DOI: 10.32603/1993-8985

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

Известия высших учебных заведений России

РАДИОЭЛЕКТРОНИКА

Том 23 № 5 2020

Journal of the Russian Universities

RADIOELECTRONICS

Vol. 23 No. 5 2020

Санкт-Петербург
Издательство СПбГЭТУ «ЛЭТИ» 2020

Saint Petersburg
ETU Publishing house

ИЗВЕСТИЯ ВЫСШИХ УЧЕБНЫХ ЗАВЕДЕНИЙ РОССИИ. РАДИОЭЛЕКТРОНИКА

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, Bielefild Academic Search Engine, Google Scolar, Library of Congress, Recearch4life, 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
Б. А. КАЛИНИКОС, 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 LAHDERANTA, 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
В. А. МЕЙЕВ, к.т.н., с.н.с., 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, Bielefi ld 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 adress:
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
Boris A. KALINIKOS, 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, Lappenranta, 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
Alexandr 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. VOSTRETSOV, 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
Vladislav A. MEYEV, Cand. Sci. (Eng.), Senior Researcher, Saint Petersburg Electrotechnical University, St Petersburg, Russia

The journal is aimed at the publication of actual applied and fundamental research achievements in the fi eld of radioelectronics.
Key Objectives:
– provide researchers in the fi eld 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 fi eld of radioelectronics at the international level;
– acquaint readers with international best practices in the implementation of scientifi c results;
– attract promising young specialists to scientifi c work in the fi eld of radioelectronics;
– inform readers about symposia, conferences and seminars in the fi eld of Radioelectronics

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

СОДЕРЖАНИЕ

Обзорные статьи

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

Черепанова И. В., Поспелова И. В., Брагин Д. С., Серебрякова В. Н. Магнитометрия, акустические и инерциальные технологии локального позиционирования в здравоохранении.....7

Оригинальные статьи

Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов

Монаков А. А. Оценка параметров сигнала с полиномиальным законом фазовой модуляции 24

Podstrigaev A. S., Smolyakov A. V., Maslov I. V. Probability of Pulse Overlap as a Quantitative Indicator of Signal Environment Complexity.....37

Радиолокация и радионавигация

Машков В. Г. Метод дистанционной идентификации состояния снежно-ледяного покрова по отношениям коэффициентов отражения Френеля.....46

Квантовая, твердотельная, плазменная и вакуумная электроника

Chuchvaga N. A., Schulze J., Klimenov V. V., Zholdybayev K. S., Aimaganbetov K. P., Zhantuarov S. R., Serikkanov A. S., Terukov E. I., Tokmoldin S. Zh., Tokmoldin N. S. Optimization and Fabrication of Heterojunction Silicon Solar Cells Using an Experimental-Industrial Facility AK-1000 Inline.....57

Электроника СВЧ

Гапончик Р. В., Лахдеранта Э., Устинов А. Б. Нелинейные колебания намагниченности в касательно намагниченном пленочном ферромагнитном резонаторе.....63

Знаменательные даты

К СТОЛЕТИЮ СО ДНЯ РОЖДЕНИЯ Ю. М. КАЗАРИНОВА.....71

Правила для авторов статей 74

CONTENTS

Review articles

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

Cherepanova I. V., Pospelova I. V., Bragin D. S., Serebryakova V. N. Magnetometry, Acoustical and Inertial Indoor-Positioning in Healthcare.....7

Original articles

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

Monakov A. A. Parameter Estimation of Polynomial-Phase Signals…….....24

Podstrigaev A. S., Smolyakov A. V., Maslov I. V. Probability of Pulse Overlap as a Quantitative Indicator of Signal Environment Complexity.....37

Radar and Navigation

Mashkov V. G. Method for Remote State Identification Snow-Ice Cover by the Ratio of Fresnel Reflection Coefficients.....46

Quantum, Solid-state, Plasma and Vacuum Electronics

Chuchvaga N. A., Schulze J., Klimenov V. V., Zholdybayev K. S., Aimaganbetov K. P., Zhantuarov S. R., Serikkanov A. S., Terukov E. I., Tokmoldin S. Zh., Tokmoldin N. S. Optimization and Fabrication of Heterojunction Silicon Solar Cells Using an Experimental-Industrial Facility AK-1000 Inline…….....57

SHF Electronics

