^{\text{ист}}$ соответственно; $\rho_{\hat{x}_{\text{ОИС}} \hat{y}_{\text{ОИС}}}$ – коэффициент корреляции случайных величин $\hat{x}_{\text{ОИС}}^{\text{ист}}$ и $\hat{y}_{\text{ОИС}}^{\text{ист}}$; $|\cdot|$ – символ определителя матрицы. Если известны значения СКО отклонений точек линий положения в рассчитанной позиции ИРИ σ_{TDOA_1} и σ_{TDOA_2} , а также угол, под которым пересекаются линии положения, можно вычислить параметры $\rho_{\hat{x}_{\text{ОИС}} \hat{y}_{\text{ОИС}}}$, $\sigma_{\hat{x}_{\text{ОИС}}}$ и $\sigma_{\hat{y}_{\text{ОИС}}}$.

Так как ложный пик на ВФН с одинаковой априорной вероятностью может соответствовать любой задержке $\Delta\tau_2$ из диапазона значений, определяемого пересечением зон радиовидимости основного и вспомогательного СР, $\hat{\mathbf{x}}_{\text{ОИС}}^{\text{ложн}}$ можно рассматривать как случайную величину,

имеющую двумерное равномерное распределение с плотностью вероятности

$$p_{\hat{\mathbf{x}}_{\text{ОИС}}^{\text{ложн}}}(\mathbf{x}) = 1/S,$$

где S – площадь участка поверхности Земли, являющегося областью пересечения зон радиовидимости используемых СР.

Задача выбора истинного пика сводится к задаче различения двух гипотез: H_0 – первый пик истинный, второй пик ложный и H_1 – второй пик истинный, первый – ложный. Так как $\hat{\mathbf{x}}_{\text{ОИС}}^{\text{ист}}$ и $\hat{\mathbf{x}}_{\text{ОИС}}^{\text{ложн}}$ – независимые случайные величины, их совместные условные (при справедливости гипотез H_0 либо H_1) плотности вероятности факторизуемы и имеют вид

$$\begin{aligned} p_{\hat{\mathbf{x}}_{\text{ОИС}}^{\text{ист}}, \hat{\mathbf{x}}_{\text{ОИС}}^{\text{ложн}}}(\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2/H_0) &= \\ &= \frac{1}{2\pi S |\Sigma|^{1/2}} \exp\left(-\frac{1}{2}\mathbf{x}_1^T \Sigma^{-1} \mathbf{x}_1\right); \\ p_{\hat{\mathbf{x}}_{\text{ОИС}}^{\text{ист}}, \hat{\mathbf{x}}_{\text{ОИС}}^{\text{ложн}}}(\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2/H_1) &= \\ &= \frac{1}{2\pi S |\Sigma|^{1/2}} \exp\left(-\frac{1}{2}\mathbf{x}_2^T \Sigma^{-1} \mathbf{x}_2\right), \end{aligned}$$

где \mathbf{x}_1 и \mathbf{x}_2 – координаты, полученные по первому и второму пикам соответственно; Σ^{-1} – матрица, обратная Σ . Тогда правило принятия решения, оптимальное по критерию максимума отношения правдоподобий, сводится к следующему: если $\mathbf{x}_2^T \Sigma^{-1} \mathbf{x}_2 > \mathbf{x}_1^T \Sigma^{-1} \mathbf{x}_1$, решение принимается в пользу $\Delta\tau_1$, в противном случае – в пользу $\Delta\tau_2$.

На практике не всегда имеется достаточное количество априорных данных для вычисления параметров $\rho_{\hat{x}_{\text{ОИС}} \hat{y}_{\text{ОИС}}}$, $\sigma_{\hat{x}_{\text{ОИС}}}$ и $\sigma_{\hat{y}_{\text{ОИС}}}$. В таком случае не представляется возможным при выборе истинного пика использовать критерий максимума отношения правдоподобий. Тогда можно использовать следующее правило: решение принимается в пользу того из двух пиков, для которого расстояние между рассчитанным по методу TDOA–TDOA положением ОИС и истинным (известным) положением ОИС минимально. Если

$$\mathbf{x}_1^T \mathbf{x}_1 < \mathbf{x}_2^T \mathbf{x}_2, \quad (2)$$

то решение принимается в пользу $\Delta\tau_1$, в противном случае – в пользу $\Delta\tau_2$.

Найдем вероятность принятия правильного решения $P_{\text{пр}}$ в пользу истинной задержки $\Delta\tau_1$, которая равна вероятности выполнения неравенства (2).

Введем обозначение: $d_{\text{ложн}} = \sqrt{\mathbf{x}_2^T \mathbf{x}_2}$ и будем рассматривать его как параметр. Перейдем от коррелированных (в общем случае) случайных величин $\hat{x}_{\text{ОИС}}^{\text{ист}}$ и $\hat{y}_{\text{ОИС}}^{\text{ист}}$ к случайным величинам $\hat{x}'_{\text{ОИС}}$ и $\hat{y}'_{\text{ОИС}}$ с помощью линейного преобразования:

$$\begin{aligned}\hat{x}'_{\text{ОИС}} &= \hat{x}_{\text{ОИС}}^{\text{ист}} \cos \alpha + \hat{y}_{\text{ОИС}}^{\text{ист}} \sin \alpha; \\ \hat{y}'_{\text{ОИС}} &= -\hat{x}_{\text{ОИС}}^{\text{ист}} \sin \alpha + \hat{y}_{\text{ОИС}}^{\text{ист}} \cos \alpha,\end{aligned}$$

где

$$\alpha = \frac{1}{2} \arctg \left(\frac{2\rho \hat{x}_{\text{ОИС}} \hat{y}_{\text{ОИС}} \sigma_{\hat{x}_{\text{ОИС}}} \sigma_{\hat{y}_{\text{ОИС}}}}{\sigma_{\hat{x}_{\text{ОИС}}}^2 - \sigma_{\hat{y}_{\text{ОИС}}}^2} \right)$$

при $\sigma_{\hat{x}_{\text{ОИС}}} \neq \sigma_{\hat{y}_{\text{ОИС}}}$;

$$\alpha = \frac{\pi}{4} \text{ при } \sigma_{\hat{x}_{\text{ОИС}}} = \sigma_{\hat{y}_{\text{ОИС}}}.$$

В результате указанного линейного преобразования осуществляется переход к нормально распределенным центрированным независимым случайным величинам $\hat{x}'_{\text{ОИС}}$ и $\hat{y}'_{\text{ОИС}}$. СКО полученных случайных величин равны:

$$\begin{aligned}\sigma_{\hat{x}'_{\text{ОИС}}} &= \left(\sigma_{\hat{x}_{\text{ОИС}}}^2 \cos^2 \alpha + \right. \\ &+ \rho \hat{x}_{\text{ОИС}} \hat{y}_{\text{ОИС}} \sigma_{\hat{x}_{\text{ОИС}}} \sigma_{\hat{y}_{\text{ОИС}}} \sin 2\alpha + \left. \sigma_{\hat{y}_{\text{ОИС}}}^2 \sin^2 \alpha \right)^{1/2}; \\ \sigma_{\hat{y}'_{\text{ОИС}}} &= \left(\sigma_{\hat{x}_{\text{ОИС}}}^2 \sin^2 \alpha - \right. \\ &- \rho \hat{x}_{\text{ОИС}} \hat{y}_{\text{ОИС}} \sigma_{\hat{x}_{\text{ОИС}}} \sigma_{\hat{y}_{\text{ОИС}}} \sin 2\alpha + \left. \sigma_{\hat{y}_{\text{ОИС}}}^2 \cos^2 \alpha \right)^{1/2}.\end{aligned}$$

Поскольку

$$\mathbf{x}_1^T \mathbf{x}_1 = (\hat{x}'_{\text{ОИС}})^2 + (\hat{y}'_{\text{ОИС}})^2,$$

вероятность $P_{\text{пр}}$ можно записать как

$$P_{\text{пр}} = P \left\{ (\hat{x}'_{\text{ОИС}})^2 + (\hat{y}'_{\text{ОИС}})^2 < d_{\text{ложн}}^2 \right\}.$$

Для вычисления вероятности выполнения представленного неравенства требуется найти плотность вероятности суммы квадратов двух независимых нормально распределенных центрированных случайных величин, имеющих раз-

личное СКО. Случайная величина $\frac{(\hat{x}'_{\text{ОИС}})^2}{(\sigma_{\hat{x}'_{\text{ОИС}}})^2}$

имеет распределение χ -квадрат с одной степенью свободы $[\sim \chi^2(1)]$, которое, в свою очередь, совпадает с гамма-распределением: $\chi^2(1) = \Gamma(1/2, 2)$.

Так как $\frac{(\hat{x}'_{\text{ОИС}})^2}{(\sigma_{\hat{x}'_{\text{ОИС}}})^2} \sim \Gamma(1/2, 2)$, по свойству гам-

ма-распределения получим:

$$\begin{aligned}(\hat{x}'_{\text{ОИС}})^2 &\sim \Gamma \left[1/2, 2(\sigma_{\hat{x}'_{\text{ОИС}}})^2 \right]; \\ (\hat{y}'_{\text{ОИС}})^2 &\sim \Gamma \left[1/2, 2(\sigma_{\hat{y}'_{\text{ОИС}}})^2 \right].\end{aligned}$$

Таким образом, требуется найти сумму двух независимых случайных величин, имеющих гамма-распределения с параметром формы 1/2 и разными параметрами масштаба.

В общем случае случайная величина U , представляющая собой сумму q независимых случайных величин ζ_i , таких, что $\zeta_i \sim \Gamma(\alpha_i, \beta_i)$, $i = 1, \dots, q$, имеет плотность вероятности [17]:

$$p_U(u) = \begin{cases} C \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\delta_k u^{\rho+k-1} e^{-u/\beta_1}}{\Gamma(\rho+k) \beta_1^{\rho+k}}, & u > 0; \\ 0, & u \leq 0, \end{cases} \quad (3)$$

где

$$\begin{aligned}C &= \prod_{i=1}^q (\beta_1/\beta_i)^{\alpha_i}; \quad \delta_0 = 1; \\ \delta_{k+1} &= \frac{1}{k+1} \sum_{i=1}^{k+1} i \gamma_i \delta_{k+1-i}, \quad k = 1, 2, \dots; \\ \rho &= \sum_{i=1}^q \alpha_i,\end{aligned}$$

причем

$$\gamma_k = \frac{\sum_{i=1}^q \alpha_i (1 - \beta_1/\beta_i)^k}{k}, \quad k = 1, 2, \dots$$

Отсюда получим окончательное выражение для вероятности принятия правильного решения:

$$P_{\text{пр}} = \int_0^{d_{\text{ложн}}^2} p_U(u) du,$$

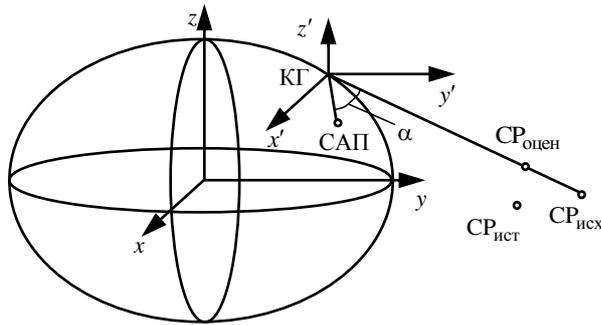


Рис. 3. Уточнение координат СР с помощью САП
 Fig. 3. Estimation of the relay satellite coordinates using a barrage jammer

где для расчета $p_U(u)$ по (3) принимаются $q=2$; $\alpha_1 = \alpha_2 = 0.5$; $\beta_1 = 2(\sigma_{\dot{x}_{ОИС}})^2$; $\beta_2 = 2(\sigma_{\dot{y}_{ОИС}})^2$.

Как отмечено ранее, важным этапом предложенного метода является оценка координат СР с помощью сигнала САП, предшествующая ОМП ОИС по каждому из пиков. Рассмотрим принцип такой оценки. На рис. 3 $x'y'z'$ – система координат, полученная параллельным переносом системы координат xuz таким образом, что начало системы $x'y'z'$ совпадает с позицией КГ. Тогда в системе $x'y'z'$ координаты КГ $\mathbf{x}'_{КГ} = [0, 0, 0]^T$, при этом в системе ЕСЕФ координаты КГ $\mathbf{x}_{КГ} = [x_{КГ}, y_{КГ}, z_{КГ}]^T$. В системе $x'y'z'$ координаты САП $\mathbf{x}'_{САП} = [x'_{САП}, y'_{САП}, z'_{САП}]^T$, исходные координаты СР, подлежащие уточнению (рис. 3, СР_{исх}) – $\mathbf{x}_{СР}^{исх} = [x_{СР}^{исх}, y_{СР}^{исх}, z_{СР}^{исх}]^T$, оценка координат СР (рис. 3, СР_{оцен}) – $\mathbf{x}'_{СР} = [x'_{СР}, y'_{СР}, z'_{СР}]^T$. На рис. 3 СР_{ист} – истинное положение СР, α – угол между направлениями на САП и на СР_{исх}.

Так как для уточнения координат СР используется одна САП, возможна коррекция лишь по одной из координат. Рассмотрим коррекцию по наклонной дальности. Примем, что направление из начала координат системы $x'y'z'$ на СР_{исх} совпадает с направлением на СР_{оцен}, а наклонная дальность до СР_{оцен} такова, что должно выполняться равенство

$$\sqrt{(\mathbf{x}'_{СР} - \mathbf{x}'_{САП})^T (\mathbf{x}'_{СР} - \mathbf{x}'_{САП})} + \sqrt{(\mathbf{x}'_{СР} - \mathbf{x}'_{КГ})^T (\mathbf{x}'_{СР} - \mathbf{x}'_{КГ})} = c\Delta\hat{t}_{САП},$$

что равнозначно равенству

$$\sqrt{(\mathbf{x}'_{СР} - \mathbf{x}'_{САП})^T (\mathbf{x}'_{СР} - \mathbf{x}'_{САП})} + \sqrt{\mathbf{x}'_{СР}{}^T \mathbf{x}'_{СР}} = c\Delta\hat{t}_{САП},$$

где $\Delta\hat{t}_{САП}$ – оценка времени распространения сигнала САП на трассе САП – СР_{ист} – КГ. Оценку $\Delta\hat{t}_{САП}$ следует вычислять описанным ранее способом (оценкой времени прихода сигнала САП в КГ на основе поиска максимума модуля ВФН).

Найдем выражение для вычисления оценки $\hat{\mathbf{x}}'_{СР}$, исходя из указанных требований. Учитывая требование совпадения направлений на СР_{исх} и на СР_{оцен}, получаем равенство

$$\hat{\mathbf{x}}'_{СР} = \frac{d_{КГ-СР_{оцен}}}{\sqrt{(\mathbf{x}'_{СР}^{исх})^T \mathbf{x}'_{СР}^{исх}}} \mathbf{x}'_{СР}^{исх},$$

где $d_{КГ-СР_{оцен}}$ – расстояние между КГ и СР_{оцен}, которое, используя теорему косинусов, можно вычислить по формуле

$$d_{КГ-СР_{оцен}} = \frac{\mathbf{x}'_{САП}{}^T \mathbf{x}'_{САП} - (c\Delta\hat{t})^2}{2(\cos\alpha\sqrt{\mathbf{x}'_{САП}{}^T \mathbf{x}'_{САП}} - c\Delta\hat{t})},$$

косинус угла α вычисляется по формуле

$$\cos\alpha = \frac{(\mathbf{x}'_{САП})^T (\mathbf{x}'_{СР}^{исх})}{\sqrt{(\mathbf{x}'_{САП})^T \mathbf{x}'_{САП}} \sqrt{(\mathbf{x}'_{СР}^{исх})^T (\mathbf{x}'_{СР}^{исх})}}.$$

Оценка координат СР в системе ЕСЕФ будет равна $\hat{\mathbf{x}}_{СР} = \hat{\mathbf{x}}'_{СР} + \mathbf{x}_{КГ}$.

Точность геолокации ИРИ методом TDOA–TDOA с уточнением координат СР разработанным методом исследована в сравнении с точностью геолокации ИРИ методом TDOA–TDOA с уточнением координат с помощью трех РС. Оценка точности произведена имитационным моделированием. Параметры моделирования выбраны из типичных диапазонов значений, характерных для систем спутниковой связи, сигналы которых ретранслируются СР, расположенными на ГСО (таблица).

Типичные диапазоны значений параметров сигналов, ретранслируемых СР на ГСО
 Typical ranges of values for the parameters of signals relayed by geostationary relay satellites

Параметр	Типичный диапазон значений
Ширина полосы сигнала, Гц	$5 \cdot 10^3 \dots 30 \cdot 10^6$
ОСШ в сигнале с основного СР, дБ	7...20
ОСШ в сигнале со вспомогательного СР, дБ	-60...-40

Имитационное моделирование произведено для ширины полосы сигналов ИРИ и всех ОИС $B_s = 2$ МГц. ОСШ сигналов ИРИ и всех ОИС, принятых с основного СР₂, принято равным $\gamma_{\text{СР}_2} = 10$ дБ. ОСШ сигналов ИРИ и всех ОИС, принятых с вспомогательных СР₁ и СР₃, положено равным $\gamma_{\text{СР}_1} = \gamma_{\text{СР}_3} = -50$ дБ. При этом ЭОСШ $\gamma_{\text{эф}} \approx -47$ дБ, следовательно, для получения ОСШ на выходе коррелятора не менее $\gamma_{\text{вых}} \geq 20$ дБ требуется значение ЭВК, не меньшее 67 дБ, что требует как минимум $N = 0.5 \cdot 10^7$ комплексных отсчетов. В экспериментах с запасом принято $N = 10^8$ комплексных отсчетов, что соответствует длительности записи сигнала $T = 10^8 / (2 \cdot 10^6) = 50$ с. При этом СКО оценки

TDOA для ИРИ и всех ОИС составило $\sigma_{\Delta \hat{t}}^{\text{ОИС}} = \sigma_{\Delta \hat{t}}^{\text{ИРИ}} = 6.4493 \cdot 10^{-9}$ с. Ширина полосы сигналов САП принята равной 30 МГц, ОСШ сигнала САП – равной – 50 дБ. Длительность обнаружения сигнала САП принята равной 0.5 с, что позволяет получить ЭВК = 71.7 дБ и ОСШ на выходе коррелятора 24.7 дБ. Следовательно, СКО оценки времени прихода сигнала САП составит $\sigma_{\Delta \hat{t}}^{\text{САП}} = 1.0585 \cdot 10^{-9}$ с, при этом $\sigma_{\Delta \hat{t}_3} = 1.4969 \cdot 10^{-9}$ с.

Исходные координаты СР, принятые в модели, соответствуют номинальным координатам спутников на геостационарной орбите, долгота: 10° (основной СР₂), 7° (вспомогательный СР₁) и 13° (вспомогательный СР₃). Амплитуда колебаний СР соответствует типичным значениям на ГСО и равна 0.02° по широте и долготе и 10 км по высоте орбиты. Комплекс геолокации расположен в Санкт-Петербурге (60° с. ш., 30° в. д.). Моделируемые ИРИ располагаются в узлах сетки с шагом 10° по широте и по долготе на показанном на представленных далее рисунках участке земной поверхности. Для каждой координат ИРИ проведено 1000 экспериментов, ошибка ОМП



Рис. 4. Изолинии ошибки ОМП ИРИ, полученные методом TDOA–TDOA с уточнением координат СР с помощью трех РС. Значения ошибки указаны в километрах

Fig. 4. Isolines of the error in determining the radio emission source geolocation, km. TDOA–TDOA method with the relay satellite coordinates estimation using 3 reference stations

ИРИ в указанных координатах получена усреднением по всем экспериментам.

На рис. 4 показана зависимость ошибки ОМП ИРИ методом TDOA–TDOA от координат ИРИ в

случае, когда координаты СР уточнялись с помощью трех РС, размещенных в Санкт-Петербурге, Ростове-на-Дону и Казани. При заданных параметрах моделирования средняя ошибка ОМП

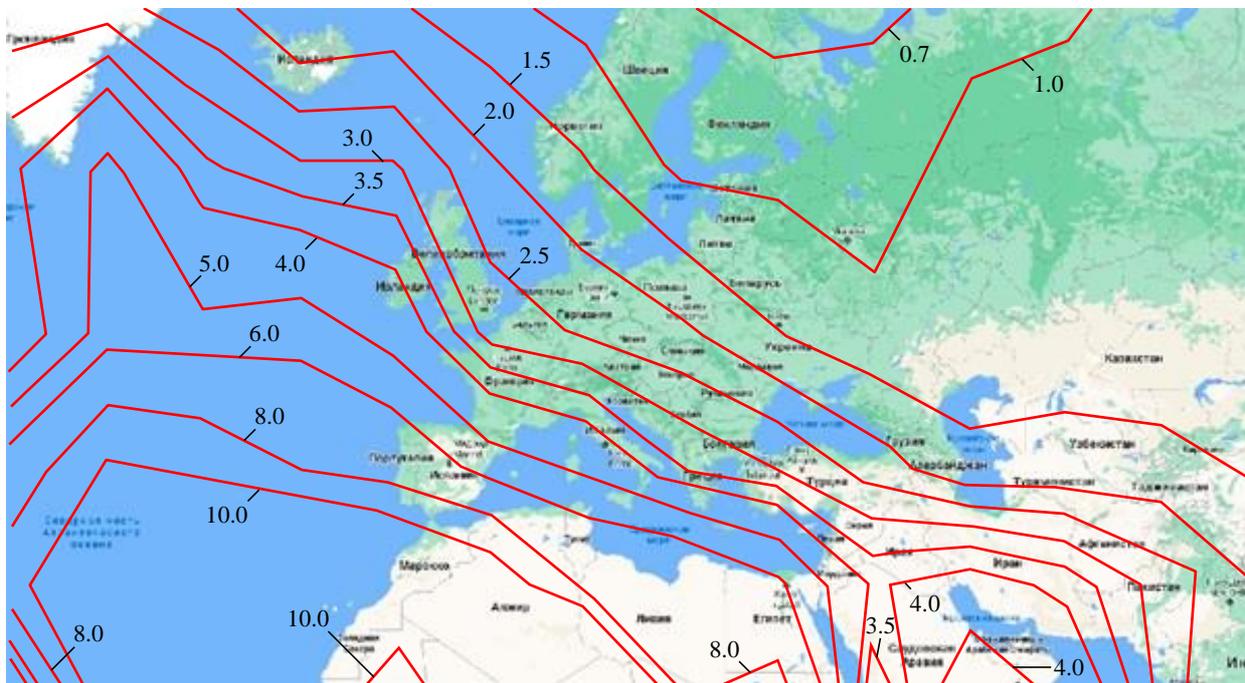


Рис. 5. Изолинии ошибки ОМП ИРИ, полученные методом TDOA–TDOA с уточнением координат СР разработанным методом. Значения ошибки указаны в километрах

Fig. 5. Isolines of the error in determining the radio emission source geolocation, km. TDOA–TDOA method with the relay satellite coordinates estimation using the developed method

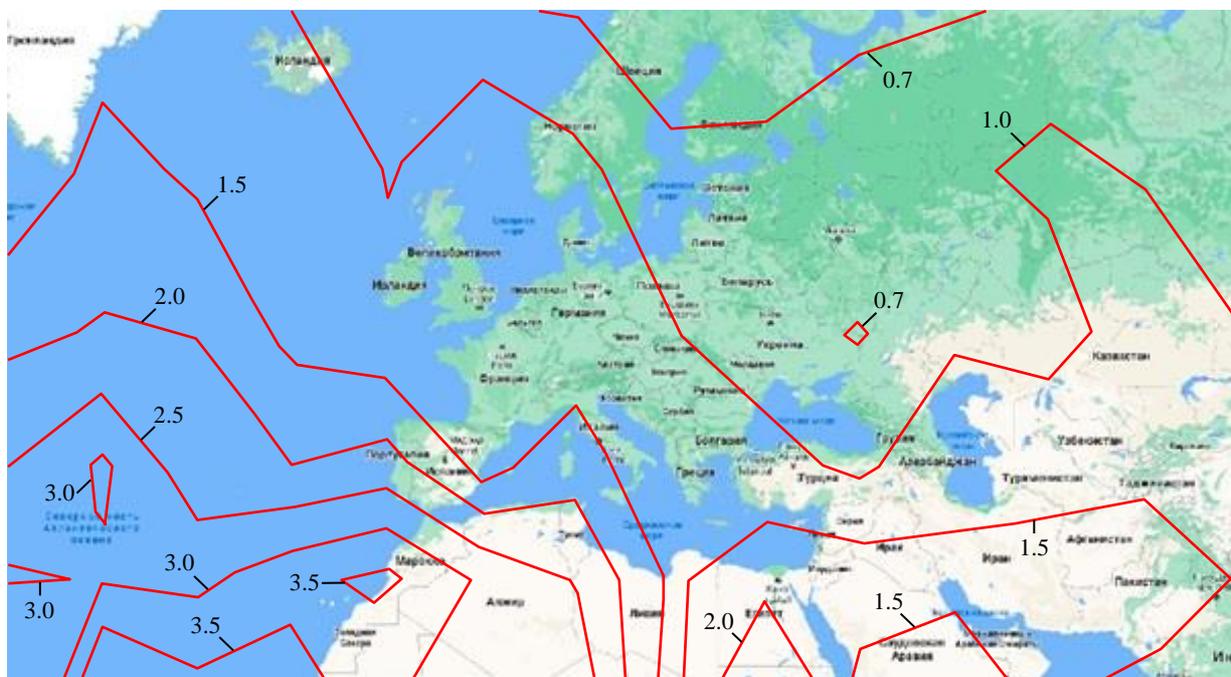


Рис. 6. Изолинии ошибки ОМП ИРИ. Метод TDOA–TDOA с уточнением координат СР разработанным методом. Фокусировка максимальной точности в интересующих регионах. Значения ошибки указаны в километрах

Fig. 6. Isolines of the error in determining the radio emission source geolocation, km. TDOA–TDOA method with the relay satellite coordinates estimation using the developed method. Maximum precision focusing in the regions of interest

ИРИ в глобальной зоне составила от сотен метров до единиц километров, при этом максимальная точность достигается вблизи мест расположения РС, что не позволяет производить фокусировку максимальной точности в произвольных интересующих регионах. Кроме того, одна или несколько РС могут оказываться не в луче СР.

На рис. 5, 6 показана зависимость ошибки ОМП ИРИ методом TDOA–TDOA от координат ИРИ при уточнении координат СР разработанным методом. На рис. 5 САП расположена в Санкт-Петербурге, ОИС расположены в Казани и Ростове-на-Дону. Из результатов, представленных на рис. 6 (ОИС расположены в Париже и Багдаде), следует, что разработанный метод позволяет оперативно увеличивать расстояние между ОИС и САП и фокусировать максимальную точность в требуемых регионах, а также выбирать те ОИС, которые находятся в луче СР. Это приводит к повышению точности по сравнению с методом использования трех РС.

Обсуждение. Разработанный метод совместного использования САП и ОИС позволяет оценивать координаты используемых СР для повы-

шения точности геолокации. Имитационное моделирование показало, что использование ОИС позволяет оперативно менять конфигурацию изолиний точности, фокусируя зоны максимальной точности, составляющей сотни метров – единицы километров, в интересующих регионах, для чего необходимо выбирать ОИС, расположенные в соответствующих регионах. При этом применение САП позволяет повысить точность ОМП ИРИ в регионе ее размещения, а также разрешить возможную неоднозначность относительно истинных пиков на ВФН сигналов ОИС. Максимальная точность ОМП ИРИ достигается в позициях САП, ОИС₁ и ОИС₂, а также внутри образованного ими треугольника. Кроме того, применение сигнала подсвета дает возможность производить компенсацию частотных нестабильностей и частотных отстроек спутниковых гетеродинов, что приводит к дополнительному выигрышу в точности ОМП ИРИ, в энергетике и в быстродействии. Это должно являться темой отдельного исследования.

Список литературы

1. Ho K. C., Chan Y. T. Geolocation of a known altitude object from TDOA and FDOA measurements // IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems. 1997. Vol. 33, № 3. P. 770–783. doi: 10.1109/7.599239
2. Musicki D., Koch W. Geolocation using TDOA and FDOA Measurements // 11th Intern. Conf. on Information Fusion, Cologne, Germany, June 30–July 03, 2008. Piscataway: IEEE, 2008. P. 1–8.
3. Passive satellite localization using TDOA/FDOA/AOA measurements / Y. Z. Bin, W. Lei, C. P. Qun, L. A. Nan // Proc. of the 2011 IEEE Intern. Conf. on Intelligent Computing and Integrated Systems (ICISS); Guilin, China, 1–8 Jan. 2013. P. 1–5. doi: 10.1109/ANTHOLGY.2013.6784815
4. Алгоритм определения координат земных станций по сигналам спутников-ретрансляторов / Р. В. Волков, В. Н. Саяпин, В. В. Севидов, Л. М. Севидова // Теория и практика современной науки. 2016. № 10 (16). С. 69–72.
5. Оценка координат источника радиоизлучения на основе решения линеаризованной системы уравнений разностно-дальномерного метода / И. В. Гринь, Р. А. Ершов, О. А. Морозов, В. Р. Фидельман // Изв. высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. 2014. № 4(32). С. 71–81.
6. Yan H., Cao J. K., Chen L. Study on location accuracy of dual-satellite geolocation system // Proc. of the 10th Intern. Conf. on IEEE ICSP, Beijing, China, 24–28 Oct. 2010. Piscataway: IEEE, 2010. P. 107–110. doi: 10.1109/ICOSP.2010.5656806
7. Liu C., Yang L., Mihaylova L. S. Dual-Satellite Source Geolocation with Time and Frequency Offsets and Satellite Location Errors // 20th Intern. Conf. on Information Fusion (Fusion), Xi'an, China, 10–13 July 2017. Piscataway: IEEE, 2017. doi: 10.23919/ICIF.2017.8009716
8. New Method about TDOA Measurement for Satellite Interference Location / L. Ying, H. Daochao, H. Yunlei, H. Jianying // 8th Intern. Symp. on Antennas, Propagation and EM Theory, Kunming, China, 2–5 Nov. 2008. P. 1314–1317. doi: 10.1109/ISAPE.2008.4735467
9. Zhang W., Zhang G. Geolocation Algorithm of Interference Sources from FDOA Measurements Using Satellites Based on Taylor Series Expansion // IEEE 83rd Vehicular Technology Conf. (VTC Spring), Nanjing, China, 15–18 May 2016. Acc. № 16125476. doi: 10.1109/VTCSpring.2016.7504260
10. Stein S. Differential Delay/Doppler ML Estimation with Unknown Signals // IEEE Trans. on Signal Processing. 1993. Vol. 41, № 8. P. 2717–2719. doi: 10.1109/78.229901
11. Stein S. Algorithms for Ambiguity Function Processing // IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing. 1981. Vol. 29, № 3. P. 588–599. doi: 10.1109/TASSP.1981.1163621

12. Hoots F. R., Roehrich R. L. Spacetrack Rep. № 3. Models for propagation of NORAD Element Sets // Aerospace defense center, Peterson air force base. 1980. 91 p. URL: <https://celestrak.com/NORAD/documentation/spacetrk.pdf> (дата обращения 27.04.2021).

13. Галл Р. Д. Точность местоопределения наземных источников, использующих геостационарные ретрансляторы // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2020. Т. 23, № 6. С. 17–27.

14. Севидов В. В., Чемаров А. О. Определение координат спутников-ретрансляторов в разностно-дальномерной системе геолокации // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2015. № 3. С. 41–47.

15. Определение канонических параметров спутников-ретрансляторов по радиосигналам опорных реперных станций / Р. В. Волков, С. Р. Малышев, В. В. Севидов, А. Н. Симонов // Тр. Военно-космической академии им. А. Ф. Можайского. 2016. № 655. С. 88–92.

16. Space Electronic Reconnaissance: Localization Theories and Methods / Li Qiang, Guo Fucheng, Fan Yun, Zhou Yiyu, Xhou Caigen. John Wiley & Sons Singapore Pte Ltd., 2014. 416 p.

17. Moschopoulos P. G. The distribution of the sum of independent gamma random variables. Ann. Inst. Statist. Math. 1985. Vol. 37. P. 541–544.

Информация об авторе

Галл Роман Данилович – магистр по направлению "Инфокоммуникационные технологии и системы связи" (2017), аспирант Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" (направление "Электроника, радиотехника и системы связи"), инженер-программист ООО «Научно-производственное предприятие "Новые технологии телекоммуникаций"» (ООО НПП "НТТ"), главный алгоритмист отдела геолокации. Сфера научных интересов – радиолокация, радионавигация, радиотехника, обработка сигналов.

Адрес: ООО НПП "НТТ", ул. Софьи Ковалевской, д. 20, корп. 1, лит. А, пом. 22Н, Санкт-Петербург, 195256, Россия

E-mail: roman942010@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0001-5196-1213>

References

1. Ho K. C., Chan Y. T. Geolocation of a known altitude object from TDOA and FDOA measurements. IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems. 1997, vol. 33, no. 3, pp. 770–783. doi: 10.1109/7.599239

2. Musicki D., Koch W. Geolocation using TDOA and FDOA Measurements. 11th Intern. Conf. on Information Fusion, Cologne, Germany, June 30–July 03 2008. Piscataway, IEEE, 2008, pp. 1–8.

3. Bin Y. Z., Lei W., Qun C. P., Nan L. A. Passive satellite localization using TDOA/FDOA/AOA measurements. Proc. of the 2011 IEEE Intern. Conf. on Intelligent Computing and Integrated Systems (ICISS). Guilin, China, 1–8 Jan. 2013, pp. 1–5. doi: 10.1109/ANTHOLOGY.2013.6784815

4. Volkov R. V., Sayapin V. N., Sevidov V. V., Sevidova L. M. Algorithm for determining the coordinates of earth stations from the signals of relay satellites. Theory and practice of modern science. 2016, no. 10 (16), pp. 69–72. (In Russ.)

5. Grin' I. V., Ershov R. A., Morozov O. A., Fidel'man V. R. Estimation of the coordinates of the radio emission source based on the solution of the linearized system of equations of the difference-ranging method. J. of the Universities. Volga region. Technical science. 2014, no. 4 (32), pp. 71–81. (In Russ.)

6. Yan H., Cao J. K., Chen L. Study on location accuracy of dual-satellite geolocation system. Proc. of the 10th Intern. Conf. on IEEE ICSP, Beijing, China, Piscataway. 24–28 Oct. 2010, pp. 107–110, doi: 10.1109/ICOSP.2010.5656806

7. Liu C., Yang L., Mihaylova L. S. Dual-Satellite Source Geolocation with Time and Frequency Offsets and Satellite Location Errors. 20th Intern. Conf. on Information Fusion (Fusion), Xi'an, China, 10–13 July 2017. Piscataway, 2017. doi: 10.23919/ICIF.2017.8009716

8. Ying L., Daochao H., Yunlei H., Jianying H. New Method about TDOA Measurement for Satellite Interference Location. 8th Intern. Symp. on Antennas, Propagation and EM Theory, Kunming, China, 2–5 Nov. 2008, pp. 1314–1317. doi: 10.1109/ISAPE.2008.4735467

9. Zhang W., Zhang G. Geolocation Algorithm of Interference Sources from FDOA Measurements Using Satellites Based on Taylor Series Expansion. IEEE 83rd Vehicular Technology Conf. (VTC Spring), Nanjing, China, 15–18 May 2016. Acc. no. 16125476. doi: 10.1109/VTCSpring.2016.7504260

10. Stein S. Differential Delay/Doppler ML Estimation with Unknown Signals. IEEE Trans. on Signal Processing. 1993, vol. 41, no. 8, pp. 2717–2719. doi: 10.1109/78.229901

11. Stein S. Algorithms for Ambiguity Function Processing. IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing. 1981, vol. 29, no. 3, pp. 588–599. doi: 10.1109/TASSP.1981.1163621
12. Hoots F. R., Roehrich R. L. Spacetrack Rep. no. 3. Models for propagation of NORAD Element Sets. Aerospace defense center, Peterson air force base. 1980. 91 p. Available at: <https://celestrak.com/NORAD/documentation/spacetrk.pdf> (accessed 27.04.2021).
13. Gall R. D. Accuracy of Positioning of Ground Sources Using Geostationary Repeaters. J. of the Russian Universities. Radioelectronics. 2020, no. 6, pp. 17–27. (In Russ.)
14. Sevidov V. V., Chemarov A. O. Determination of coordinates relay satellites in range-difference system geolocation. J. of the Russian Universities. Radioelectronics. 2015, no. 3, pp. 41–47. (In Russ.)
15. Volkov R. V., Malyshev S. R., Sevidov V. V., Simonov A. N. Determination of canonical parameters of relay satellites by radio signals of reference stations. Tr. Proc. of the A. F. Mozhaisky Military Space Academy. 2016, no. 655, pp. 88–92. (In Russ.)
16. Li Qiang, Guo Fucheng, Fan Yun, Zhou Yiyu, Xhou Caigen. Space Electronic Reconnaissance, Localization Theories and Methods. John Wiley & Sons Singapore Pte Ltd., 2014, 416 p.
17. Moschopoulos P. G. The distribution of the sum of independent gamma random variables. Ann. Inst. Statist. Math. 1985, vol. 37, pp. 541–544.

Information about the author

Roman D. Gall, Master in Infocommunication technologies and communication systems (2017), post-graduate student of the Saint Petersburg Electrotechnical University in Electronics, radio engineering and communication systems, engineer-programmer of "New Telecommunication Technologies" RPE Co. Ltd., chief algorithmist of the Geolocation Department. Area of expertise: radiolocation, radio navigation, radio engineering, signal processing. Address: New Telecommunication Technologies RPE Co. Ltd., 20 A Sofia Kovalevskaya St., Bld. 1, Room 22H, St Petersburg 195256, Russia
E-mail: roman942010@mail.ru
<https://orcid.org/0000-0001-5196-1213>

Радиолокация и радионавигация

УДК 621.391

Оригинальная статья

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2021-24-2-54-67>

Синтез алгоритма траекторной обработки объектов методами теории кластеризации данных

Бао Нгуен Фунг^{1,2} ✉, Данг Куанг Хиеу¹

¹ Технический университет им. Ле Куй Дона, Ханой, Вьетнам

² Институт развития технологий, Медиа и общественная ассоциация, VUSTA, Вьетнам

✉ nguyenphungbao@lqdtu.edu.vn, baonp@imc.org.vn

Аннотация

Введение. С каждым годом становится сложнее совершенствовать процесс обработки информации о траекториях движения объектов, получаемой из сенсорной сети. Этот процесс имеет особое значение для центров обработки информации и данных (ЦОИД), в которых осуществляется контроль и управление, так как возникает вопрос сопоставления информации и формирования истинных траекторий объектов в области пересечения зон обнаружения сети. При использовании традиционных подходов к решению данной проблемы возникают вопросы, связанные с обеспечением эффективного предоставления пользователем выходной достоверной траекторной информации в реальном времени. В данной статье предложен новый подход к решению этого вопроса на основе теории интеллектуального анализа данных (data mining) с помощью методов кластеризации данных.

Цель работы. Разработка обобщенной схемы траекторной обработки (ТО) в ЦОИД и синтез алгоритма ТО с использованием методов кластеризации данных.

Материалы и методы. Теория кластеризации данных, теория системотехники, теория обработки радиолокационной информации (РЛИ), методы математического моделирования и практического исследования.

Результаты. На основе анализа сущности процесса обработки РЛИ в ЦОИД и его сходства с процессом кластеризации данных синтезирован алгоритм траекторной обработки объектов, проверенный моделированием и экспериментально. Помимо алгоритма синтезирована структурная схема ТО для ЦОИД, полученной из сенсорной сети.

Заключение. Предложены обобщенная структурная схема и алгоритм ТО для ЦОИД. Они могут эффективно применяться для различных системных моделей ТО, таких, как централизованная, иерархическая и децентрализованная. Синтезированный алгоритм может обеспечивать предоставление выходных данных об истинных отождествленных траекториях по многим показателям системы обработки информации (СОИ).

Ключевые слова: траекторная обработка, период апдейта (период обновления), отождествление траектории объектов, отметка траектории (ОТ), радиолокационная информация, кластеризация данных, горная кластеризация, субтрактивная кластеризация

Для цитирования: Бао Нгуен Фунг, Данг Куанг Хиеу. Синтез алгоритма траекторной обработки объектов методами теории кластеризации данных // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2021. Т. 24, № 2. С. 54–67. doi: 10.32603/1993-8985-2021-24-2-54-67

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 25.01.2021; принята к публикации после рецензирования 18.03.2021; опубликована онлайн 29.04.2021



Synthesis of an Algorithm for Processing the Trajectories of Moving Objects Using the Methods of Data Clustering Theory

Bao Nguyen Phung^{1,2}✉, Dang Quang Hieu¹

¹ Le Quy Don Technical University, Hanoi, Vietnam

² Institute of Technology Development, Media and Community Association, VUSTA, Vietnam

✉ nguyenphungbao@lqdtu.edu.vn, baonp@imc.org.vn

Abstract

Introduction. Requirements for the quality of information about the trajectory of moving objects provided by sensor networks are increasingly becoming more stringent. For Information and Data Processing Centers (DPC) at control and management command posts, the issue of information mapping and forming the true trajectories of moving objects in the area of intersection of network detection zones is of particular importance. The use of conventional approaches to solving this problem involves issues related to ensuring the efficient provision of users with complete and reliable information about trajectories in real time. In this article, we propose a new approach to solving this problem using data mining theory, in particular, the methods of data clustering theory. Based on an analysis of the process of processing radar data in a DPC and its similarity with that of data clustering, we synthesized an algorithm for processing the trajectories of moving objects. The algorithm was verified by modelling and experimental research.

Aim. To develop a generalized scheme for processing object trajectories (TP) in a DPC and to synthesize a TP algorithm using the methods of data clustering theory.

Materials and methods. Data Clustering theory, Systems Engineering theory, Radar Data processing theory (RD), methods of mathematical modelling and experimental research.

Results. Based on an analysis of the essence of radar data processing (RD) in a DPC and its similarity with the process of data clustering, an algorithm for processing the trajectories of moving objects was synthesized and verified by modelling and experimental research. A generalized scheme for processing the trajectories of moving objects in a DPC and a TP algorithm for a DPC were synthesized.

Conclusions. An algorithm for processing object trajectories was proposed based on a new approach of data clustering theory. A generalized scheme and an algorithm for processing object trajectories (TP) in a DPC were suggested. These developments can be effectively applied in various models, e.g. centralized, hierarchical and decentralized. The synthesized algorithm can provide output information about the true identified trajectories in terms of various indicators of data processing systems (DPS).

Keywords: trajectory processing, update period (UP), identification of objects trajectories, trajectory marker (TM), radar data, data clustering, subtractive clustering

For citation: Bao Nguyen Phung, Dang Quang Hieu. Synthesis of an Algorithm for Processing the Trajectories of Moving Objects Using the Methods of Data Clustering Theory. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2021, vol. 24, no. 2, pp. 54–67. doi: 10.32603/1993-8985-2021-24-2-54-67

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

Submitted 25.01.2021; accepted 18.03.2021; published online 29.04.2021

Введение. Обработка информации о траекториях движения объектов всегда была актуальной проблемой [1, 2]. К настоящему времени в области траекторной обработки (ТО) существует множество литературы и исследовательских работ, в которых принято делить процесс ТО на этапы: детектирование сигналов O_0 , первичную

(O_1), вторичную (O_2) и третичную (O_3) обработку. Этапы O_2 и O_3 различаются тем, что зоны обнаружения отдельных сенсоров и зоны действия Центров обработки данных нижнего уровня (ЦОД) обычно перекрываются. Это приводит к образованию области пространственного пере-

сечения, в которой информация о траектории одного и того же объекта обновляется с разных сенсоров. В связи с этим одной из задач O_3 является нахождение в реальном времени числа объектов в этой области (рис. 1).

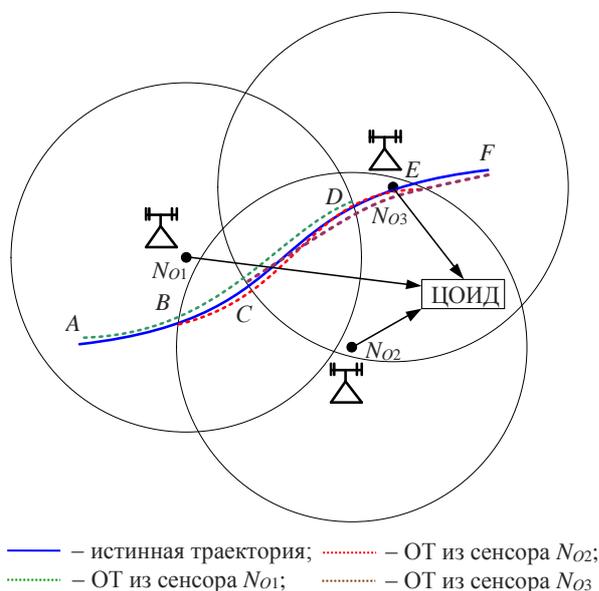


Рис. 1. Третичная обработка O_3 в ЦОИД

Fig. 1. Tertiary O_3 processing in a DPIC

Однако конечным результатом вторичной O_2 и третичной O_3 обработки является информация о траекториях движения объектов, поэтому такое явное деление не всегда правильное. В некоторых конкретных моделях используется множество сенсорных сетей, и реализация O_3 требует использования довольно большого количества количества априорной информации, что не всегда практично в реальном времени и, в свою очередь, требует громоздких математических вычислений [1, 3–6]. В результате возникает проблема в области пересечения сетей, связанной с ассоциацией (группировкой) траекторных отметок к истинным траекториям. По этой причине в данной статье предлагается объединить этапы O_2 и O_3 , а весь процесс ТО будет состоять только из двух этапов: обработки сигналов и траекторной обработки.

В данной статье предлагается новый подход к решению задачи ТО методами теории кластеризации данных. Вначале приводятся некоторые необходимые понятия и обобщенная структурная схема процесса ТО в Центре обработки информационных данных (ЦОИД), затем – решение зада-

чи ТО методами теории кластеризации, далее представлено основное содержание процесса синтеза алгоритма и наконец – результаты моделирования и практических испытаний, а также оценка эффективности предложенных решений.

Определения и обобщенная структурная схема ТО в ЦОИД. Как известно, траекторная информация о движущихся объектах, поступающая от сенсоров и ЦОД к ЦОИД, имеет дискретный характер по времени, поэтому можно ввести следующее определение "отметки траектории" (ОТ) $\mathbf{x}_{i(k)}$:

1. ОТ $\mathbf{x}_i(k)$ – это вектор, содержащий конкретные количественные и качественные значения в пространстве признаков: $\mathbf{x}_i(k) = \{x_{i1}(k), \dots, x_{ip}(k)\}$. Поэтому входная информация ЦОИД может быть представлена в виде множества векторов или матрицы:

$$\mathbf{X}(k) = \begin{bmatrix} x_{11}(k) & x_{12}(k) & \dots & x_{1p}(k) \\ x_{21}(k) & x_{22}(k) & \dots & x_{2p}(k) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ x_{m(k)1}(k) & x_{m(k)2}(k) & \dots & x_{m(k)p}(k) \end{bmatrix},$$

где $\mathbf{x}_i = \{x_{i1}, \dots, x_{ip}, \dots, x_{ip}\}$ – вектор i -й траекторной отметки ($i = 1 \dots m(k)$) некоторой неопределенной траектории; $m(k)$ – число отметок траектории, поступающих из сенсорной сети к ЦОИД в k -м периоде апдейта; x_{ip} – значение p -го признака i -й отметки траектории ($p = 1 \dots P$); $P = P_1 + P_2$ (P_1, P_2 – число количественных и качественных признаков траекторной отметки соответственно).

Кроме того, добавляется понятие "период апдейта".

2. Под "периодом апдейта" следует понимать необходимый интервал времени, указанный вычислительной системой для выполнения задачи траекторной обработки в ЦОИД.

В соответствии с определением период апдейта ЦОИД не зависит от периода наблюдения, обработки отдельных сенсоров и ЦОД. ЦОИД может работать независимо от сенсоров и не требует синхронизации с ними. Проблема выбора пе-

риода апдейта для ЦОИД возникает из требования предоставления пользователем отождествленной траекторной информации в реальном времени.

Обобщая результаты исследования, можно сформулировать задачу ТО в ЦОИД следующим образом: определение количества истинных траекторий в зоне действия сети, построенной из множества разных источников (сенсоров), кластеризация и сортировка классов ОТ к истинным траекториям, фильтрация и сопровождение истинных отождествленных траекторий.

Для решения сформулированной задачи предлагается использовать методы теории кластеризации, предполагающие следующий алгоритм:

1. Определение числа классов (числа истинных траекторий) из входного множества ОТ $X(k)$ в зоне действия сети.
2. Разбиение входного множества $X(k)$ по числу классов (числу истинных траекторий).
3. Сортировка найденных классов (подмножеств из $X(k)$) к истинным траекториям.
4. Фильтрация и сопровождение истинных отождествленных траекторий.

На рис. 2 изображена обобщенная схема ТО в ЦОИД.

Решения задач ТО методами теории кластеризации.

Решение задачи определения числа истинных траекторий в зоне действия системы методом субтрактивной кластеризации. Сущность метода субтрактивной кластеризации заключается в том, что процесс кластеризации производится по признаку плотности входных данных (отметок) в пространстве измерения [7–9]. В свою очередь,

Yager R и Filev D предложили назначить каждой отметке свой потенциал по признаку плотности [7, 8]. Сначала предполагается, что все отметки могут быть центрами кластеров. На втором этапе для каждой отметки рассчитывается значение потенциала, показывающего возможности формирования кластера в его окрестности. Чем гуще расположены отметки, тем выше значения потенциала. На третьем этапе итерационно выбираются центры кластеров среди отметок с максимальными потенциалами.

Обычно максимальный пик окружен некоторым количеством достаточно высоких пиков. Поэтому для назначения центра следующего кластера необходимо, в первую очередь, исключить влияние только что найденного кластера. В таком случае следует пересчитать значения потенциала для оставшихся возможных центров кластеров. Затем вычитают вклад центра только что найденного кластера. Именно поэтому такую кластеризацию называют субтрактивной.

Анализируя целевые функции задачи субтрактивной кластеризации в частном случае определения числа истинных траекторий, можно сделать вывод о сходстве "плотностного свойства" распределения ОТ в пространстве признаков (рис. 3).

В связи с этим появляется возможность применения субтрактивной кластеризации для нахождения числа истинных траекторий в зоне действия сети.

Нечеткая кластеризация ОТ по данным истинных траекторий. Для решения ряда задач разбиения данных по классам, число которых определено, популярным инструментом является нечеткий алгоритм кластеризации (с-теп-кластеризация). При точном определении целевой функции критерием для разбиения является

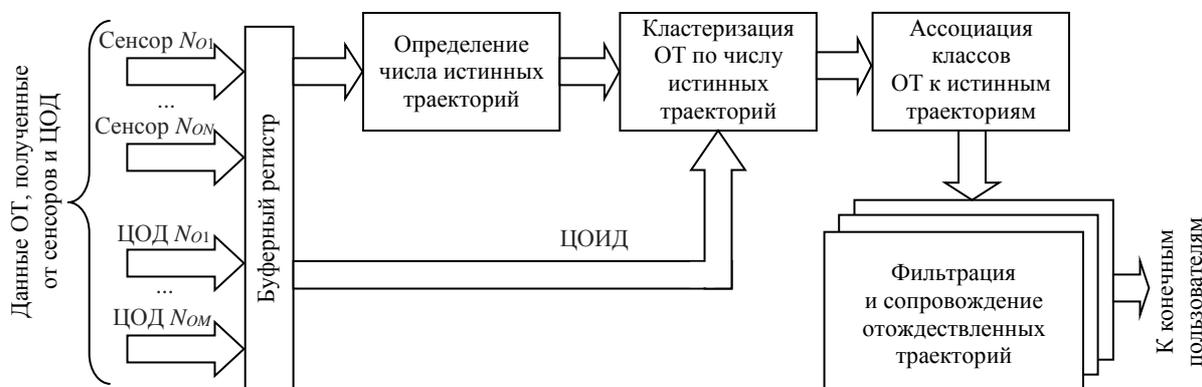


Рис. 2. Обобщенная схема ТО в ЦОИД

Fig. 2. Generalized scheme TP in a DPC

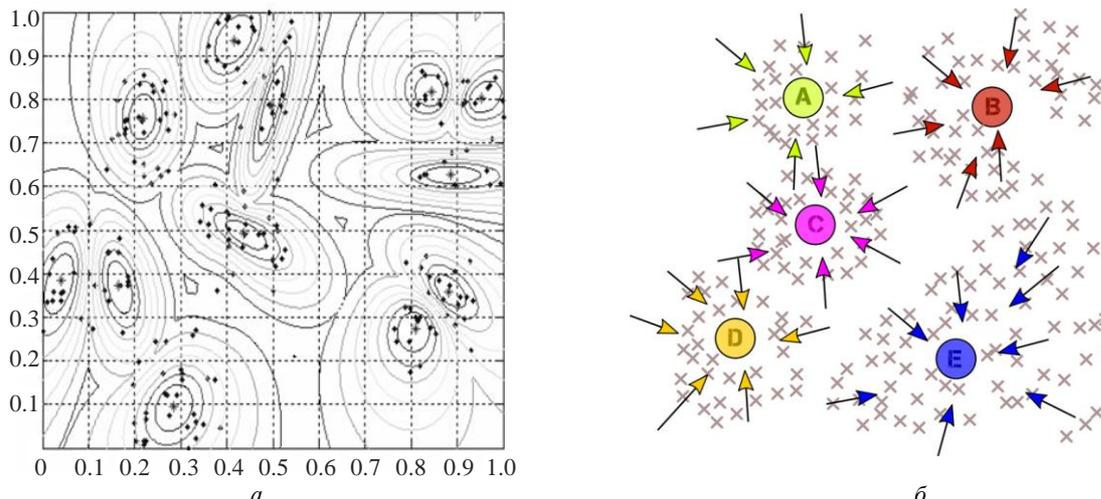


Рис. 3. Сходство "плотностного свойства" распределения данных в пространстве признаков данных субтрактивной кластеризации (а) и нахождения числа истинных траекторий в зоне действия сети (б)

Fig. 3. The similarity of the "density property" of data distribution in the feature space of subtractive clustering data (a) and finding the number of true trajectories within the coverage area of the sensor network (b)

степень принадлежности каждого значения к рассматриваемому классу, представителем которого является центр самого класса [9–11]. Однако при реализации *c-mean*-кластеризации степень принадлежности некоторого входного значения может принимать только 2 состояния: либо 1, либо 0 [12, 13]. Это приводит к тому, что данные, находящиеся на границе разбиения, будут удалены из входного пространства.

Этот недостаток можно устранить нечеткой *c-mean*-кластеризацией. При этом степень принадлежности данных может находиться в интервале от 0 до 1. Ограничения нечеткой *c-mean*-кластеризации будут возникать в ситуациях, когда данные находятся слишком далеко от центра класса (траекторная отметка находится далеко от отождествленной траектории). При этом интуитивно хотелось бы назначить степень принадлежности для любой отдаленной отметки, но это приводит к нарушению условия равенства суммы степеней принадлежности всех данных в одном классе единице для этой методики. Результатом применения нечеткой *c-mean*-кластеризации для задачи разбиения множества входных ОТ являются подмножества – классы, число которых найдено ранее, и их представители – центры классов.

Сортировка классов (подмножеств) ОТ к истинным траекториям (классам). Ассоциация (сравнение) индекса истинных траекторий и индекса классов (подмножеств), найденных ранее, осуществляют простым методом *k*-кластеризации входного множества, содержащего

все центры классов. Результатом этого процесса будет ассоциация ОТ каждого подмножества со своей истинной отождествленной траекторией. Что же касается задачи фильтрации и сопровождения отождествленных отметок, возможно применение алгоритма субоптимального байесовского подхода алгоритм PDA [6, 8]. При этом в выражении для оценки динамического состояния объекта значения вероятности ассоциации отметки к траектории можно заменить на соответствующее значение уровня принадлежности, исходя из методики, описанной ранее.

Синтез алгоритма ТО. Системный алгоритм может быть выведен из обобщенной схемы ТО в ЦОИД (см. рис. 2) и включает в себя 3 дополнительных алгоритма:

1. Алгоритм определения числа истинных траекторий методом субтрактивной кластеризации.
2. Алгоритм кластеризации входного множества траекторных отметок по числу истинных траекторий методом нечеткой *c-mean*-кластеризации.
3. Алгоритм ассоциации классов (подмножеств) к истинным траекториям методом *k-mean*-кластеризации.

На рис. 4 изображена схема алгоритма определения числа истинных траекторий объектов в зоне действия со следующими обозначениями: $\mathbf{X}(k)$ – множество входных данных траекторных отметок, входящих в интервал периода апдейта k ; $x_{i,p}(k)$ – значение p -го признака i -й траекторной отметки ($i=1..m(k)$); $m(k)$ – число отметок в $\mathbf{X}(k)$;

p – индекс признака (как количественного, так и качественного [15]); $z_h(k)$ – центр класса при $z_h(k) \equiv x_i(k)$; $d[\xi, \zeta] = \sqrt{|x_\xi - x_\zeta|^2}$ – мера расстояния между $x_\xi(k)$ и $x_\zeta(k)$ в пространстве признаков; $N_t(k)$ – число истинных траекторий, имеющих переменную t ; $P[*]$ – функция определения

потенциальной возможности вставки центра класса; $\eta_t(k)$ – параметр центра t -го признака.

На рис. 5 изображена схема алгоритма кластеризации входного множества ОТ по числу истинных траекторий со следующими обозначениями: α – весовой коэффициент; $x_i(k)$ – параметры i -й входной траекторной отметки и $v_t(k)$ – параметры t -го центра класса (траектории);

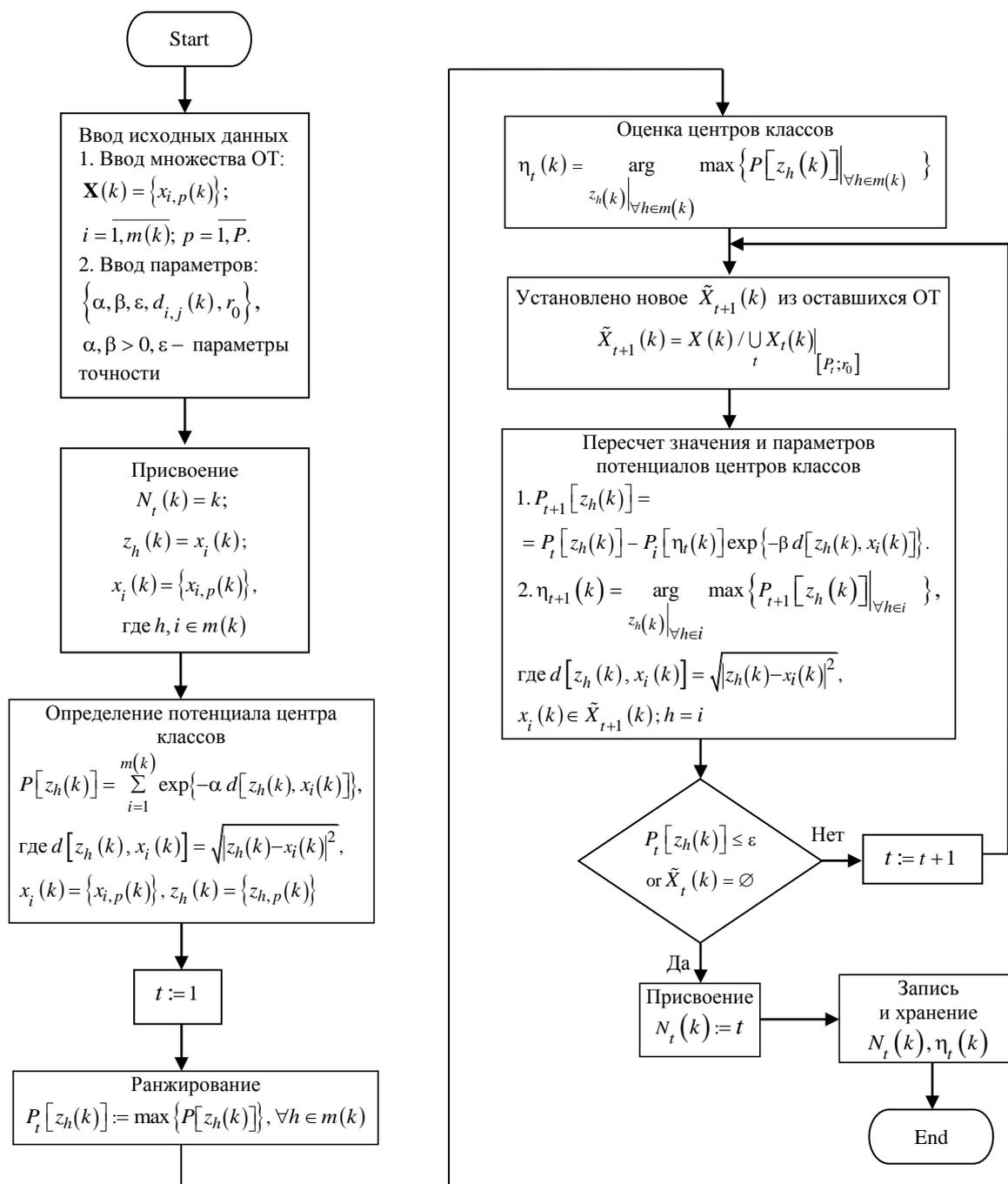


Рис. 4. Алгоритм определения числа истинных траекторий объектов в зоне действия

Fig. 4. Algorithm for determining the number of true trajectories within the coverage area

$x_{i,p}(k)$ – значения параметров i -й входной траекторной отметки и $v_{i,p}(k)$ – значения параметров t -го центра класса (траектории) в пространстве признаков; $\gamma_{i,t}$ – степень принадлежности i -й ОТ к t -му центру класса (траектории); $F(k)$ – матрица степени принадлежности $\gamma_{i,t}$; $Q(k)$ – целевая функция; χ – коэффициент отклонения.

На рис. 6 изображена схема алгоритма ассоциации классов (подмножеств) ОТ к отождествлен-

ным траекториям и формирования подмножеств следующего вида:

$$\left\{ \begin{array}{l} \left[X_1(k), v_1(k), (\gamma_{1,m_1}) \right], \dots \\ \dots, \left[X_t(k), v_t(k), (\gamma_{t,m_t}) \right], \dots \\ \dots, \left[X_{N_t(k)}(k), v_{N_t(k)}(k), \gamma_{N_t(k), m_{N_t(k)}} \right] \end{array} \right\},$$

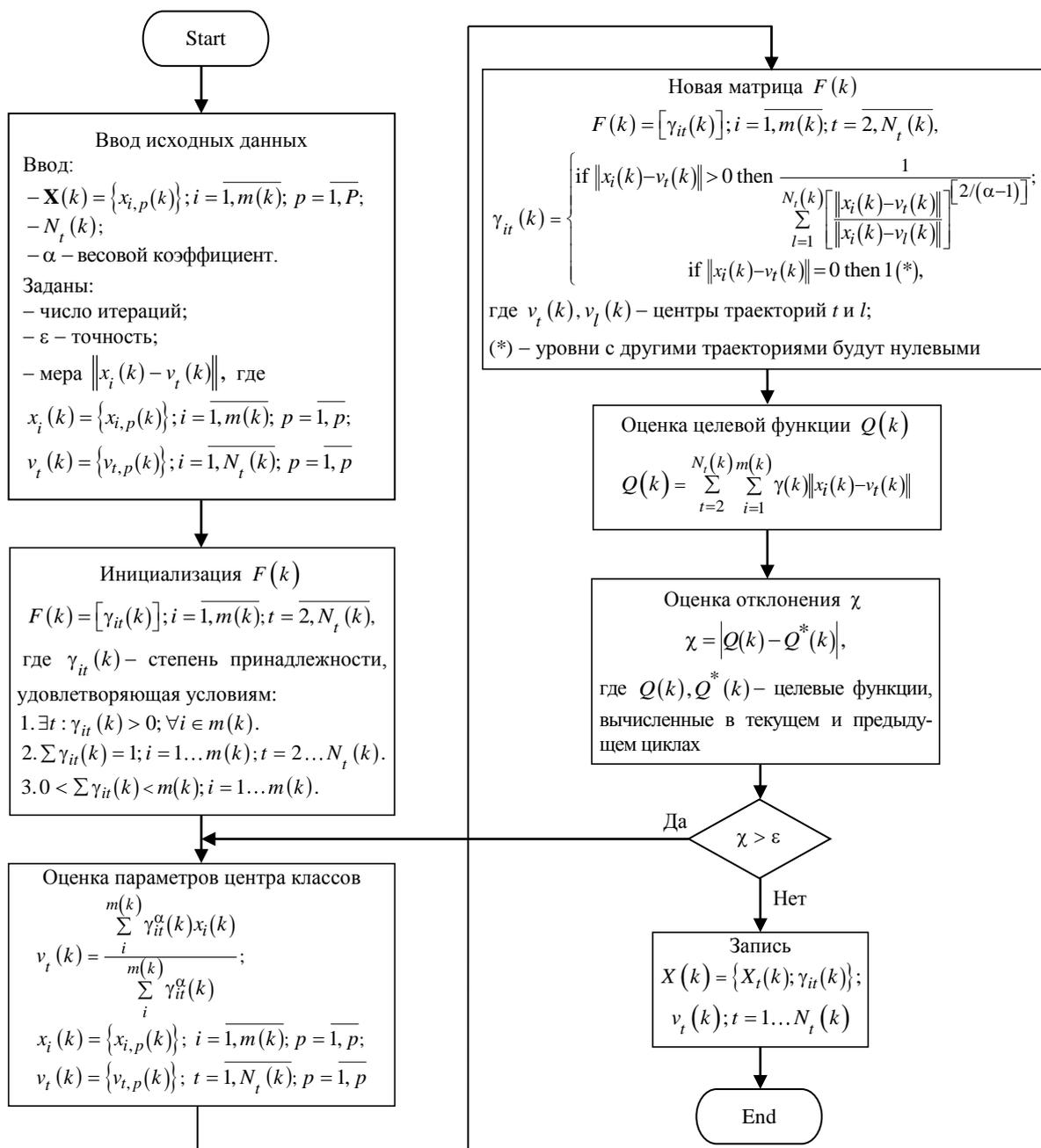


Рис. 5. Алгоритм кластеризации входного множества ОТ по числу истинных траекторий

Fig. 5. Algorithm for clustering the input trajectory markers data set by the number of true trajectories

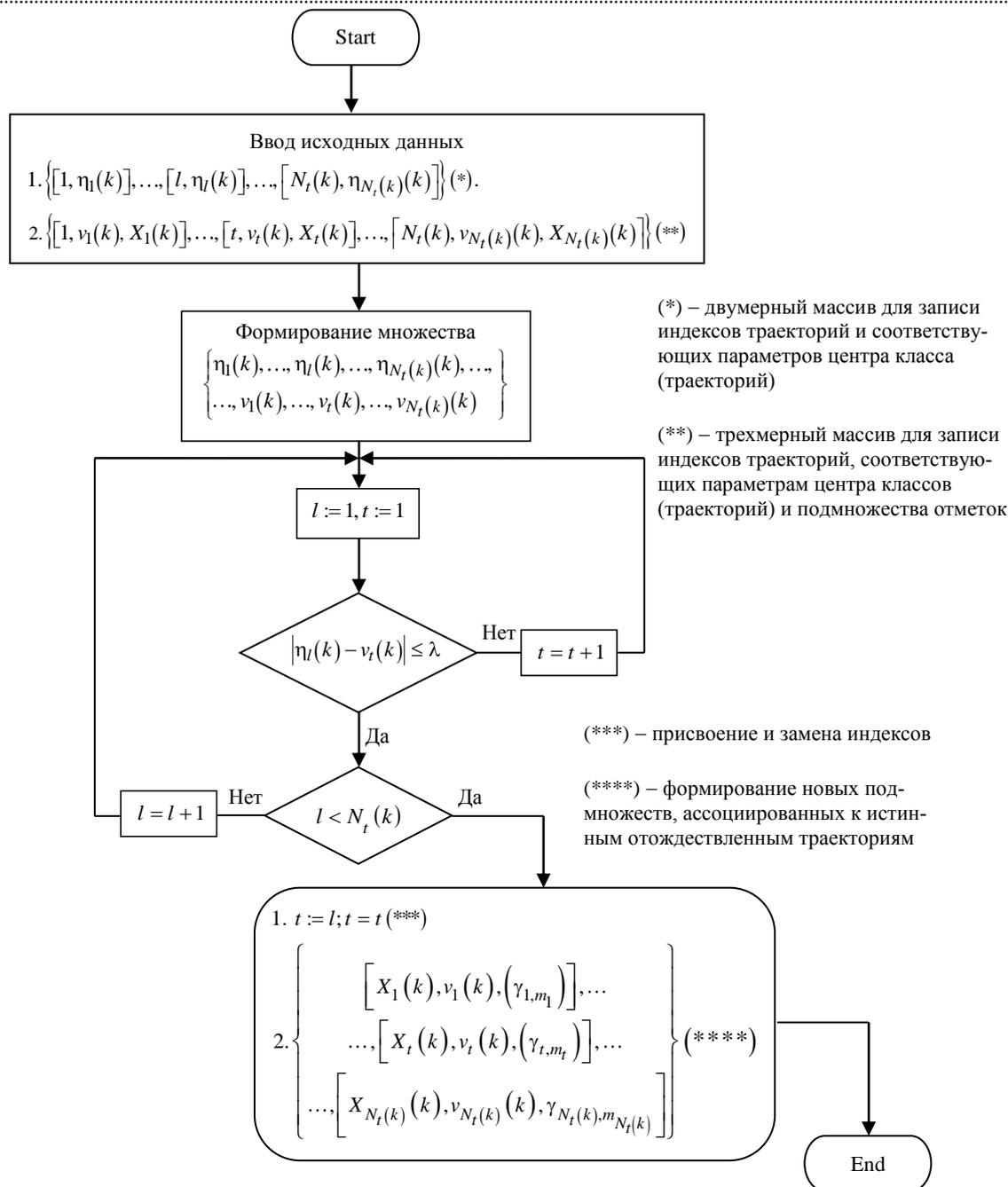


Рис. 6. Алгоритм ассоциации классов (подмножеств) ОТ к отождествленным траекториям

Fig. 6. Algorithm for the association of trajectory markers data classes (subsets) to the identified trajectories

где $\sum_{t=1}^{N_t(k)} m_t(k) = m(k)$; $\gamma_{t, m_t} = \{\gamma_{t, 1}, \dots, \gamma_{t, m_t}\}$ – значение степени принадлежности m_t -й ОТ к t -й траектории.

Выводы. Проведено сопоставление с данными моделирования и экспериментальных исследований. Согласно [1, 6], оценка качества работы ЦОИД определяется полнотой предоставляемой информации, содержание которой включает такие критерии, как

пропускная способность, полнота выходной информации, достоверность информации и требование работы в реальном времени. Моделирование проводилось в лаборатории Центра системной интеграции Института системной интеграции ЛКД ТУ Ха Ной. Для проведения исследований использовался компьютер ПК Dell Optiplex 3050, Core I5-7500 (3.4GHz); RAM 8 GB, SSD 240 GB, ОС Win10Pro 64 бит; набор инструментов для программирования VisualStudio 2013, язык C / C++, библиотека MFC.

При проведении моделирования выявлены некоторые особенности:

- исследование выполнялось на основе набора входных данных, соответствующих каждому периоду апдейта, который рассчитывался независимо от количества входных истинных траекторий, заранее неизвестных;

- исследование проводилось поэтапно с постепенным увеличением числа истинных входных траекторий в зоне действия ЦОД (примерно до 1000), это делалось для одновременного исследования пропускной способности и получения достоверной информации.

В ходе моделирования были получены следующие результаты:

- при увеличении числа траекторий в зоне до 1000 вычислительная способность ЦОИД обеспечивает выполнение процесса ТО в интервале времени, меньшем периода реального апдейта (около 10 с). Статистка интервалов времени ТО, зависящих от числа траекторий и ОТ, показана в табл. 1.

Из табл. 1 можно сделать следующие выводы:

- среднее число отметок для каждой траектории (частное от деления данных 2-го столбца на данные 1-го столбца) лежит в интервале от 4 до 10, но в этих пределах также присутствуют

Табл. 1. Статистка интервалов времени ТО, зависящих от числа траекторий и ОТ

Table 1. Statistics of TP time intervals depending on a number of trajectories and TP

Число		Интервал времени ТО, мс				
ист. тр.	ОТ	1-й	2-й	3-й	4-й	5-й
10	96	< 1	< 1	< 1	< 1	< 1
50	379	15	15	15	15	15
100	550	15	15	31	46	31
200	850	77	93	78	94	93
300	1625	171	156	187	171	187
500	2701	468	499	390	484	468
800	4211	2140	1936	1995	2280	1921
1000	6715	5600	6273	5831	6854	5534

ложные траектории. Это отражает реальную обстановку зоны действия ЦОД для морского и воздушного районов;

- из следующих столбцов видно, что при применении методики кластеризации максимальное время ТО намного меньше, чем реальный период апдейта, в значение которого входит и период обработки.

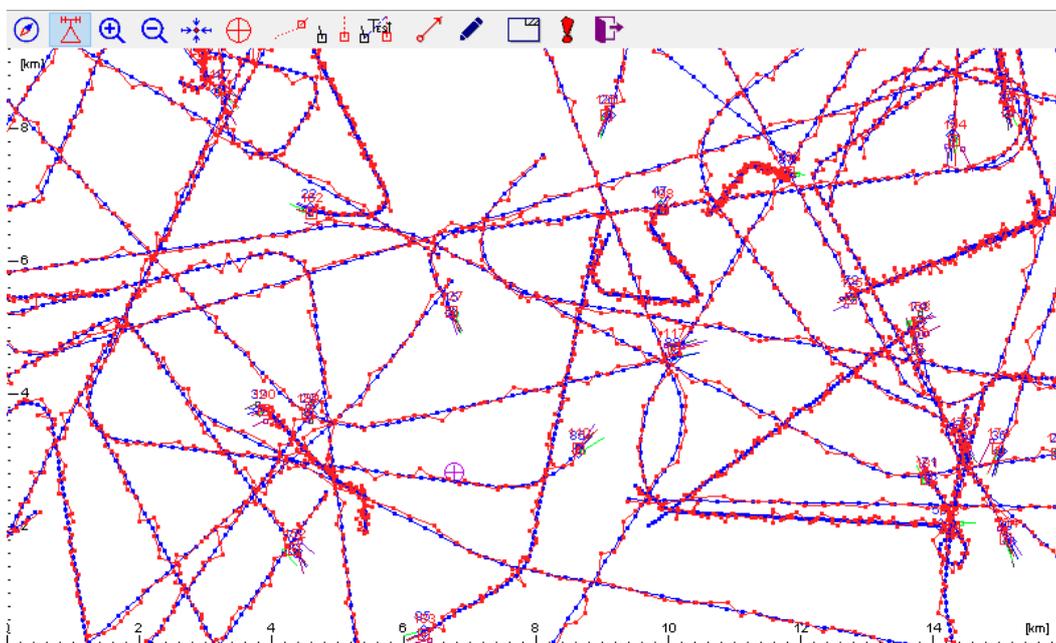


Рис. 7. Результат обработки 100 истинных отождествленных траекторий в 80-м периоде апдейта (периоде обработки) (истинная – синий цвет; отождествленная – красный цвет)

Fig. 7. The processed result of 100 true identified trajectories in the 80rd updating period (true trajectory – blue; identified – red)

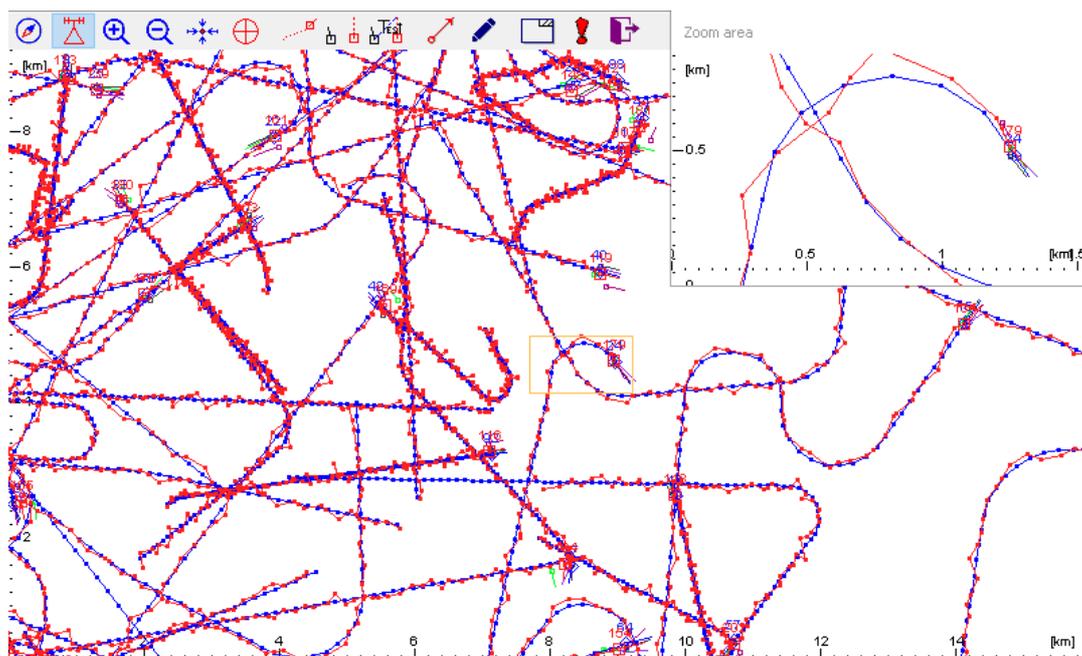


Рис. 8. Результат обработки 100 истинных отождествленных траекторий и одна конкретная ситуация

Fig. 8. The processed result of 100 true identified trajectories and one stable position

Данные выводы свидетельствуют о возможности обеспечения высокой пропускной способности системы по сравнению с другими системами, в которых применены известные традиционные

процедуры обработки РЛИ [1, 6]. На рис. 7 показан результат обработки 100 истинных отождествленных траекторий, при этом время ТО составляет около 30 мс. На рис. 8 приведен резуль-

Compare a Real track vs C2 track										
Bảng dữ liệu										
	Sai số Vị trí		Sai số Hg đi		Sai số Vận tốc					
Step	X0 - Y0	Hd0	Sp0	..	X1 - Y1	Hd1	Sp1	dRge	dHd	dSp
1	51.30 - 49.40	4.90	42.30		51.28 - 49.32	4.93	42.06			
2	51.14 - 49.48	5.20	42.30		51.17 - 49.47	5.19	42.11			
3	51.02 - 49.61	5.50	42.30		51.05 - 49.58	5.33	42.53			
4	50.94 - 49.76	5.79	42.30		50.87 - 49.80	5.81	42.57			
5	50.90 - 49.94	6.09	42.30		50.86 - 49.97	6.11	42.53			X0-Y0, X1-Y1 – координаты;
6	50.92 - 50.11	0.10	42.30		50.94 - 50.03	0.09	42.24			Hd0, Hd1 – направление движения;
7	50.99 - 50.27	0.40	42.30		50.99 - 50.24	0.37	42.27			Sp0, Sp1 – скорость
8	51.10 - 50.41	0.70	42.30		51.16 - 50.32	0.69	42.27			
9	51.25 - 50.50	0.99	42.30		51.31 - 50.47	0.83	42.10			
10	51.42 - 50.55	1.29	42.30		51.45 - 50.61	1.29	42.48			
11	51.60 - 50.55	1.59	42.30		51.54 - 50.58	1.62	42.63			
12	51.77 - 50.50	1.88	42.30		51.76 - 50.64	2.08	42.57			
13	51.93 - 50.44	1.88	42.30		51.88 - 50.44	1.91	42.67			
14	52.10 - 50.39	1.88	42.30		52.13 - 50.35	1.78	42.14			
15	52.27 - 50.33	1.88	42.30		52.30 - 50.27	1.89	42.20			
16	52.44 - 50.28	1.88	42.30		52.34 - 50.35	1.79	42.25			
17	52.60 - 50.22	1.88	42.30		52.63 - 50.17	1.86	42.72			
18	52.77 - 50.17	1.88	42.30		52.79 - 50.12	1.96	42.32			

Real track: 24 vs C2 track: 179 0.000 OK

↑ ↑

Данные истинной траектории Данные отождествленной траектории

Рис. 9. Таблица данных ОТ входной истинной и выходной отождествленной траекторий

Fig. 9. Table of trajectory markers data of input true trajectories and output identified trajectories

тат обработки 100 истинных отождествленных траекторий при одной конкретной ситуации сопровождения.

Для наглядного сравнения можно использовать приведенную на рис. 9 таблицу данных ОТ входной истинной и выходной отождествленной траекторий.

На рис. 10 приведены графики ошибок по координатным параметрам (*a*), по направлению движения (*б*) и по скорости (*в*). Здесь $\sigma_{\text{коор}}$ – среднеквадратичная ошибка (СКО) по координатам; $\sigma_{\text{напр}}$ – СКО по направлению движения и $\sigma_{\text{скор}}$ – СКО по скорости. Эти графики построены на основе данных, полученных в результате моделирования процесса ТО.

В процессе исследования оценка точности выходной информации отождествленных траекторий производится на основе:

– сравнения ошибок параметров отождествленных траекторий (включая координаты, направление движения и скорость) с истинными значениями;

– сравнения ошибок параметров отождествленных траекторий (включая координаты, направление и скорость движения) с исходной траекторией из сенсорной сети.

Точность информации с выхода ЦОИД не может превышать точность информации, полученной от сенсоров. Таким образом, оценка точности обработки системы ЦОИД имеет только относительное значение. В табл. 2 приведены результаты оценки точности выходной информации ТО в зависимости от количества тактов работы (периодов апдейта) при моделировании.

Табл. 2. Оценки точности выходной информации ТО в зависимости от количества периодов апдейта

Table 2. Estimates of the accuracy of the output TP data depending on a number of update periods

Число тактов	$\sigma_{\text{коор}}, \%$	$\sigma_{\text{напр}}, \%$	$\sigma_{\text{скор}}, \%$
30	4.5	6.2	6.4
50	4.5	6.1	6.4
80	4.2	5.5	5.3
110	3.7	5.5	4.4
150	3.3	4.4	4.2
180	1.8	4.2	3.6

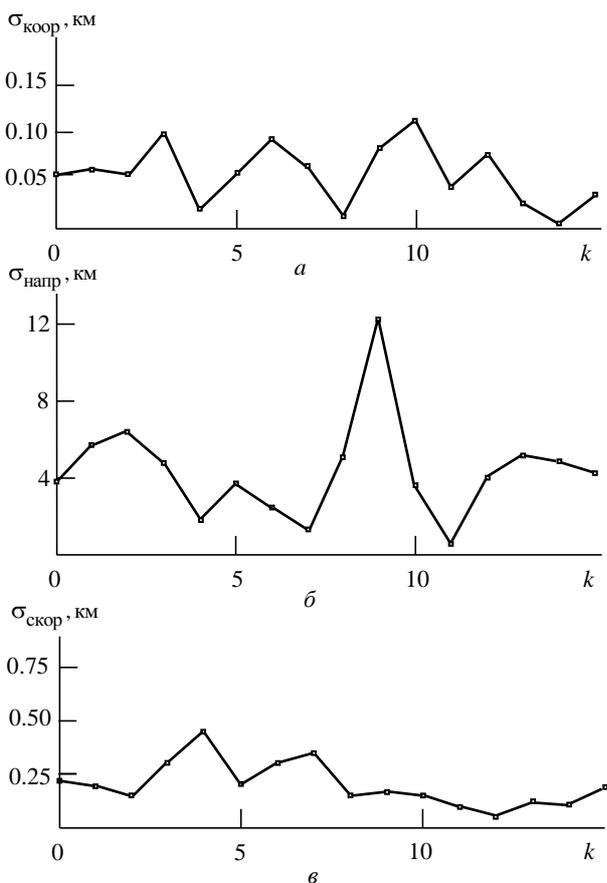


Рис. 10. Ошибка ТО по координатным параметрам (*a*), по направлению движения (*б*) и по скорости (*в*)

Fig. 10. Errors of TP in coordinate (*a*), in track direction (*б*) and speed parameters (*в*)

Заключение. Представлены результаты синтеза алгоритма ТО для объектов в зоне действия мультисенсорной сети методами теории кластеризации, в числе которых:

1. Синтез алгоритма определения числа истинных траекторий из множества входных ОТ данных. Фактически, этот вопрос является одним из самых волнующих и трудоемких для специалистов соответствующей области, особенно – проблема определения истинных траекторий в области пересечения зон обнаружения сенсоров [4, 6, 14]. Хотя сама теория кластеризации данных (в том числе и методика субтрактивной кластеризации) не нова, но ее применение для решения конкретной вышеобозначенной проблемы явилось непростой задачей.

2. Синтез алгоритмов кластеризации входного множества данных траекторных отметок по числу истинных траекторий и ассоциации классов (подмножеств) к истинным траекториям.

Построение этих двух алгоритмов основано на применении методов нечеткой и явной кластеризации.

Одним из достоинств способа ТО методами кластеризации является то, что система не требует общей синхронизации. Это происходит благодаря тому, что в момент прихода какой-либо отметки в интервале периода апдейта ЦОИД определяет конкретное значение степени принадлежности к нужной траектории. В связи с этим случаи, при которых на интервале периода апдейта ЦОД имеется более одной отметки прихода траектории из одного сенсора, не важны, в

частности, потому, что у них разные значения степени принадлежности. Из этого следует, что синтезированный алгоритм ТО является эффективным для многих моделей радиоэлектронных систем – как централизованных, так и независимо децентрализованных.

Данный алгоритм был проверен на практике и в ходе проведения испытаний адаптирован для таких ситуаций, как появление новых траекторий; прекращение фильтрации и сопровождения; группировка траекторий многих объектов в одну и т. д.

Список литературы

1. Bar-Shalom Y., Fortmann T. E. Tracking and data association. Boston: Academic Press, 2010. 322 p.
2. Ворошилина Е. П., Тисленко В. И. Анализ методов автоматического сопровождения целей по дальности // Изв. Томского политехн. ун-та. 2006. Т. 309, № 8. С. 67–72.
3. Ahmad A. Multiple Targets Classification and Fuzzy Logic Decision Fusion in Wireless Sensor Networks // World Academy of Science, Engineering and Technology Intern. J. of Electrical and Computer Engineering. 2014. Vol. 8, № 1. P. 121–128.
4. Multitarget Tracking / Ba-Ngu Vo, M. Mallick, Y. Bar-Shalom, S. Coraluppi, R. Osborne, R. Mahler, Ba-Tuong // Vo Preprint: Wiley Encyclopedia of Electrical and Electronics Engineering, Wiley, Sept. 2015. P. 1–23.
5. Baoliang Sun, Chunlan Jiang, Ming Li. Fuzzy Neural Network-Based Interacting Multiple Model for Multi-Node Target Tracking Algorithm // Sensors. 2016. Vol. 16, iss. 11. P. 1–14. doi: 10.3390/s16111823
6. Кузьмин С. З. Цифровая радиолокация. Введение в теорию. Киев: КВИЦ, 2000. 428 с.
7. Агеев С. А. Применение интеллектуальных методов представления информации для управления рисками информационной безопасности в защищенных мультисервисных сетях специального назначения // Тр. СПИИРАН. 2015. Вып. 4 (41). С. 149–162.
8. Леоченков А. В. Нечеткое моделирование в среде MatLab и fuzzyTECH. СПб.: БХВ-Петербург, 2005. 736 с.
9. Штовба С. Проектирование нечетких систем средствами MatLab. М.: Горячая линия–Телеком, 2007. 288 с.
10. An efficient tracking algorithm based on spatial kerne and FCM classifier / M. Yosefi, M. Erza, N. Aliakbari, S. Khoshguian // Australian J. of basic and applied sciences. 2011. Vol. 5, iss. 3. P. 592–600.
11. Демидова Л. А., Титов С. Б. Подход к проблеме нечеткой кластеризации в условиях неопределенности выбора целевой функции // Вестн. РГПУ. 2009. № 3 (29). С. 54–60.
12. Shaoming He, Hyo-Sang Shin, Tsourdos A. Multi-Sensor Multi-Target Tracking Using Domain Knowledge and Clustering // IEEE Sensors J. 2018. Aug. P. 1–11. doi: 10.1109/JSEN.2018.2863105
13. An Improved Fuzzy C-means Cluster Algorithm for Radar Data Association / Yang Yu, B. Zhang, B. Rao, L. Chen // Intern. J. of Advancements in Computing Technology. 2019. Vol. 4, iss. 20. doi: 10.4156/IJACT.VOL4.ISSUE20.22
14. An Algorithm based on Hierarchical Clustering for Multi-target Tracking of Multi-sensor Data Fusion / Wang Hao, Liu Tangxing, Qing Bu, Bo Yang // Proc. of the 35th Chinese Control Conf., Chengdu, China, Jul. 2016. doi: 10.1109/ChiCC.2016.7554147
15. Хижняк А. В., Белоус А. А., Белый А. С. Идентификация траекторной информации на основе автоматической классификации в задаче объединения трассовой информации // Докл. БГУИР. 2012. № 4 (66). С. 56–61.

Информация об авторах

Бао Нгуен Фунг – кандидат технических наук (1996); инженер по специальности "Радиолокационные системы" (1982, Киев, УССР). Автор 26 научных работ и двух национальных авторских лицензий. Сфера научных интересов – радиолокационная обработка информации; радиоэлектронная и радиолокационная технология, системотехника.

Адрес 1: Технический университет им. Ле Куй Дона, ул. Хоанг Куок Вьет, д. 236, Ханой, Вьетнам

Адрес 2: Институт развития технологий, Медиа и общественная ассоциация, VUSTA, пр. Чыонг Чинь, д. 176, Ханой, Вьетнам

E-mail: baonp@imc.org.vn, nguyenchungbao@lqdtu.edu.vn

Данг Куанг Хиеу – магистр техники и технологии по направлению "Телекоммуникации" (2002, Технический университет им. Ле Куй Дона, Ханой, Вьетнам); старший исследователь названного университета. Автор 6 научных работ. Сфера научных интересов – радиолокация и радионавигация; телекоммуникации.

Адрес: Институт развития технологий, Медиа и общественная ассоциация, VUSTA, пр. Чыонг Чинь, д. 176, Ханой, Вьетнам

E-mail: hieudq.isi@lqdtu.edu.vn

References

1. Bar-Shalom Y., Fortmann T. E. Tracking and data association. Boston, Academic Press, 2010, 322 p.
2. Voroshilin E. P., Tislenko V. I. Analysis of methods of automatic tracking of targets by range. Bulletin of the Tomsk Polytechnic University. 2006, vol. 309, no. 8, pp. 67–72. (In Russ.)
3. Ahmad A. Multiple. Targets Classification and Fuzzy Logic Decision Fusion in Wireless Sensor Networks. World Academy of Science, Engineering and Technology Intern. J. of Electrical and Computer Engineering. 2014, vol. 8, no. 1, pp. 121–128.
4. Ba-Ngu Vo, Mallick M., Bar-Shalom Y., Coraluppi S., Osborne R., Mahler R., Ba-Tuong Multitarget Tracking. Vo Preprint, Wiley Encyclopedia of Electrical and Electronics Engineering, Wiley. Sept. 2015, pp. 1–23.
5. Baoliang Sun, Chunlan Jiang, Ming Li. Fuzzy Neural Network-Based Interacting Multiple Model for Multi-Node Target Tracking Algorithm. Sensors. 2016, vol. 16, iss. 11, pp. 1–14. doi: 10.3390/s16111823
6. Kuzmin S. Z. Digital radar. Introduction to theory. Kiev, *KVITS*, 2000, 428 p. (In Russ.)
7. Ageev S. A. Application of intelligent methods of information representation to manage information security risks in secure multiservice special-purpose networks. Proc. of SPIIRAS. 2015, vol. 4, iss. 41, pp. 149–162. (In Russ.)
8. Leochenkov A. V. Fuzzy modeling in MatLab and fuzzyTECH. St Petersburg BHV, 2005, 736 p. (In Russ.)
9. Shtovba S. Design of fuzzy systems by means of MatLab. M., Publishing house "Hotline–Telecom", 2007, 288 p. (In Russ.)
10. Yosefi M., Erza M., Aliakbari N., Khoshguian S. An efficient tracking algorithm based on spatial kernel and FCM classifier. Australian J. of basic and applied sciences. 2011, vol. 5, iss. 3, pp. 592–600.
11. Demidova L. A., Titov S. B. An approach to the problem of odd clusterization under conditions of uncertainty in the selection of the target function. *Vest. RGRU. Ryazan'*. 2009, no. 3, iss. 29, pp. 54–60. (In Russ.)
12. Shaoming He, Hyo-Sang Shin, Tsourdos A. Multi-Sensor Multi-Target Tracking Using Domain Knowledge and Clustering. IEEE Sensors J. 2018, Aug., pp. 1–11. doi: 10.1109/JSEN.2018.2863105
13. Yang Yu, Zhang B., Rao B., Chen L. Internat An Improved Fuzzy C-means Cluster Algorithm for Radar Data Association. J. of Advancements in Computing Technology. 2019, vol. 4, iss. 20. doi: 10.4156/IJACT.VOL4.ISSUE20.22
14. Wang Hao, Liu Tangxing, Qing Bu, Bo Yang An Algorithm based on Hierarchical Clustering for Multi-target Tracking of Multi-sensor Data Fusion. Proc. of the 35th Chinese Control Conf., Chengdu, China, Jul. 2016. doi: 10.1109/ChiCC.2016.7554147
15. Khizhnyak A. V., Belous A. A., Bely A. S. Identification of trajectory information by applying fuzzy automatic classification in the information association problem. *Dokl. BGUIR*. 2012, no. 4 (66), pp. 56–61. (In Russ.)

Information about the authors

Nguyen Phung Bao, Cand. Sci. (Eng.) (1996); engineer specializing in "Radar systems" (1982 in Kiev, Ukraina, SSR). Author of 26 scientific works and two national licenses. Area of expertise: radar information processing; radio-electronic and radar technology, systems engineering.

Address 1: Technical University n. a. Le Cui Don, 236 Hoang Quoc Viet St., Hanoi, Vietnam

Address 2: Institute of Technology Development, Media and Community Association, VUSTA, 176 Truong Chinh Pr., Hanoi, Vietnam

E-mail: baonp@imc.org.vn, nguyenvhungbao@lqdtu.edu.vn

Dang Quang Hieu, Master of Science in Radio Engineering (2002, Le Quy Don University of Science and Technology, Hanoi, Vietnam), Chief Researcher of named University. The author of 6 scientific publications. Area of expertise: radiolocation and radio navigation; telecommunications.

Address: Institute of Technology Development, Media and Community Association, VUSTA, 176 Truong Chinh Pr., Hanoi, Vietnam

E-mail: hieudq.isi@lqdtu.edu.vn

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

УДК 615.47

Оригинальная статья

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2021-24-2-68-77>

Разработка алгоритма кластеризации кардиокомплексов с пострекоррекцией для задач длительного мониторинга электрокардиосигнала

И. А. Кондратьева¹✉, А. С. Красичков^{1,2}, О. А. Станчева^{2,3},
Э. Мбазумутима¹, Ф. Шикама¹, Е. М. Нифонтов²

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

² Первый Санкт-Петербургский государственный медицинский университет им. акад. И. П. Павлова, Санкт-Петербург, Россия

³ Санкт-Петербургский научно-исследовательский институт уха, горла, носа и речи Министерства здравоохранения РФ, Санкт-Петербург, Россия

✉ irikondr1721@gmail.com

Аннотация

Введение. Наиболее распространенным методом диагностики сердечно-сосудистых заболеваний является длительное мониторирование электрокардиосигнала (ЭКС). Для облегчения анализа полученных мониторограмм врачам-кардиологам необходимы специальные алгоритмы и программные средства автоматизированной обработки ЭКС. Одним из таких средств является алгоритм автоматизированной обработки ЭКС, выполняющий кластеризацию кардиокомплексов (КК), разделяя ЭКС на группы максимально близких по форме КК. Дальнейшему анализу подвергаются только эталонные КК, полученные статистическим усреднением КК в каждой группе.

Цель работы. Разработка алгоритма автоматизированной кластеризации КК ЭКС, разделяющего электрокардиосигнал на группы максимально близких по форме КК.

Материалы и методы. Экспериментальная апробация алгоритма и программного модуля проводилась на базе обезличенных суточных записей ЭКС пациентов Первого Санкт-Петербургского государственного медицинского университета им. акад. И. П. Павлова Минздрава России. Программный модуль был реализован в среде MatLab.

Результаты. Разработан алгоритм сортировки КК с пострекоррекцией для длительного мониторинга ЭКС; представлен программный модуль, реализованный на базе разработанного алгоритма. Рассмотрено влияние ошибок синхронизации КК при их накоплении на форму усредняемого КК. Классическое решение задачи деконволюции приводит к значительным ошибкам при нахождении оценки "истинной" формы КК. На основании аналитических расчетов получены выражения для коррекции накапливаемого КК. Показано, что в результате коррекции можно нивелировать ошибки накопления, связанные с рассинхронизацией.

Заключение. Наличие небольшого количества эталонных КК, полученных в результате обработки ЭКС с помощью предложенного алгоритма, позволяет врачу-исследователю значительно сократить время, затрачиваемое на анализ ЭКС, и является основой исследования динамических изменений формы и иных параметров КК как для конкретного пациента, так и для их группы. Полученные результаты позволяют создать основу для решения задач, направленных на исследование "тонкой" структуры ЭКС.

Ключевые слова: электрокардиосигнал, частота сердечных сокращений (ЧСС), сортировка кардиокомплексов, ошибка синхронизации, синхронное накопление, коррекция формы сигнала

Для цитирования: Разработка кластеризации кардиокомплексов с пострекоррекцией для задач длительного мониторинга электрокардиосигнала / И. А. Кондратьева, А. С. Красичков, О. А. Станчева, Э. Мбазумутима, Ф. Шикама, Е. М. Нифонтов // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2021. Т. 24, № 2. С. 68–77. doi: 10.32603/1993-8985-2021-24-2-68-77

Благодарности. Выражаем благодарность Первому Санкт-Петербургскому государственному медицинскому университету имени академика И. П. Павлова за предоставление базы данных длительных записей ЭКГ пациентов.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Источник финансирования. Работа выполнена в рамках государственного задания "Совершенствование методов, направленных на ограничение ишемического повреждения миокарда и головного мозга и выявление механизмов эффективного функционального восстановления", гос. рег. № AAAA-A18-118070690075-6.

Статья поступила в редакцию 05.11.2020; принята к публикации после рецензирования 14.12.2020; опубликована онлайн 29.04.2021

© Кондратьева И. А., Красичков А. С., Станчева О. А., Мбазумутима Э., Шикама Ф., Нифонтов Е. М., 2021



Development of an Algorithm for Clustering Cardiac ECG Signals with Post-Correction for Long-Term ECG Monitoring

Irina A. Kondratyeva¹ ✉, Alexander S. Krasichkov^{1,2}, Olga A. Stancheva^{2,3},
Eliachim Mbazumutima¹, Fabian Shikema¹, Evgeny M. Nifontov²

¹ Saint Petersburg Electrotechnical University, St Petersburg, Russia

² Pavlov First Saint Petersburg State Medical University, St Petersburg, Russia

³ Saint Petersburg Research Institute of Ear, Throat, Nose and Speech, St Petersburg, Russia

✉ irikondr1721@gmail.com

Abstract

Introduction. The most common method for diagnosing cardiovascular diseases is the method of ECG monitoring. In order to facilitate the analysis of the obtained monitorograms, special software solutions for automated ECG processing are required. One possible approach is the use of algorithms for automated ECG processing. Such algorithms perform clustering of cardiac signals by dividing the ECG into complexes of similar cardiac signals. The most representative complexes obtained by statistical averaging are subject to further analysis.

Aim. Development of an algorithm for automated ECG processing, which performs clustering of cardiac signals by dividing the ECG into complexes of similar cardiac signals.

Materials and methods. Experimental testing of the developed software was carried out using patient records provided by the Pavlov First State Medical University of St Petersburg. The software module was implemented in the MatLab environment.

Results. An algorithm for clustering cardiac signals with post-correction for the tasks of long-term ECG monitoring and a software module on its basis were proposed.

Conclusion. The presence of a small number of reference cardiac signal complexes, obtained through ECG processing using the proposed algorithm, allows physicians to optimize the process of ECG analysis. The as-obtained information serves as a basis for assessing dynamic changes in the shape and other parameters of cardiac signals for both a particular patient and groups of patients. The paper considers the effect of synchronization errors of clustered cardiac signals on the shape of the averaged cardiac complex. The classical solution to the deconvolution problem leads to significant errors in finding an estimate of the true form of a cardiac signal complex. On the basis of analytical calculations, expressions were obtained for the correction of clustered cardiac signals. Such correction was shown to reduce clusterization errors associated with desynchronization, which creates a basis for investigating the fine structure of ECG signals.

Keywords: electrocardiogram, heart rate (HR), ECG clustering algorithm, sync error, synchronous accumulation, signal shape correction

For citation: Kondratyeva I. A., Krasichkov A. S., Stancheva O. A., Mbazumutima E., Shikema F., Nifontov E. M. Development of an Algorithm for Clustering Cardiac ECG Signals with Post-Correction for Long-Term ECG Monitoring. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2021, vol. 24, no. 2, pp. 68–77. doi: 10.32603/1993-8985-2021-24-2-68-77

Acknowledgements. The authors express their gratitude to the Pavlov First State Medical University of St Petersburg for providing a database of long-term ECG records of patients.

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

Source of financing. The work was carried out within the framework of the state task "Improvement of methods aimed at limiting ischemic damage to the myocardium and brain and identifying mechanisms for effective functional recovery", state registration no. AAAA18-118070690075-6.

Submitted 05.11.2020; accepted 14.12.2020; published online 29.04.2021

Введение. Сердечно-сосудистые заболевания (ССЗ) являются одной из основных причин смертности во всем мире. Поэтому достоверная и своевременная диагностика сердеч-

ных патологий весьма важна. Наиболее распространенный метод диагностики ССЗ – длительное мониторирование электрокардиосигнала (ЭКС).

В процессе регистрации ЭКС возникают помехи различного происхождения, затрудняющие его анализ. Для облегчения анализа полученных мониторинграмм врачам-кардиологам необходимы специальные алгоритмы и программные средства автоматизированной обработки ЭКС. Это особенно важно для задач длительного мониторинга, когда анализ записей ЭКС врачом требует значительного времени.

Одно из решений указанной проблемы состоит в использовании алгоритма автоматизированной обработки ЭКС, который выполняет кластеризацию кардиокомплексов (КК), разделяя ЭКС на группы близких по форме КК. Дальнейшему анализу подвергаются только эталонные КК, полученные путем статистического усреднения КК в каждой группе [1].

В настоящей статье предложен алгоритм сортировки КК (рис. 1), интегрированный в программный модуль (ПМ) в среде разработки MatLab, предназначенный для получения эталонных КК и исследования их статистических характеристик.

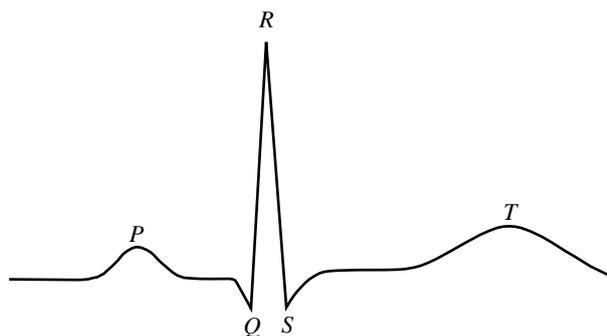


Рис. 1. Кардиокомплекс
 Fig. 1. Cardio complex

Материалы и методы. На рис. 2 представлена структурная схема предложенного алгоритма, содержащая модули предварительной обработки ЭКС I и кластеризации КК II. В модуле I устраняется дрейф изоэлектрической линии ЭКС (рис. 3, а) при помощи медианного фильтра (рис. 2, 1, рис. 3, б) [2–4], после чего КК обнаруживаются с помощью алгоритма Пана–Томпкинса (рис. 2, 2, рис. 3, в) [5–7]. В модуле II определяется частота сердечных сокращений (ЧСС) (рис. 2, 3). На завершающих этапах КК сортируются по этому параметру (рис. 2, 4), определяются взаимные коэффициенты их корреляции (рис. 2, 5) и среди КК, обладающих значительной корреляцией, выполняется усреднение для определения эталонных КК в каждом кластере (рис. 2, б).

Для оценки повторяющихся сигналов с низкой амплитудой в условиях сложной помеховой

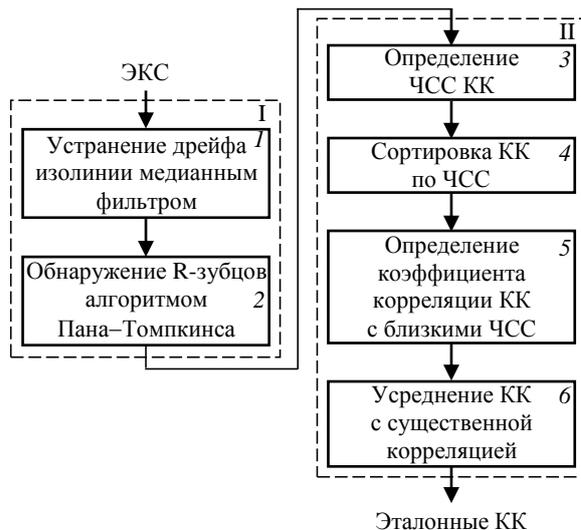


Рис. 2. Структурная схема алгоритма сортировки КК
 Fig. 2. Block diagram of the sorting algorithm for cardiac complexes

обстановки существует эффективный подход, основанный на методе синхронного накопления, который лежит в основе решения задачи сортировки КК [8]. Его реализация требует выделения опорных точек. В рассматриваемой задаче в качестве опорной точки целесообразно использовать положение максимума R-зубца (рис. 3, в) [9], [10].

Сортировка КК осуществляется по двум параметрам: частоте сердечных сокращений (heart rate – HR) и выборочному значению коэффициента корреляции. ЧСС j -го КК рассчитывается как $HR_j = \bar{T}_{RR_j}^{-1}$, где

$$\bar{T}_{RR_j} = \frac{1}{M} \sum_{i=-M+1}^0 T_{RR_{j+i}}$$

– длительность RR-интервала, усредненная за M реализаций [11].

Границы КК вычисляются с помощью эмпирических выражений

$$a = 0.2\sqrt{\bar{T}_{RR_j}}; \quad b = 0.4\sqrt{\bar{T}_{RR_j}},$$

где a, b – левая и правая границы КК (рис. 3, в).

В результате на первом этапе алгоритма сортировки формируются группы КК, имеющие близкие значения ЧСС. На практике в группы объединялись КК, имеющие интервалы ЧСС в пределах 10 ударов в минуту.

На втором этапе в каждой группе с близкой ЧСС между всеми парами КК определялся выборочный коэффициент корреляции:

$$r(m, n) = \frac{\sum_{i=1}^N [S_m(i) - \bar{S}_m][S_n(i) - \bar{S}_n]}{\sqrt{\sum_{i=1}^N [S_m(i) - \bar{S}_m]^2 \sum_{i=1}^N [S_n(i) - \bar{S}_n]^2}}$$

где N – число отсчетов в КК; \bar{S}_m , \bar{S}_n – выборочные средние значения m -го и n -го КК соответственно.

Взаимно коррелированными считаются КК, выборочный коэффициент корреляции которых превосходит заданный порог.

КК, имеющий наибольшее количество попарно коррелированных с ним КК, считается эталонным. Он усредняется с попарно коррелированными.

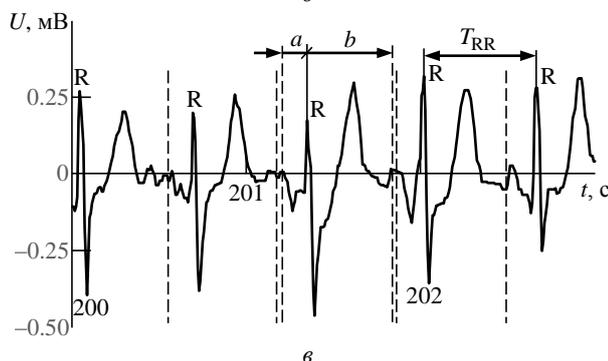
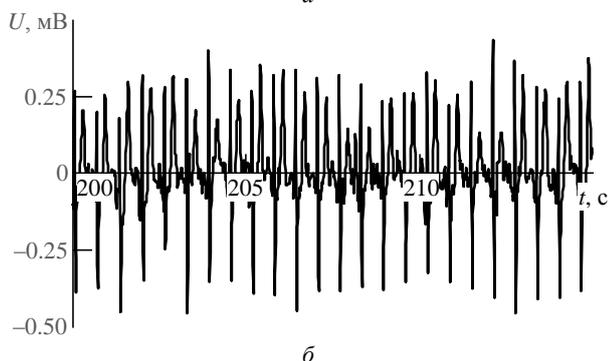
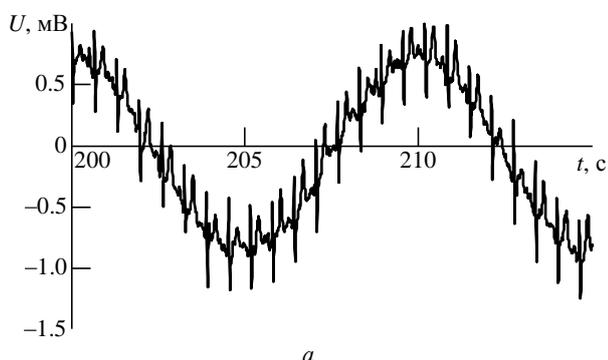


Рис. 3. Предварительная обработка ЭКС: a – исходный ЭКС; b – ЭКС после устранения дрейфа изоэлектрической линии; c – определение параметров КК

Fig. 3. Preliminary processing of the electro cardio signal: a – original electro cardio signal; b – electro cardio signal after elimination of the isoelectric line drift; c – determination of cardio complex parameters

Полученный в результате усреднения КК замещает эталонный. Далее алгоритм повторяется для оставшихся КК, не вошедших в усреднение, до тех пор, пока не будут кластеризованы все КК.

В результате применения рассмотренного алгоритма определяется набор эталонных (усредненных) КК для каждого диапазона ЧСС с информацией о количестве КК, использованных при формировании каждого эталонного КК.

Рассмотрим влияние на форму эталонного КК ошибок синхронизации при накоплении КК. Отклонение оценки точки синхронизации от истинного значения положения R-зубца на величину τ (рис. 4, a) обусловлено присутствием помех и характеризуется плотностью вероятности (ПВ) $W_R(\tau)$.

Допустим, что КК, формирующие эталонный сигнал, являются практически идентичными: $S_m(t) = S(t)$. Тогда усредненный ЭКС для такой группы будет иметь вид

$$S_{\Sigma}(t) = \frac{1}{M} \sum_{j=0}^{M-1} S(t + \tau_j),$$

где τ_j – ошибка определения положения j -го КК.

Полагая, что ПВ ошибки фиксации положения R-зубца для j -го КК $W_R(\tau)$ не зависит от j , можно показать, что среднее значение функции $S_{\Sigma}(t)$

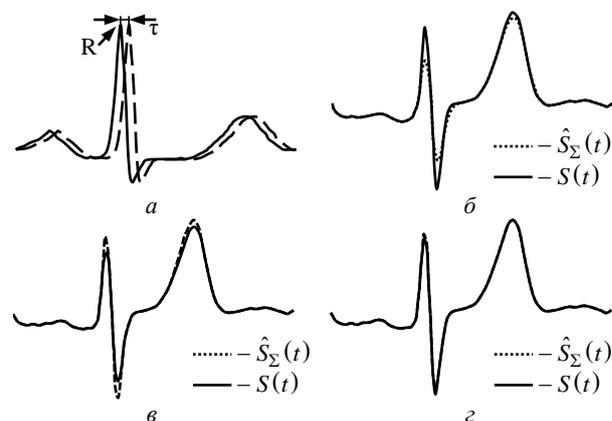


Рис. 4. Влияние ошибок синхронизации на форму эталонного КК: a – отклонение оценки точки синхронизации; b – ошибка усреднения, вызванная неточной синхронизацией; c – результат коррекции формы накопленного сигнала согласно (2); z – результат коррекции согласно (3)

Fig. 4. The influence of synchronization errors on the shape of the reference cardio complex: a – deviation of the estimate synchronization point; b – averaging error caused by inaccurate synchronization; c – the result of correcting the shape of the accumulated signal according to (2); z – the result of the correction according to (3)

представляет собой результат свертки сигнала $S(t)$ с функцией $W_R(\tau)$:

$$m\{S_{\Sigma}(t)\} = S(t) * W(\tau), \quad (1)$$

где $m\{\cdot\}$ – результат статистического усреднения; $*$ – оператор свертки [8], [12], [13].

На рис. 4, б представлены усредненный КК с искажениями, вызванными ошибкой синхронизации, полученный согласно (1) (пунктирная линия), и искомый сигнал (сплошная линия). Результат получен моделированием при нормальном законе флуктуации положения R-зубцов. На рисунке прослеживаются значительные искажения усредненного КК, негативно влияющие на качество диагностики. Поэтому необходимо осуществлять коррекцию накапливаемого КК.

"Истинную" оценку формы кардиокомплекса можно найти, решив задачу обратной свертки (деконволюции), что следует из (1). Однако при решении задачи деконволюции исследователь располагает только оценкой $\hat{S}_{\Sigma}(t)$ функции $m\{S_{\Sigma}(t)\}$, полученной при усреднении реализаций КК:

$$\hat{S}_{\Sigma}(t) = m\{S_{\Sigma}(t)\} + \varepsilon = S(t) * W(\tau) + \varepsilon,$$

где ε – ошибка приближения.

Наличие даже малой ошибки ε может привести к значительным отклонениям восстанавливаемого сигнала $\hat{S}(t)$ (полученным в результате обратной свертки) от его "истинной" формы $S(t)$. Поэтому использование рассмотренного метода усреднения на практике проблематично.

Решение задачи в дискретном виде предложено в [8], где показано, что оценка $\hat{S}(t)$ может быть получена с использованием дополнительной информации о структурных свойствах ЭКС, а именно при аппроксимации небольших фрагментов КК в окрестности точки i полиномами второго порядка, содержащего j точек:

$$S(i+j) = C_{2i}j^2 + C_{1i}j + C_{0i}, \quad j \in [-n-1, n+1],$$

где C_{2i} , C_{1i} , C_{0i} – коэффициенты полинома.

В этом случае (1) приобретает вид

$$m\{S_{\Sigma}(t)\} = \sum_{j=-n}^n a_j S(i+j),$$

где a_j – коэффициенты разложения ПВ дискретной случайной величины:

$$W(\tau) = \sum_{j=-n}^n a_j \delta(\tau - j).$$

Результаты. Показано [7], что в результате анализа длительных записей ЭКС при формировании эталонного КК происходит усреднение большого количества КК, что позволяет в первом приближении считать $m\{S_{\Sigma}(i)\} \approx \hat{S}_{\Sigma}(i)$. Тогда искомая оценка составляет

$$\hat{S}(i) = (1 + \alpha) \hat{S}_{\Sigma}(i) - \frac{1}{2} \alpha [\hat{S}_{\Sigma}(i+1) + \hat{S}_{\Sigma}(i-1)], \quad (2)$$

где $\alpha = \sum_{j=-n}^n j^2 a_j$, что является коррекцией оценки $\hat{S}_{\Sigma}(t)$.

Результат коррекции в соответствии с (2) представлен на рис. 4, в. Как следует из рисунка, этот результат, хотя и приближается к "истинной" форме анализируемого КК, по-прежнему содержит остаточные искажения.

Для повышения точности коррекции в настоящей статье фрагменты КК в окрестности точки i аппроксимированы полиномами четвертого порядка:

$$S(i+j) = C_{4i}j^4 + C_{3i}j^3 + C_{2i}j^2 + C_{1i}j + C_{0i}, \\ j \in [-n-1, n+1].$$

В этом случае оценка $\hat{S}_{\Sigma}(t)$ корректируется на основании выражения

$$\hat{S}(i) = \hat{S}_{\Sigma}(i) - \beta \frac{B-4A}{12} - \alpha \left[A - \frac{B-4A}{12}(1+6\alpha) \right], \quad (3)$$

где

$$A = 0.5 [\hat{S}_{\Sigma}(i+1) + \hat{S}_{\Sigma}(i-1)] - \hat{S}_{\Sigma}(i);$$

$$B = 0.5 [\hat{S}_{\Sigma}(i+4) + \hat{S}_{\Sigma}(i-4)] - \hat{S}_{\Sigma}(i);$$

$$\alpha = \sum_{j=-n}^n j^2 a_j; \quad \beta = \sum_{j=-n}^n j^4 a_j.$$

Результат коррекции в соответствии с (3) показан на рис. 4, г. Полученная оценка практически совпадает с искомым КК. Использование полиномов четвертого порядка при описании сигнала позволило получить более точную по сравнению с использованием полиномов второго порядка корректировку усредняемого КК. Это особенно актуально в задачах, направленных на исследование "тонкой" структуры ЭКС.

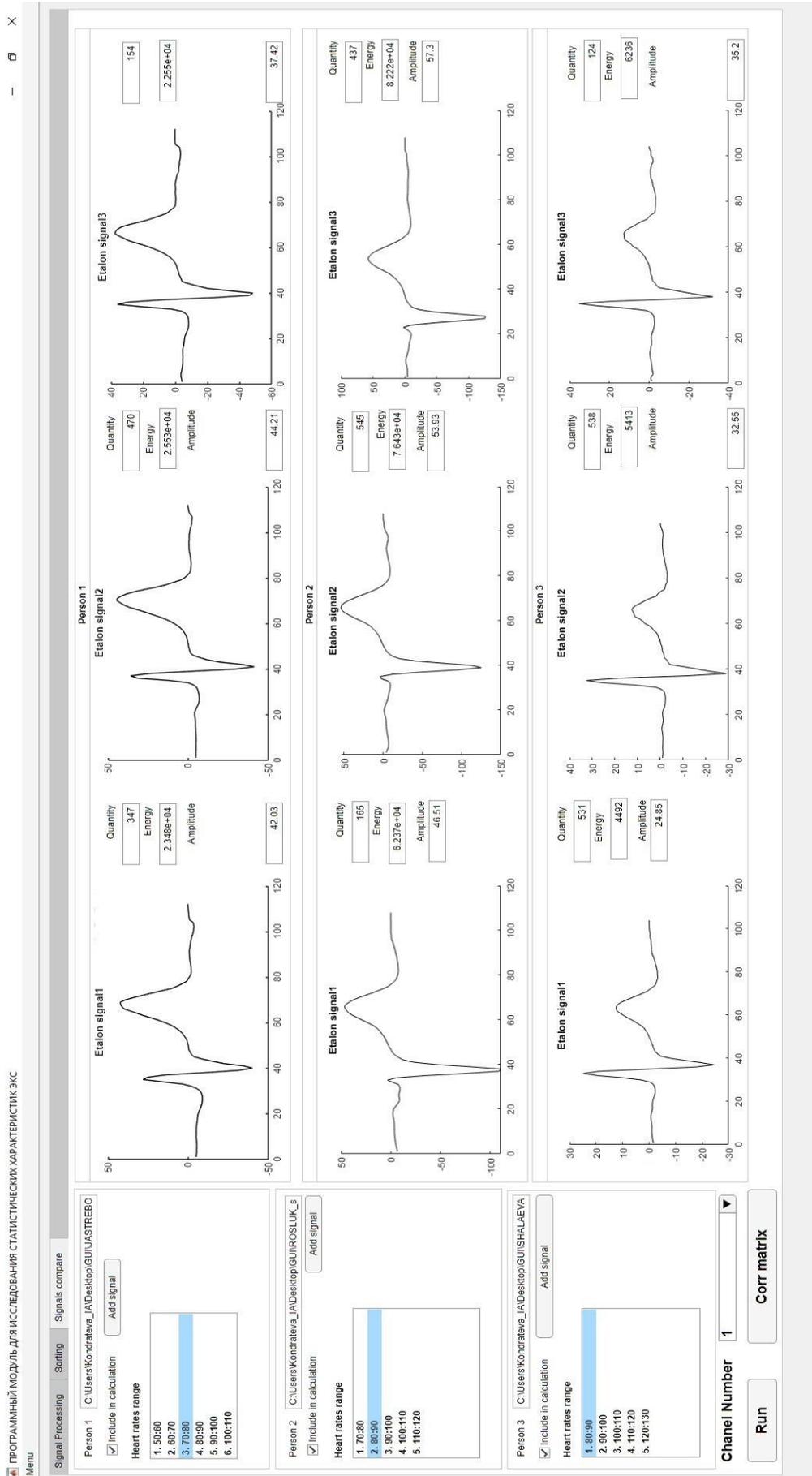


Рис. 5. Диалоговое окно программного модуля, позволяющее сохранить результат и провести сравнительный анализ эталонных кардиокомплексов для группы пациентов
 Fig. 5. The dialog box of the software module, which allows you to save the result and conduct a comparative analysis of reference signals for several patients

На рис. 5 представлено диалоговое окно программного модуля, в котором реализован предложенный алгоритм. Исследователь может наблюдать эталонные (полученные в результате усреднения) КК для нескольких пациентов, а также получить информацию о количестве усредняемых КК и иных параметрах эталонных КК. Небольшое количество эталонных КК позволяет врачу-исследователю значительно сократить время, затрачиваемое на анализ ЭКС, а также отслеживать динамические изменения формы ЭКС при развитии различных патологий.

Другим важным направлением использования ПМ на базе алгоритма сортировки КК с посткоррекцией является проведение исследований статистических характеристик ЭКС для группы различных пациентов. На рис. 6 представлены эталонные КК для различных пациентов, полученные при сопоставимой ЧСС (использовалась база обезличенных суточных записей ЭКГ пациентов Первого Санкт-Петербургского государственного медицинского университета им. акад. И. П. Павлова). Представленные КК соответствуют диапазону изменения ЧСС 70...80 ударов в минуту (считается, что в условиях обычной жизнедеятельности диапазон изменения ЧСС в большинстве случаев лежит в пределах 60...90 ударов в минуту [14], [15]).

Представленные на рис. 6 эталонные КК получены усреднением значительного количества КК N_n . Количество накопленных сигналов варьируется от 694 (для второго пациента) до 1148 (для четвертого пациента). Рис. 6 отражает различия КК у различных пациентов при регистрации в одном и том же отведении при одной и той же ЧСС (например, выборочный коэффициент корреляции между эталонными КК первого и третьего пациентов составляет всего 0.43).

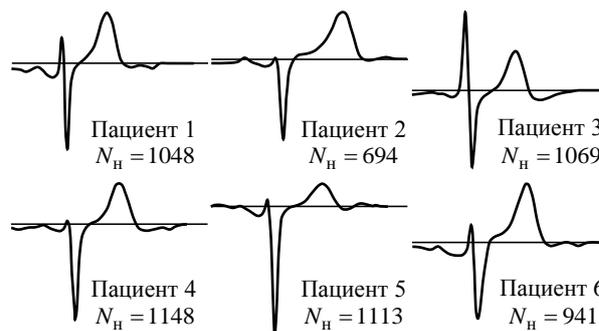


Рис. 6. Эталонные КК для ЧСС от 70 до 80 ударов в минуту
Fig. 6. Reference cardiac complexes for heart rate from 70 to 80 beats per minute

Выводы. В настоящей статье предложен алгоритм сортировки КК с посткоррекцией и представлен ПМ, реализованный на его базе в среде MatLab.

Программный модуль позволяет осуществлять предварительную обработку ЭКС, а также кластеризацию (сортировку по степени близости формы) КК. Небольшое количество получаемых эталонных КК позволяет врачу-исследователю значительно сократить время, затрачиваемое на анализ ЭКС, что является основой исследования динамических изменений формы и иных параметров КК как для конкретного пациента, так и для их группы.

В статье рассмотрено влияние ошибок синхронизации КК при их накоплении на форму эталонного КК. Показано, что классическое решение задачи деконволюции приводит к значительным ошибкам при нахождении оценки "истинной" формы КК.

На основании аналитических расчетов получены выражения для коррекции накапливаемого КК. Показано, что в результате коррекции становится возможным нивелировать ошибки накопления, связанные с рассинхронизацией. Указанный результат позволяет создать основу для решения задач, направленных на исследование "тонкой" структуры ЭКС.

Авторский вклад

Кондратьева Ирина Анатольевна – проведение аналитических расчетов для задачи коррекции формы кардиокомплекса, разработка структуры алгоритмов сортировки кардиокомплексов, проведение статистического анализа параметров электрокардиосигнала.

Красичков Александр Сергеевич – руководство работой, подготовка текста статьи.

Станчева Ольга Андреевна – подготовка текста статьи, участие в обсуждении результатов.

Мбазумутима Элиаким – проведение компьютерного моделирования.

Шикама Фабиен – проведение компьютерного моделирования.

Нифонтов Евгений Михайлович – постановка задачи и участие в обсуждении результатов.

Author's contribution

Irina A. Kondratyeva, carrying out of the analytical calculations for the task of correcting the shape of the cardio complex, developing the structure of algorithms for sorting cardio complexes, conducting a statistical analysis of the parameters of the electro cardio signal.

Alexander S. Krasichkov, management of the work and preparation of the paper text.

Olga A. Stancheva, preparation of the paper text, discussion of the results.

Eliachim Mbazumutima, computer simulation.

Fabian Shikama, computer simulation.

Evgeny M. Nifontov, statement of the problem and discussion of the results.

Список литературы

1. Красичков А. С., Нифонтов Е. М., Иванов В. С. Алгоритм сортировки кардиокомплексов для анализа длительных записей электрокардиосигнала // Биомедицинская радиоэлектроника. 2011. № 11. С. 24–28.
2. Siddiah N., Srikanth T., Satish Kumar Y. Nonlinear filtering in ECG Signal Enhancement // Intern. J. of Computer Science and Communication Networks. 2012. Vol. 2, iss. 1. P. 123–128. URL: https://www.researchgate.net/publication/268435345_Nonlinear_filtering_in_ECG_Signal_Enhancement (дата обращения 26.02.2021)
3. Hao W., Chen Y., Xin Y. ECG Baseline Wander Correction by Meanmedian Filter and Discrete Wavelet Transform // 2011 Annual Intern. Conf. of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society. Boston, USA, 30 Aug. – 3 Sept. 2011. Piscataway: IEEE, 2011. Acc. № 12424657. doi: 10.1109/IEMBS.2011.6090744
4. Verma R., Mehrotra R., Bhateja V. An Integration of Improved Median and Morphological Filtering Techniques for Electrocardiogram Signal Processing // 2013 3rd IEEE Intern. Advance Computing Conf. (IACC). Ghaziabad, India, 22–23 Febr. 2013. Piscataway: IEEE, 2013. P. 1223–1228. doi: 10.1109/IAdCC.2013.6514402
5. Baseline Normalization of ECG Signals using Empirical Mode Decomposition and Mathematical Morphology / T. Y. Ji, Z. Lu, Q.H. Wu, Z. Ji // Electronic Lett. 2010. Vol. 43, № 6. P. 486–496.
6. Пипин В. В., Рагульская М. В., Чибисов С. М. Анализ динамических моделей и реконструкций ЭКГ при воздействии космо- и геофизических факторов // Международный журн. прикладных и фундаментальных исследований. Технические науки. 2009. № 5. С. 17–24.
7. Al-Kindi S. G., Reza T. Real-time Detection of Myocardial Infarction by Evaluation of ST-segment in Digital ECG // J. of Medical Imaging and Health Informatics. 2011. Vol. 1, iss. 3. P. 225–230. doi: 10.1166/jmihi.2011.1032
8. Analysis of the Possibility of Correcting the Shape of the Average Cardiac Complex in the Presence of Synchronization Errors during Accumulation / I. A. Kondratyeva, A. S. Krasichkov, E.M. Nifontov, F. Shikama // Intern. Youth Conf. on Electronics, Telecommunications and Information Technologies. Springer Proceedings in Physics. Vol. 255. Cham: Springer, 2020. P. 487–494. doi: 10.1007/978-3-030-58868-7_531
9. Correlation Analysis of heart Rate Variability between PPG and ECG for Wearable Devices in Different Postures / C.-C. Hsiao, F.-W. Hsu, R.-G. Lee, R. Lin // 2017 IEEE Intern. Conf. on Systems, Man, and Cybernetics (SMC), Banff, AB, 5–8 Oct. 2017. Piscataway: IEEE, 2013. Acc. № 17379519. doi: 10.1109/SMC.2017.8123077
10. Kan Y., Kashihara K. Automatic Detection of ST Depression on ECG // 2015 IEEE 4th Global Conf. on Consumer Electronics (GCCE). Osaka, Japan, 27–30 Oct. 2015. Piscataway: IEEE, 2015. Acc. № 15756665. doi: 10.1109/GCCE.2015.7398704
11. Hammond H. K., Kelly T. L., Froelicher V. Radio-nuclide Imaging Correlatives of Heart Rate Impairment during Maximal Exercise Testing // J. of the American College of Cardiology. 1983. Vol. 2, № 5. P. 826–833. doi: 10.1016/s0735-1097(83)80228-911
12. Krasichkov A. S., Grigoriev E. B., Nifontov E. M. Influence of Myographic Interference and Isoelectric Line Drift on Correlation Coefficient in Classification of Cardiac Complexes // Biomedical Engineering. 2015. Vol. 49, iss. 4. P. 220–223. doi: 10.1007/s10527-015-9533-7
13. A method to Synchronize Signals from Multiple Patient Monitoring Devices through a Single Input Channel for Inclusion in List-mode Acquisitions / J.M. O'Connor, P. H. Pretorius, K. Johnson, M. A. King // Medical Physics. 2013. Vol. 40, iss. 12. Art. 122502. doi: 10.1118/1.4828844
14. Pathoumvanh S., Hamamoto K., Indahak P. Arrhythmias Detection and Classification Base on single Beat ECG Analysis // The 4th Joint Intern. Conf. on Information and Communication Technology, Electronic and Electrical Engineering (JICTEE). Chiang Rai, Thailand, 5–8 Mars 2014. 4 p. Acc. № 14255947. doi: 10.1109/JICTEE.2014.6804097
15. Ma J. L., Zhang T. T., Dong M. C. A Novel ECG Data Compression Method using Adaptive Fourier Decomposition with Security Guarantee in E-health Applications // IEEE J. of Biomedical and Health Informatics. 2015. Vol. 19, iss. 3. P. 986–994. doi: 10.1109/JBHI.2014.2357841

Информация об авторах

Кондратьева Ирина Анатольевна – магистр по направлению "Инфокоммуникационные технологии и системы связи" (2020), аспирант кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 4 научных работ. Сфера научных интересов – цифровая обработка биомедицинских сигналов.

Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5, Санкт-Петербург, 197376, Россия
E-mail: irikondr1721@gmail.com

Красичков Александр Сергеевич – доктор технических наук (2017), профессор (2020) кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 100 научных работ. Сфера научных интересов – статистическая радиотехника; методы обработки сигналов.

Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5, Санкт-Петербург, 197376, Россия
E-mail: krass33@mail.ru

Станчева Ольга Андреевна – врач-оториноларинголог Первого Санкт-Петербургского государственного медицинского университета им. акад. И. П. Павлова, младший научный сотрудник Федерального государственного бюджетного учреждения "Санкт-Петербургский научно-исследовательский институт уха, горла, носа и речи" Министерства здравоохранения Российской Федерации. Автор более 20 научных работ. Сфера интересов – клиническая медицина; оториноларингология; хирургия слезоотводящих путей.

Адрес: Первый Санкт-Петербургский государственный медицинский университет им. акад. И. П. Павлова, ул. Льва Толстого, д. 6-8, Санкт-Петербург, 197022, Россия
E-mail: olga.stancheva@yandex.ru

Мбазумутима Элиахим – магистр по направлению "Биотехнические системы и технологии" (2019), аспирант кафедры биотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор одной научной публикации. Сфера научных интересов – цифровая обработка биомедицинских сигналов, машинное обучение, распознавание образов.

Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5, Санкт-Петербург, 197376, Россия
E-mail: eliachim2013@yandex.ru

Шикама Фабиен – магистр по направлению "Биотехнические системы и технологии" (2016), аспирант кафедры биотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Сфера научных интересов – цифровая обработка биомедицинских сигналов, протезирование и реабилитация.

Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5, Санкт-Петербург, 197376, Россия
E-mail: fshikama@mail.ru

Нифонтов Евгений Михайлович – доктор медицинских наук (2003), профессор (2009) Первого Санкт-Петербургского государственного медицинского университета им. акад. И. П. Павлова. Автор более 150 научных работ. Сфера научных интересов – фундаментальная медицина; кардиология.

Адрес: Первый Санкт-Петербургский государственный медицинский университет им. акад. И. П. Павлова, ул. Льва Толстого, д. 6-8, Санкт-Петербург, 197022, Россия
E-mail: nifontov@spmu.rssi.ru

References

1. Krasichkov A. S., Nifontov E. M., Ivanov V. S. Classification algorithm for complexes in long term ECG data records. *Biomedical Radio Electronics*. 2011, no. 11, pp. 24–28. (In Russ.)
2. Siddiah N., Srikanth T., Satish Kumar Y. Nonlinear filtering in ECG Signal Enhancement. *Intern. J. of Computer Science and Communication Networks*. 2012, vol. 2, iss. 1, pp. 123–128. Available at: https://www.researchgate.net/publication/268435345_Nonlinear_filtering_in_ECG_Signal_Enhancement (accessed 2021/02/26)
3. Hao W., Chen Y., Xin Y. ECG Baseline Wander Correction by Meanmedian Filter and Discrete Wavelet Transform. 2011 Annual Intern. Conf. of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society. 30 Aug.–3 Sept. 2011, Boston, USA. Piscataway, IEEE, 2011, acc. no. 12424657. doi: 10.1109/IEMBS.2011.6090744
4. Verma R., Mehrotra R., Bhateja V. An Integration of Improved Median and Morphological Filtering Techniques for Electrocardiogram Signal Processing. 2013 3rd IEEE Intern. Advance Computing Conf. (IACC). 22–23 Febr. 2013, Ghaziabad, India. Piscataway, IEEE, 2013, pp. 1223–1228. doi: 10.1109/IAdCC.2013.6514402
5. Ji T. Y., Lu Z., Wu Q. H., Ji Z. Baseline Normalization of ECG Signals using Empirical Mode Decomposition and Mathematical Morphology. *Electronic Lett.* 2010, vol. 43, no. 6, pp. 486–496.

6. Pipin V. V., Ragul'skaya M. V., Chibisov S. M. Analysis of dynamic models and ECG reconstructions under the influence of cosmo- and geophysical factors. *J. of Applied and Fundamental Research. Technical sciences.* 2009, no. 5. pp. 17–24. (In Russ.)
7. Al-Kindi S. G., Reza T. Real-time Detection of Myocardial Infarction by Evaluation of ST-segment in Digital ECG. *J. of Medical Imaging and Health Informatics.* 2011, vol. 1, iss. 3, pp. 225–230. doi: 10.1166/jmihi.2011.1032
8. Kondratyeva I. A., Krasichkov A. S., Nifontov E. M., Shikama F. Analysis of the Possibility of Correcting the Shape of the Average Cardiac Complex in the Presence of Synchronization Errors during Accumulation. *Intern. Youth Conf. on Electronics, Telecommunications and Information Technologies. Springer Proceedings in Physics.* Cham, Springer, 2020, vol. 255, pp. 487–494. doi: 10.1007/978-3-030-58868-7_531
9. Hsiao C.-C., Hsu F.-W., Lee R.-G., Lin R. Correlation Analysis of heart Rate Variability between PPG and ECG for Wearable Devices in Different Postures. *2017 IEEE Intern. Conf. on Systems, Man, and Cybernetics (SMC).* 5–8 Oct. 2017, Banff, AB. Piscataway, IEEE, 2013, acc. no. 17379519. doi: 10.1109/SMC.2017.8123077
10. Kan Y., Kashihara K. Automatic Detection of ST Depression on ECG. *2015 IEEE 4th Global Conf. on Consumer Electronics (GCCE).* 27–30 Oct. 2015, Osaka, Japan. Piscataway, IEEE, 2015, acc. no. 15756665. doi: 10.1109/GCCE.2015.7398704
11. Hammond H. K., Kelly T. L., Froelicher V. Radio-nuclide Imaging Correlatives of Heart Rate Impairment during Maximal Exercise Testing. *J. of the American College of Cardiology.* 1983, vol. 2, no 5, pp. 826–833. doi: 10.1016/s0735-1097(83)80228-911
12. Krasichkov A. S., Grigoriev E. B., Nifontov E. M. Influence of Myographic Interference and Isoelectric Line Drift on Correlation Coefficient in Classification of Cardiac Complexes. *Biomedical Engineering.* 2015, vol. 49, iss. 4, pp. 220–223. doi: 10.1007/s10527-015-9533-7
13. O'Connor J. M., Pretorius P. H., Johnson K., King M. A. A method to Synchronize Signals from Multiple Patient Monitoring Devices through a Single Input Channel for Inclusion in List-mode Acquisitions. *Medical Physics.* 2013, vol. 40, iss. 12, art. 122502. doi: 10.1118/1.4828844
14. Pathoumvanh S., Hamamoto K., Indahak P. Arrhythmias Detection and Classification Base on single Beat ECG Analysis. *The 4th Joint Intern. Conf. on Information and Communication Technology, Electronic and Electrical Engineering (IJCTEE).* Chiang Rai, Thailand. 5–8 Mar. 2014, acc. no. 14255947, 4 p. doi: 10.1109/IJCTEE.2014.6804097
15. Ma J. L., Zhang T. T., Dong M. C. A Novel ECG Data Compression Method using Adaptive Fourier Decomposition with Security Guarantee in E-health Applications. *IEEE J. of Biomedical and Health Informatics.* 2015, vol. 19, iss. 3, pp. 986–994. doi: 10.1109/JBHI.2014.2357841

Information about the authors

Irina A. Kondratyeva, Master (2020) in Infocommunication Technology and Communication Systems, postgraduate student of the Department of Radio Systems of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 4 scientific publications. Area of expertise: digital processing of biomedical signals.
Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 Professor Popov St., St Petersburg 197376, Russia
E-mail: irikondr1721@gmail.com

Alexander S. Krasichkov, Dr. Sci. (Eng.) (2017), Professor (2020) of the Department of Radio System of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of more than 100 scientific publications. Area of expertise: statistical radio engineering; signal processing.
Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 Professor Popov St., St Petersburg 197376, Russia
E-mail: krass33@mail.ru

Olga A. Stancheva, MD, ENT-doctor at ENT department of Pavlov First Saint Petersburg State Medical University, Junior Researcher of Saint Petersburg Research Institute of Ear, Throat, Nose and Speech (the Ministry of Health). The author of more than 20 scientific publications. Area of expertise: clinical medicine; otorhinolaryngology, dacryology.
Address: Pavlov First Saint Petersburg State Medical University, 6-8 L'va Tolstogo St., St Petersburg 197022, Russia
E-mail: olga.stancheva@yandex.ru

Eliachim Mbazumutima, Master (2019) in Biotechnical Systems and Technologies, postgraduate student of the Department of Bioengineering Systems of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 1 scientific publication. Area of expertise: digital processing of biomedical signals; machine learning; pattern recognition.
Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 Professor Popov St., St Petersburg 197376, Russia
E-mail: eliachim2013@yandex.ru

Fabian Shikama, Master (2016) in Biotechnical Systems and Technologies, postgraduate student of the Department of Bioengineering Systems of Saint Petersburg Electrotechnical University. Area of expertise: digital processing of biomedical signals; prosthetics and rehabilitation.
Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 Professor Popov St., St Petersburg 197376, Russia
E-mail: fshikama@mail.ru

Evgeny M. Nifontov, Dr. Sci. (Medicine) (2003), Professor (2009) of Pavlov First Saint Petersburg State Medical University. The author of more than 150 scientific publications. Area of expertise: fundamental medicine; cardiology.
Address: Pavlov First Saint Petersburg State Medical University, 6-8 L'va Tolstogo St., St Petersburg 197022, Russia
E-mail: nifontov@spm.rssi.ru

Medical Devices and Devices for Control of the Environment,
Substances, Materials and Products
UDC 615.47:616-072.7

Original article

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2021-24-2-78-86>

A Medical Hardware-Software System for Remote Monitoring of Heart Diseases

Talat M. Magrupov¹, Zafar M. Yuldashev², Seit P. Abdihalikov¹✉

¹Tashkent State Technical University n. a. I. Karimov, Tashkent, Uzbekistan

²Saint Petersburg Electrotechnical University, St Petersburg, Russia

✉ seit-abdihalikov@rambler.ru

Abstract

Introduction. Wireless diagnostics of patients' functional state is important for ensuring timely detection and treatment of diseases. In this article, the development of a medical hardware-software system for remote monitoring of the state of biological objects is considered on the example of cardiovascular diseases.

Aim. To develop a medical hardware-software system for remote monitoring of the main cardiovascular parameters and to expand the scope of medical remote telemetry equipment, which can eventually lead to improved medical services.

Materials and methods. On the example of cardiovascular diseases, an analysis of the existing medical hardware-software system for remote monitoring of the state of biological objects was carried out, taking into account the cardiac monitoring of the electrocardiogram. This method is widely used for in the diagnostics and treatment of cardiovascular diseases.

Results. A method was proposed for creating a hardware-software system for remote monitoring of the main cardiovascular parameters to ensure timely detection and treatment of diseases. The general structure of such a system, including its advantages and disadvantages and the routing of information, is described. The proposed technology of prolonged remote monitoring of the patient's health state makes it possible to increase the efficiency of detecting dangerous heartbeat arrhythmia by about 30 %.

Conclusions. The proposed system solves the problem of registering biological parameters without significant interference in the patient's vital activity, which allows typical conditions to be traced. Remote data collection also facilitates the load on medical personnel, reduces the number of contacts with patients and improves their psychological state.

Keywords: heart diseases, hardware-software system, remote monitoring, sensors, electrocardiogram, telemetry equipment quality

For citation: Magrupov T. M., Yuldashev Z. M., Abdihalikov S. P. A Medical Hardware-Software System for Remote Monitoring of Heart Diseases. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2021, vol. 24, no. 2, pp. 78–86. doi: 10.32603/1993-8985-2021-24-2-78-86

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

Submitted 15.03.2021; accepted 06.04.2021; published online 29.04.2021



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

Оригинальная статья

Аппаратно-программный медицинский комплекс дистанционного мониторинга показателей сердечных заболеваний

Т. М. Магруппов¹, З. М. Юлдашев², С. П. Абдихаликов^{1✉}

¹Ташкентский государственный технический университет
им. И. Каримова, Ташкент, Узбекистан

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

✉ seit-abdihalikov@rambler.ru

Аннотация

Введение. В системе здравоохранения одной из важных задач является создание аппаратно-программного комплекса в области дистанционного мониторинга основных физиологических показателей сердечно-сосудистой системы (ССС) человека для беспроводной диагностики функционального состояния больного и обеспечения своевременного выявления и лечения заболеваний. В связи с этим актуальной становится задача совершенствования метода, свойств и характеристик построения аппаратно-программного медицинского комплекса для дистанционного мониторинга состояний биообъектов на примере заболеваний ССС.

Цель работы. Разработка аппаратно-программного медицинского комплекса для дистанционного мониторинга показателей сердечно-сосудистой системы, расширение области применения приборов медицинской телеметрии, повышение качества оказываемых медицинских услуг.

Материалы и методы. Произведен анализ существующих положений организации медицинского аппаратно-программного комплекса для дистанционного мониторинга состояний биологических объектов на примере сердечных заболеваний с учетом кардиомониторинга электрокардиограммы, который является наиболее часто используемым и широко распространенным методом исследования в клиниках для диагностики и лечения заболеваний ССС.

Результаты. Предложен способ создания аппаратно-программного комплекса в области дистанционного мониторинга основных физиологических показателей ССС человека для беспроводной диагностики функционального состояния больного и обеспечения своевременного выявления и лечения заболеваний. Разработана общая структура аппаратно-программного комплекса с учетом его возможностей и преимуществ. Использование предложенной технологии дистанционного длительного мониторинга состояния здоровья пациента позволяет повысить эффективность выявления опасных нарушений сердечного ритма до 30 %.

Заключение. Комплекс решает задачу регистрации биологических параметров без значительного вмешательства в деятельность пациента, что позволяет фиксировать его типичные состояния. Дистанционный сбор данных также облегчает работу медицинского персонала, снижение количества контактов с пациентами улучшает психологическое состояние последних.

Ключевые слова: сердечные заболевания, аппаратно-программный комплекс, дистанционный мониторинг, датчики, электрокардиограмма, качество телемедицинской системы

Для цитирования: Магруппов Т. М., Юлдашев З. М., Абдихаликов С. П. Аппаратно-программный медицинский комплекс дистанционного мониторинга показателей сердечных заболеваний // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2021. Т. 24, № 2. С. 78–86. doi: 10.32603/1993-8985-2021-24-2-78-86

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 15.03.2021; принята к публикации после рецензирования 06.04.2021; опубликована онлайн 29.04.2021

Introduction. In modern medicine, important problems are: reducing the time for examining patients, increasing the accuracy of diagnostics, conducting remote consultations, analyzing and processing primary

information in highly specialized centers, ensuring long-term storage of information about patients in digital form, as well as, if necessary, gaining access to information about a patient with remote distance [1–3].

In case of heart diseases, the following possibilities of electrocardiography occupy an important place: analysis of electrocardiograms (ECG) gives a rather high reliability of medical reports; the method is highly sensitive, but non-specific; ease of registration, relatively low cost of the survey with high information content; excellent opportunity to assess the patient's condition in the dynamics of observation; the ability to automatically analyze ECG samples and highlight life-threatening situations, for example, monitoring arrhythmias, ST segment depression; extensive experience in clinical practice and knowledge of this method by the majority of doctors.

Considering these advantages of electrocardiography, the following advantages can be achieved in telemedicine:

- speeds up the process of providing medical care allows you to make a quick decision when establishing the diagnosis of a patient from a distance;
- achieve a sufficiently high reliability of medical reports with the participation of experienced specialists;
- provides opportunities for remote observation of the patient's condition and assessment of his condition in the dynamics of observation;
- allows remote monitoring of arrhythmia and basic ECG indicators;
- provides the ability to quickly analyze ECG samples and take the necessary medical attention.

ECG is the most frequently used and widespread research method in clinics, which has given rise to many options for developments in telemedicine and, accordingly, remote analysis and methods of transferring electrocardiogram samples.

One of the main areas of telemedicine is the transmission of an electrocardiogram signal over a distance. The transmission method should provide the least loss and distortion at the fastest speed.

Currently, the need for telemedicine technologies is due to a number of problems that health authorities, the executive branch and doctors and patients themselves constantly face. This is to provide timely medical care to patients from a remote distance at remote distances, including bedside monitoring, as well as monitoring and tracking the condition of critically ill patients, as well as chronically ill, which is an urgent task [4].

This article analyzes the existing provisions of the organization of a medical hardware-software complex

for remote monitoring of the states of biological objects on the example of heart disease. Known, commercially available devices for medical telemetry do not provide a given amount of received information and flexibility of connection. Foreign devices of the Apple and Samsung brands are expensive and have an insufficient set of sensors and communication protocols, which does not allow them to be widely used in biomedical research. The known method of automated remote assessment of parameters of motor activity, respiration and pulse of a person or animal. The technical result is the absence of the need for accurate positioning in terms of distance relative to a person or an animal and an improvement in the quality of the non-contact analysis of the patient's movements, the pattern of his breathing and heartbeat. The disadvantage of this method is the lack of technical implementation, incompleteness as a method of biomedical diagnostics and the lack of methods for connecting to the network [5, 6].

A method for creating a hardware-software complex in the field of remote monitoring of the main physiological parameters of the cardiovascular system (CVS) of a person for wireless diagnostics of the functional state of a patient and ensuring timely detection and treatment of diseases is proposed. The general structure of the hardware-software complex, the passage of diagnostic information, its capabilities and advantages have been developed.

In this regard, the increase in the efficiency of diagnostics, treatment and the return of patients to an active life are associated, first of all, with the timely detection of diseases and the rapid provision of qualified medical care, including by means of telemedicine.

In this direction, work has been carried out to develop a multi-level intelligent system for remote monitoring of the condition of patients with chronic, sugar and heart diseases [1, 7–10].

In this regard, the work proposes the creation of a hardware and software complex in the field of remote monitoring of the main physiological indicators of the cardiovascular system (CVS) of a person for wireless diagnostics of the functional state of the patient and ensuring the timely detection and treatment of diseases. Here, the main attention is paid to the study of methods, properties and characteristics of constructing a hardware-software medical complex for remote monitoring of the state of biological objects using the example of diseases of the cardiovascular system.

Methods. The main task of designing technical means for monitoring biological objects is to create adequate models of processes using modern mathematical tools and to develop correct methods of information processing based on the most modern approach in information-measuring systems [11, 12].

When determining the way of organizing the structural diagram of the hardware-software complex, the main attention should be paid to: high reliability and immunity from interference; the method of building the architecture of the biomedical system for recording and processing physiological signals, which increases the functionality of the complex and its manufacturability; mathematical model of distribution and physical presentation of data for solving the problem of identifying parallel processes; the method of providing the function of registration, storage, processing, analysis of a number of physiological signals: pulse, body temperature, electrocardiograms, etc.

As a result of the analysis of the existing provisions of this problem, a method is proposed for creating a hardware-software complex for remote monitoring of diseases of the cardiovascular system [13, 14].

Monitoring vital activity parameters using a hardware-software medical complex should improve the patient's quality of life during the examination and allow to quantitatively assess the response of the patient's cardiovascular system to stress tests, to establish the effectiveness of the stimulation regime used and the therapy performed in patients with implanted pacemakers and in many other pathologies.

The proposed hardware and software complex is designed for autonomous automatic continuous remote monitoring of the parameters of the vital activity of a bioorganism and further processing (systematization and analysis) of the data obtained and has wide configurations. You can choose a configuration option depending on your requirements. In accordance with the provided requirements, the number of sensors in transmitting diagnostic devices (patients) and the area of wireless communication can be changed. The set of sensors allows for a deep and continuous analysis of the state of the cardiovascular system, blood flow and respiration of the patient. Each sensor individually has the ability to investigate a variety of diagnostic indicators (signs) necessary for effective treatment and prevention of diseases [15–17].

Fig. 1 shows the structure of the basic version of the medical complex. In it, the diagnostic information

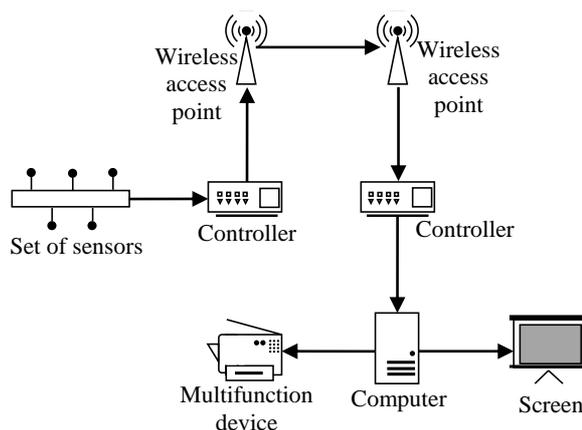


Fig. 1. Diagnostic information routing

goes through several stages of conversion, from sensors to the consumer. In this case, the use of four sensors is proposed.

Each of the four sensors individually provides a variety of diagnostic indicators (signs) necessary for effective treatment and prevention of diseases and allows:

- analyze electrocardiograms, which gives a fairly high reliability of medical reports, the proposed method is highly sensitive, but nonspecific, provides the ability to automatically analyze ECG samples and isolate life-threatening situations, for example, monitoring arrhythmias, ST segment depression in the ECG, and there is also extensive experience in using electrocardiography in clinical practice, this method has been mastered by most doctors;

- increase the detection of cardiac arrhythmias in rare paroxysmal conditions and supplement the results of other methods of examination of cardiac patients, optimize the control of antiarrhythmic and anti-anginal therapy;

- timely identify transient processes in the body and ensure the possibility of an emergency response;

- justify the need for hospitalization, optimize the quality and terms of rehabilitation, identify the side effects of pharmacotherapy;

- carry out long-term diagnostics, which helps to identify the conditions characteristic of the cardiovascular system and observe the dynamics of oxygen and blood saturation.

An autonomous unit is responsible for collecting vital signs in the complex under consideration, which includes:

- wireless communication module (2.4 GHz), providing high speed data transfer with low power consumption;

– a set of sensors that detect the heart rate, heart biopotentials, blood flow velocity and control the respiration of the bioorganism;

– a controller that switches signals, optimizes data transmission and provides the ability to control and deeply configure an autonomous unit.

Fig. 2 shows a block diagram of the hardware part of the complex with the structure of a stationary unit.

Storage, processing and visualization of the received data is provided by a stationary unit, consisting of:

- a wireless communication module;
- a controller performing preliminary processing of data that is transmitted further through communication channels;
- a computer that provides the ability to receive data via communication channels and the functioning of the software (SW) included in the complex;
- software for systematization, storage, processing and visualization of medical indicators.

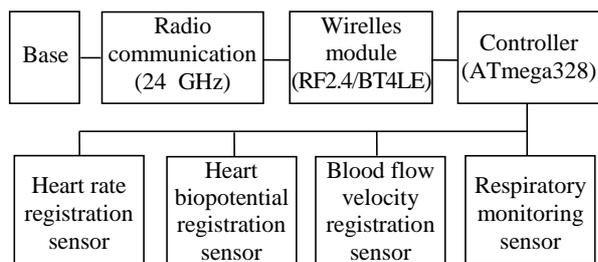


Fig. 2. A block scheme describing the hardware part of the system

The proposed hardware part of the complex – the device differs from the existing ones in that integrated sensors are used as sensitive elements, as well as in the fact that this device uses radio communication to transmit and control biomedical parameters and software that matches the operation of not only sensors, but also several devices telemetry in the network of the complex.

Therefore, we can conclude, that the proposed modernized device allows, along with expanding the scope of its application, to obtain reliable and more accurate indicators of the biological activity of the patient, which corresponds to the task.

The device of the medical telemetry complex consists of two independent units connected by a wireless network.

The first block is a switch, conventionally called a signal receiver (Fig. 3). It provides the transfer of the received information to a personal computer (PC) through a sequence of electrically connected circuitry

devices, via the PC USB port. At the same time, the ft232 serial port converter directly connected to the PC is responsible for the communication between the microcontroller and the PC, which ensures the coordination of the USB and UART interfaces, the microcontroller is used to communicate with the PC the UART interface and executes the program to form an access point for communication through the radio receiver module [9, 10].

The second unit, conventionally called a transmitter, is an integrated insertion device (Fig. 4) of a radio transmitter module that provides communication over a wireless channel. In this case, the microcontroller provides control of a radio transmitter electrically connected to it, which provides waiting for transfer commands from the PC. It allows the possibility of monitoring and feedback using input / output devices, is electrically connected to the controller and is an indicator, which is an LED, buttons for entering information and a set of sensors, also electrically connected to the microcontroller. It differs in that the set of sensors, as part of the transmitter, consists of an integrated MAX30100 sensor, which provides the ability to conduct pulse oximetry and heart rate monitoring,

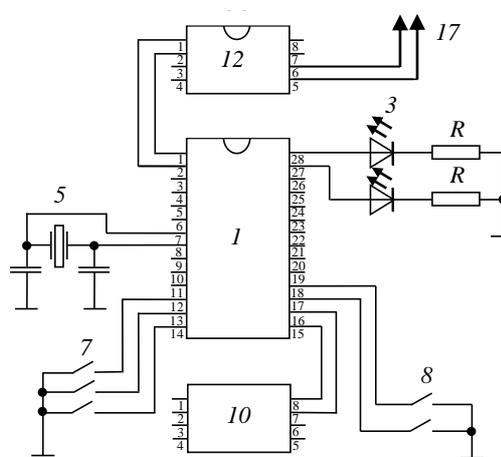


Fig. 3. A receiving unit of the proposed medical system

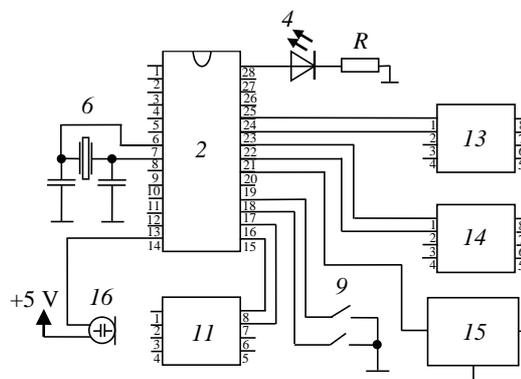


Fig. 4. A transmission unit of the proposed system

an integrated GY-521 sensor, which is a 3-axis gyroscope and accelerometer, an LM35 sensor, which is a temperature sensor and microphone, as well as using the esp8266 Wi-Fi module as a radio unit of a radio receiver and a radio transmitter.

Fig. 3 and 4 define the contents of the blocks: Microchip ATmega 328P microcontroller (1, 2) for each transmitter and receiver unit, indicator LEDs with limiting resistors (3, 4), circuits setting clock signals for microcontrollers of quartz resonators and capacitors (5, 6), programmable buttons for entering information (7, 8, 9), an ESP8266 Wi-Fi radio transmitter and receiver, which include an antenna (10, 11), a serial port signal to a USB signal (12), sensors: an integrated pulse oximetry sensor and heart rate monitoring MAX30100 (13), an integrated 3-axis gyroscope and accelerometer GY-521 (14), an LM35 temperature sensor (15), and an electroforming microphone (16).

The proposed device works as follows: the microcontroller (1) polls the sensors, after which it packs the data and sends it via a radio transmitter (10). On the receiving side, microcontroller (2) activates the operation of the radio receiver (11) and waits for data to be received by this receiver, which, after being loaded into the microcontroller's memory (1), are unpacked. Further, the microcontroller (1) prepares the data for sending via the serial port (17) and after receiving the polling signal via this port, it sends data via it. A serial to USB converter (12) matches the transmitted signals with the levels and protocols of the computer.

Results. As a result, it becomes possible to process, store and transfer data on a computer. The authors have tested the system with both one transmitter and two. The use of the medical telemetry device proposed by the authors will significantly simplify the collection and transmission of biomedical data through the automation of processes through modern microprocessor and controller technology and the development of integrated sensors, as well as through the use of a program created for microcontrollers.

The principle of software organization has been developed, which allows visualizing the information received (Fig. 5). It has an intuitive interface, but at the same time has broad capabilities and is intended for processing biomedical data on an autonomous transmitter, coming from measuring sensors and transmitting the results to the receiving module. The receiving module, in turn, sends the data to the personal computer. The program can be used in biomedical data collection systems at medical institutions, or in laboratory research. The program collects and calculates the following parameters: heart rate (HR), blood oxygen saturation, body temperature, state and activity of the patient.

The program performs the following functions: determination of the arithmetic mean of the input parameters and the subsequent packing of data and their transfer via radio communication channels, including Wi-Fi. An important task here is the parallel collection of data and their timely receipt by the attending physician, when observing the objects under study (patients). It speeds up the processing of measurement

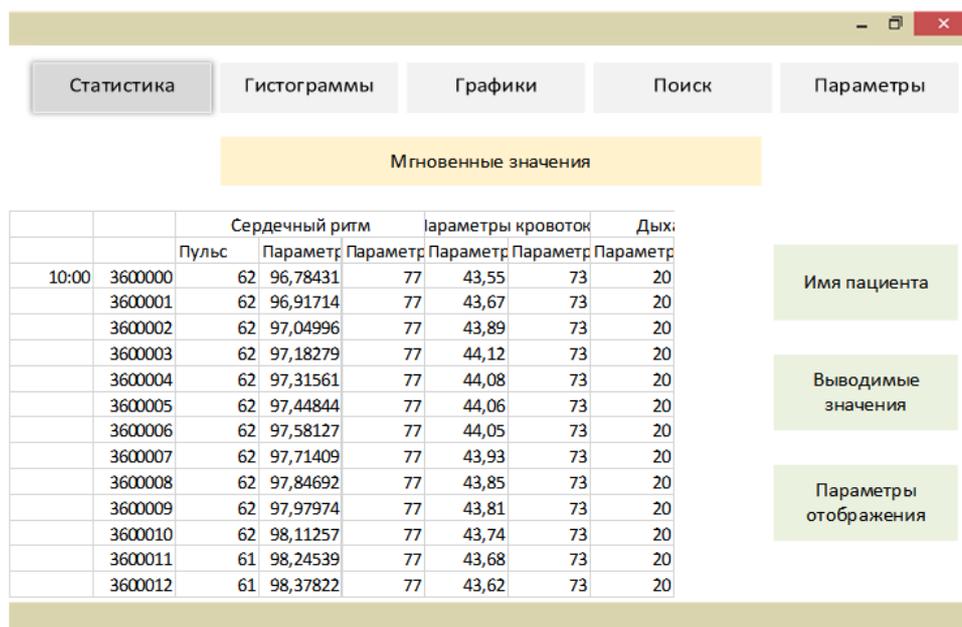


Fig. 5. User interface (UI) of the proposed hardware-software system

results, due to their timely availability, and reduces the likelihood of errors inevitable when processing a large amount of input data, reduces labor costs for diagnosing and transferring data, as a result, increasing the efficiency of research and treatment, and also increasing labor productivity.

This program is executed using the C++ programming language and used in the construction of a medical complex and systems for monitoring the parameters of the vital activity of stationary and non-stationary objects under study.

The proposed hardware-software medical complex for remote monitoring of heart disease indicators, as a telemedicine system, has the following advantages:

- it allows you to quickly and efficiently provide specialized planned and emergency medical care, organize consultations with the virtual participation of leading specialists, conduct and demonstrate remotely controlled examinations, diagnostic manipulations;
- provides the possibility of organizing remote educational lectures and seminars with demonstration of rare and atypical clinical cases and broadcasting of indications of diagnostic equipment directly from foci of epidemics, natural and man-made disasters; optimizes the healthcare management system;
- provides patients and qualified cardiologists with an additional communication channel;
- increases the efficiency of the "ambulance" service, medical assistance and reduces travel expenses;
- ease of registration, relatively low cost of the survey with high information content;
- increases the detection of side effects of pharmacotherapy over time;
- monitors and evaluates the patient's condition in the dynamics of observation;
- facilitates the work of medical personnel, reduces the number of contacts with patients and improves the psychological state of the latter through remote data collection;
- conducts registration of biological parameters without significant interference in the patient's life;
- provides an excellent opportunity to assess the patient's condition in the dynamics of observation.

The use of the module for monitoring of diagnostically significant indicators of patients in the structure of the software complex makes it possible to automate the process of monitoring a large group (up to

50 people) of patients – users of the remote monitoring complex. Assessment of the dynamics of changes in diagnostically significant indicators allows us to clarify the nature of the development of the disease, to use the prognosis of health status to improve the treatment technology, its personification, taking into account the characteristics of the patient's disease. The use of the technology of remote long-term monitoring of the patient's health state makes it possible to increase the efficiency of detecting dangerous heart disorders up to 30 %.

Conclusion. The existing provisions of the organization of a medical hardware-software complex for remote monitoring of the states of biological objects are analyzed using the example of heart diseases. A method is proposed for creating a hardware-software complex in the field of remote monitoring of the main physiological parameters of the cardiovascular system (CVS) of a person for wireless diagnostics of the functional state of a patient and ensuring timely detection and treatment of diseases, as well as structural organization and its characteristics. The general structure of the hardware-software complex, the passage of diagnostic information, its capabilities and advantages have been developed.

The developed complex has wide configuration possibilities. The number of transmitting diagnostic devices (patients) in the complex, the wireless coverage area and the number of sensors can be changed in accordance with the imposed requirements. In the basic configuration, it is possible to work with 50 transmitting diagnostic devices with a coverage area of up to 50 meters. The use of repeaters makes it possible to further expand the coverage area of the complex.

The complex performs solutions to the problem of recording biological parameters without significant interference in the patient's activity, which makes it possible to record his typical states. Remote data collection also facilitates the work of medical personnel; reducing the number of contacts with patients improves the psychological state of the latter. The use of the technology of remote long-term monitoring of the patient's health state makes it possible to increase the efficiency of detecting dangerous heart disorders up to 30 %, makes it possible to increase the number of patients whose health condition will be carefully monitored by the doctor.

References

1. Yuldashev Z. M., Pustozerov E. A., Anisimov A. A. *Mnogourovnevaya intellektualnaya sistema udalennogo monitoringa sostoyaniya zdorovya lyudey s chronicheskimi zabolevaniyami*. *Biotexnosfera*. 2016, no. 5 (47), pp. 2–8. (In Russ.)
2. Anisimov A. A., Glazova A. Yu., Pustozerov E. A., Yuldashev Z. M. Remote health monitoring systems for people with chronic diseases. St Petersburg, Publishing house of SPbGETU, 2018, pp. 183. (In Russ.)
3. Kostin A., Balashov Yu. Design of devices for primary processing of electrocardiosignals for remote monitoring. *Chip News*. 2003, no. 8, pp. 46–50. (In Russ.)
4. Nguen Ch. T., Yuldashev Z. M. An algorithm for detection of atrial fibrillation episodes and generation of alarm signals used in a cardiac rhythm remote monitoring system. *Biomedical engineering*. 2018, vol. 51, iss. 1, pp. 51–55.
5. Anishchenko L. N., Vasil'ev I. A., Zhuravlev A. V., Ivashov S. I., Razevig V. V. Method for automated re-mote assessment of motor activity, respiration and pulse parameters of a human or animal. Pat. RU 2 463 949 C2 IPC A61B 5/0205 (2006/01). Publ. 20.04.2012. Bul. 29. (In Russ.)
6. Proshin E. M., Putilin E. O. Device for remote recording of the patient's heartbeat and breathing processes. Pat. RU 2 496 410 C1 IPC A61B 5/0205, A61B 8/02 (2006.01). Publ. 27.10.2013. (In Russ.)
7. Pustozerov E. A., Yuldashev Z. M. *Distsyonyonny monitoring sostoyaniya bolnyx sahnym diabetom*. *Med. Technique*. 2014, no. 2, pp. 15–18. (In Russ.)
8. Willits I., Keltie K., Craig J., Sims A. WatchBP Home A for opportunistically detecting atrial fibrillation during diagnosis and monitoring of hypertension: a NICE Medical Technology Guidance. *Appl Health Econ Health Policy*. 2014, vol. 12, iss. 3, pp. 255–265. doi: 10.1007/s40258-014-0096-7
9. Magrupov T. M., Khaydarov A. X., Abdihalikov S. P. Methods of organization of medical hardware and software complex for remote monitoring of biological objects. *Sci.-tech. and information-analytical j. TUIT*. 2018, no. 3 (47), pp. 75–82.
10. Abdihalikov S. P. *Apparatno – programmnyy kompleks dlya distantsionnogo monitoringa sostoyaniya biologicheskix obektov*. *Sb. tr. XXXII Vseross. nauth.-tehn. conf. Ryazarl*. 2019, pp.186–188. (In Russ.)
11. Nguen Ch. T. Remote monitoring system for online detection of atrial fibrillation episodes. *IV Mezhdunar. nauth.-tehn. conf. Tambov*, 2017, pp. 501–502. (In Russ.)
12. Magrupov T., Magrupova M., Abdihalikov S., Ripka D. ECG signal processing algorithms to determine heart rate. *IEEE Intern. Conf. on Electrical Eng. and Photonics (EExPolytech)*. St Petersburg, 2020, pp. 132–135. doi: 10.1109/EExPolytech50912.2020.9243961
13. Nemirko A. P., Manilo L. A., Kalinichenko A. N. *Mathematical analysis of biomedical signals and data*. M., Fizmatlit, 2017, 248 p.
14. Abdihalikov S. P., Ripka D. S. *Hardware and Software Medical Complex Monitoring of Vital Signs of the Patient*. *IEEE Conf. of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EConRus)*. St Petersburg, 2020, pp. 1456–1459.
15. Abdihalikov S. P., Magrupov T. M. *Algoritmicheskoe i programmnoe obespechenie pribora meditsinskoy telemektrii II Sb. tez., XIV mezhdun. kongressa «Kardiostim-2020»*. SPb, 27–29 Feb. 2020, 156 p.
16. Kohts D. *Measurement, control and regulation with PIC microcontrollers*. M., MK-PRESS, 2015, 304 p. (In Russ.)
17. Magda Y. *Modern microcontrollers. Architecture, programming, device development*. M., DMK Press., 2012, 222 p. (In Russ.)

Information about the authors

Talat M. Magrupov, Dr. Sci. (Eng.) (1984), Professor (1987) of the Head of the Instrument Making Department (1993), Professor of the Department of Biomedical Engineering (2011) of the I. Karimov Tashkent State Technical University. The author of more than 180 scientific papers. Area of expertise: computer technology, Instrument making, Hardware and software of medical equipment and technology.
Address: Tashkent State Technical University, 2 Universitetskaya St., Tashkent 100095, Uzbekistan
E-mail: talatmt@rambler.ru

Zafar M. Yuldashev, Dr. Sci. (Eng.) (1999), Professor (2001), Chief of the Department of Biotechnical Systems of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 256 scientific publications. Area of expertise: medical instrumentation; biomedical engineering; processing and analysis of biomedical signals.
Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 Professor Popov St., St Petersburg 197376, Russia
E-mail: yuld@mail.ru

Seit P. Abdihalikov, graduated from the Tashkent State Technical University with a degree in Nanotechnology (2011), the Tashkent State Technical University with a degree in Measurement and Control Instruments and Methods (by industry-medical devices) (2013), senior lecturer at the Department of Biomedical Engineering Tashkent State Technical University n. a. I. Karimov. The author of 15 scientific publications. Area of expertise: study of a method for constructing a hardware and software complex for remote monitoring of diseases of the cardiovascular system.

Address: Tashkent State Technical University, 2 Universitetskaya St., Tashkent 100095, Uzbekistan

E-mail: seit-abdihalikov@rambler.ru

<https://orcid.org/0000-0003-2143-0176>

Правила для авторов статей

В редакцию журнала "Известия вузов России. Радиоэлектроника" необходимо представить:

- распечатку рукописи (1 экз.) – твердую копию файла статьи, подписанную всеми авторами (объем оригинальной статьи не менее 8 страниц, обзорной статьи не более 20 страниц);
- электронную копию статьи;
- отдельный файл для каждого рисунка и каждой таблицы в формате тех редакторов, в которых они были подготовлены. Размещение рисунка в электронной копии статьи не освобождает от его представления отдельным файлом;
- экспертное заключение о возможности опубликования в открытой печати (1 экз.);
- сведения об авторах и их электронную копию (на русском и английском языках) (1 экз.);
- рекомендацию кафедры (подразделения) к опубликованию (следует указать предполагаемую рубрику) (1 экз.);
- сопроводительное письмо (1 экз.).

Принимаются к публикации статьи на русском и английском языках.

Рукопись не может быть опубликована, если она не соответствует предъявляемым требованиям и материалам, представляемым с ней.

Структура научной статьи

Авторам рекомендуется придерживаться следующей структуры статьи:

- Заголовочная часть:
 - УДК (выравнивание по левому краю);
 - название статьи;
 - авторы (перечень авторов – Ф. И. О. автора (-ов) полностью. Инициалы ставятся перед фамилиями, после каждого инициала точка и пробел; инициалы не отрываются от фамилии. Если авторов несколько – Ф. И. О. разделяются запятыми), если авторов больше 3, необходимо в конце статьи указать вклад каждого в написание статьи;
 - место работы каждого автора и почтовый адрес организации. Если авторы относятся к разным организациям, то после указания всех авторов, относящихся к одной организации, дается ее наименование, а затем список авторов, относящихся ко второй организации, наименование второй организации, и т. д.;
 - аннотация – 200–250 слов, характеризующих содержание статьи;
 - ключевые слова – 5–7 слов и/или словосочетаний, отражающих содержание статьи, разделенных запятыми; в конце списка точка не ставится;
 - источник финансирования – указываются источники финансирования (гранты, совместные проекты и т. п.). Не следует использовать сокращенные названия институтов и спонсирующих организаций;
 - благодарности. В данном разделе выражается признательность коллегам, которые оказывали помощь в выполнении исследования или высказывали критические замечания в адрес статьи. Прежде чем выразить благодарность, необходимо заручиться согласием тех, кого планируете поблагодарить;
 - конфликт интересов – авторы декларируют отсутствие явных и потенциальных конфликтов интересов, связанных с публикацией настоящей статьи. Например, «Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов». Если конфликт интересов возможен, то необходимо пояснение (см. <https://publicationethics.org>).
- Заголовочная часть на английском языке:
 - название (Title);

- авторы (Authors);
 - место работы каждого автора (Affiliation). Необходимо убедиться в корректном (согласно уставу организации) написании ее названия на английском языке. Перевод названия возможен лишь при отсутствии англоязычного названия в уставе. Если авторы относятся к разным организациям, то после указания всех авторов, относящихся к одной организации, дается ее наименование, затем приводится список авторов, относящихся ко второй организации, наименование второй организации, и т. д.;
 - аннотация (Abstract);
 - ключевые слова (Keywords);
 - источник финансирования (Acknowledgements);
 - конфликт интересов (Conflict of interest).
- Текст статьи.
 - Приложения (при наличии).
 - Авторский вклад. Если авторов больше 3, необходимо указать вклад каждого в написание статьи.
 - Список литературы (библиографический список);
 - Информация об авторах.

Название статьи должно быть информативным, с использованием основных терминов, характеризующих тему статьи, и четко отражать ее содержание в нескольких словах. Хорошо сформулированное название – гарантия того, что работа привлечет читательский интерес. Следует помнить, что название работы прочтут гораздо больше людей, чем ее основную часть.

Авторство и место в перечне авторов определяется договоренностью последних. При примерно равном авторском вкладе рекомендуется алфавитный порядок.

Аннотация представляет собой краткое описание содержания изложенного текста. Она должна отражать актуальность, постановку задачи, пути ее решения, фактически полученные результаты и выводы. Содержание аннотации рекомендуется представить в структурированной форме:

Введение. Приводится общее описание исследуемой области, явления. Аннотацию не следует начинать словами «Статья посвящена...», «Цель настоящей статьи...», так как вначале надо показать необходимость данного исследования в силу пробела в научном знании, почему и зачем проведено исследование (описать кратко).

Цель работы. Постановка цели исследования (цель может быть заменена гипотезой или исследовательскими вопросами).

Материалы и методы. Обозначение используемой методологии, методов, процедуры, где, как, когда проведено исследование и пр.

Результаты. Основные результаты (приводятся кратко с упором на самые значимые и привлекательные для читателя/научного сообщества).

Обсуждение (Заключение). Сопоставление с другими исследованиями, описание вклада исследования в науку.

В аннотации не следует упоминать источники, использованные в работе, пересказывать содержание отдельных разделов.

При написании аннотации необходимо соблюдать особый стиль изложения: избегать длинных и сложных предложений, выражать мысли максимально кратко и четко. Составлять предложения только в настоящем времени и только от третьего лица.

Рекомендуемый объем аннотации – 200–250 слов.

Ключевые слова – набор слов, отражающих содержание текста в терминах объекта, научной отрасли и методов исследования. Рекомендуемое количество ключевых слов/фраз – 5–7, количество слов внутри ключевой фразы – не более 3.

Текст статьи излагается в определенной последовательности. Рекомендуется придерживаться формата IMRAD (Introduction, Methods, Results, Discussion; Введение, Методы, Результаты, Обсуждение):

Введение. Во введении автор знакомит с предметом, задачами и состоянием исследований по теме публикации; при этом необходимо обязательно ссылаться на источники, из которых берется информация. Автор приводит описание "белых пятен" в проблеме или того, что еще не сделано, и формулирует цели и задачи исследования.

В тексте могут быть применены сноски, которые нумеруются арабскими цифрами. В сносках могут быть размещены: ссылки на анонимные источники из Интернета, ссылки на учебники, учебные пособия, ГОСТы, авторефераты, диссертации (если нет возможности процитировать статьи, опубликованные по результатам диссертационного исследования).

Методы. Необходимо описать теоретические или экспериментальные методы исследования, используемое оборудование и т. д., чтобы можно было оценить и/или воспроизвести исследование. Метод или методологию проведения исследования целесообразно описывать в том случае, если они отличаются новизной.

Научная статья должна отображать не только выбранный инструментарий и полученные результаты, но и логику самого исследования или последовательность рассуждений, в результате которых получены теоретические выводы. По результатам экспериментальных исследований целесообразно описать стадии и этапы экспериментов.

Результаты. В этом разделе представлены экспериментальные или теоретические данные, полученные в ходе исследования. Результаты даются в обработанном варианте: в виде таблиц, графиков, диаграмм, уравнений, фотографий, рисунков. В этом разделе приводятся только факты. В описании полученных результатов не должно быть никаких пояснений – они даются в разделе «Обсуждение».

Обсуждение (Заключение и Выводы). В этой части статьи авторы интерпретируют полученные результаты в соответствии с поставленными задачами исследования, приводят сравнение полученных собственных результатов с результатами других авторов. Необходимо показать, что статья решает научную проблему или служит приращению нового знания. Можно объяснять полученные результаты на основе своего опыта и базовых знаний, приводя несколько возможных объяснений. Здесь излагаются предложения по направлению будущих исследований.

Список литературы (библиографический список) содержит сведения о цитируемом, рассматриваемом или упоминаемом в тексте статьи литературном источнике. В список литературы включаются только рецензируемые источники (статьи из научных журналов и монографии).

Список литературы должен иметь не менее 15 источников (из них, при наличии, не более 20 % – на собственные работы), имеющих статус научных публикаций.

Приветствуются ссылки на современные англоязычные издания (требования МНБД Scopus – 80 % цитируемых англоязычных источников).

Ссылки на неопубликованные и нетиражированные работы не допускаются. Не допускаются ссылки на учебники, учебные пособия, справочники, словари, диссертации и другие малотиражные издания.

Если описываемая публикация имеет цифровой идентификатор Digital Object Identifier (DOI), его необходимо указывать в самом конце библиографической ссылки в формате "doi: ...". Проверять наличие DOI статьи следует на сайте: <http://search.crossref.org> или <https://www.citethisforme.com>.

Нежелательны ссылки на источники более 10–15-летней давности, приветствуются ссылки на современные источники, имеющие идентификатор doi.

За достоверность и правильность оформления представляемых библиографических данных авторы несут ответственность вплоть до отказа в праве на публикацию.

Аннотация на английском языке (Abstract) в русскоязычном издании и международных базах данных является для иностранных читателей основным и, как правило, единственным источником информации о содержании статьи и изложенных в ней результатах исследований. Зарубежные специалисты по аннотации оценивают публикацию, определяют свой интерес к работе российского ученого, могут использовать ее в своей публикации и сделать на нее ссылку, открыть дискуссию с автором.

Текст аннотации должен быть связным и информативным. При написании аннотации рекомендуется использовать Present Simple Tense. Present Perfect Tense является допустимым. Рекомендуемый объем – 200–250 слов.

Список литературы (References) для зарубежных баз данных приводится полностью отдельным блоком, повторяя список литературы к русскоязычной части. Если в списке литературы есть ссылки на иностранные публикации, то они полностью повторяются в списке, готовящемся в романском алфавите. В References совершенно недопустимо использовать российский ГОСТ 7.0.5–2008. Библиографический список представляется с переводом русскоязычных источников на латиницу. При этом применяется транслитерация по системе BSI (см. <http://ru.translit.net/?account=bsi>).

Типовые примеры описания в References приведены на сайте журнала <https://re.eltech.ru>.

Сведения об авторах

Включают для каждого автора фамилию, имя, отчество (полностью), ученую или академическую степень, ученое звание (с датами присвоения и присуждения), почетные звания (с датами присвоения и присуждения), краткую научную биографию, количество печатных работ и сферу научных интересов (не более 5–6 строк), название организации, должность, служебный и домашний адреса, служебный и домашний телефоны, адрес электронной почты. Если ученых и/или академических степеней и званий нет, то следует указать место получения высшего образования, год окончания вуза и специальность. Также требуется включать идентификационный номер исследователя ORCID (Open Researcher and Contributor ID), который отображается как адрес вида <http://orcid.org/xxxx-xxxx-xxxx-xxxx>. При этом важно, чтобы кабинет автора в ORCID был заполнен информацией об авторе, имел необходимые сведения о его образовании, карьере, другие статьи. Вариант «нет общедоступной информации» при обращении к ORCID не допускается. В сведениях следует указать автора, ответственного за прохождение статьи в редакции.

Правила оформления текста

Текст статьи подготавливается в текстовом редакторе Microsoft Word. Формат бумаги А4. Параметры страницы: поля – верхнее, левое и нижнее 2.5 см, правое 2 см; колонтитулы – верхний 2 см, нижний 2 см. Применение полужирного и курсивного шрифтов допустимо при крайней необходимости.

Дополнительный, поясняющий текст следует выносить в подстрочные ссылки при помощи знака сноски, а при большом объеме – оформлять в виде приложения к статье. Ссылки на формулы и таблицы даются в круглых скобках, ссылки на использованные источники (литературу) – в квадратных прямых.

Все сведения и текст статьи набираются гарнитурой "Times New Roman"; размер шрифта 10.5 pt; выравнивание по ширине; абзацный отступ 0.6 см; межстрочный интервал "Множитель 1.1"; автоматическая расстановка переносов.

Правила верстки списка литературы, формул, рисунков и таблиц подробно описаны на сайте <https://re.eltech.ru>.

Перечень основных тематических направлений журнала

Тематика журнала соответствует группам специальностей научных работников:

- 05.12.00 – "Радиотехника и связь" (05.12.04 – Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения, 05.12.07 – Антенны, СВЧ-устройства и их технологии, 05.12.13 – Системы, сети и устройства телекоммуникаций, 05.12.14 Радиолокация и радионавигация);
- 05.27.00 – "Электроника" (05.27.01 – Твердотельная электроника, радиоэлектронные компоненты, микро- и нанoeлектроника на квантовых эффектах, 05.27.02 – Вакуумная и плазменная электроника, 05.27.03 – Квантовая электроника, 05.27.06 – Технология и оборудование для производства полупроводников, материалов и приборов электронной техники);
- 05.11.00 – "Приборостроение, метрология и информационно-измерительные приборы и системы" в редакции приказа ВАК от 10.01.2012 № 5 (05.11.01 – Приборы и методы измерения по видам измерений, 05.11.03 – Приборы навигации, 05.11.06 – Акустические приборы и системы, 05.11.07 – Оптические и оптико-электронные приборы и комплексы, 05.11.08 – Радиоизмерительные приборы, 05.11.10 – Приборы и методы для измерения ионизирующих излучений и рентгеновские приборы, 05.11.13 – Приборы и методы контроля природной среды, веществ, материалов и изделий, 05.11.14 – Технология приборостроения, 05.11.15 – Метрология и метрологическое обеспечение, 05.11.16 – Информационно-измерительные и управляющие системы (по отраслям), 05.11.17 – Приборы, системы и изделия медицинского назначения, 05.11.18 – Приборы и методы преобразования изображений и звука).

Указанные специальности представляются в журнале следующими основными рубриками:

"Радиотехника и связь":

- Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов.
- Проектирование и технология радиоэлектронных средств.
- Телевидение и обработка изображений.
- Электродинамика, микроволновая техника, антенны.
- Системы, сети и устройства телекоммуникаций.
- Радиолокация и радионавигация.

"Электроника":

- Микро- и наноэлектроника.
- Квантовая, твердотельная, плазменная и вакуумная электроника.
- Радиофотоника.
- Электроника СВЧ.

"Приборостроение, метрология и информационно-измерительные приборы и системы":

- Приборы и системы измерения на основе акустических, оптических и радиоволн.
- Метрология и информационно-измерительные приборы и системы.
- Приборы медицинского назначения, контроля среды, веществ, материалов и изделий.

Адрес редакционной коллегии: 197376, Санкт-Петербург, ул. Проф. Попова, 5, СПбГЭТУ "ЛЭТИ", редакция журнала "Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника"

Технические вопросы можно выяснить по адресу radioelectronic@yandex.ru

Известия высших учебных заведений России. **РАДИОЭЛЕКТРОНИКА**
Journal of the Russian Universities. **RADIOELECTRONICS**

Том 24 № 2 2021

Vol. 24 No. 2 2021

Научный редактор А. М. Мончак
Редакторы Э. К. Долгатов, И. Г. Скачек
Компьютерная верстка И. О. Буяновой

Science Editor A. M. Monchak
Editors E. K. Dolgatov, I. G. Skachek
DTP Professional I. O. Buyanova

Подписано в печать 29.04.21. Формат 60×84 1/8.
Бумага офсетная. Печать цифровая.
Уч.-изд. л. 11,96. Печ. л. 11,5. Тираж 300 экз. (1-й завод 1–150 экз.) Заказ 44.
Цена свободная.

Signed to print 29.04.21. Sheet size 60×84 1/8.
Educational-ed. liter. 11,96. Printed sheets 11,5. Number of copies 300.
Printing plant 1–150 copies. Order no. 44.
Free price.

Издательство СПбГЭТУ «ЛЭТИ»
197376, С.-Петербург, ул. Проф. Попова, 5

ETU Publishing house
5 Prof. Popov St., St Petersburg 197376, Russia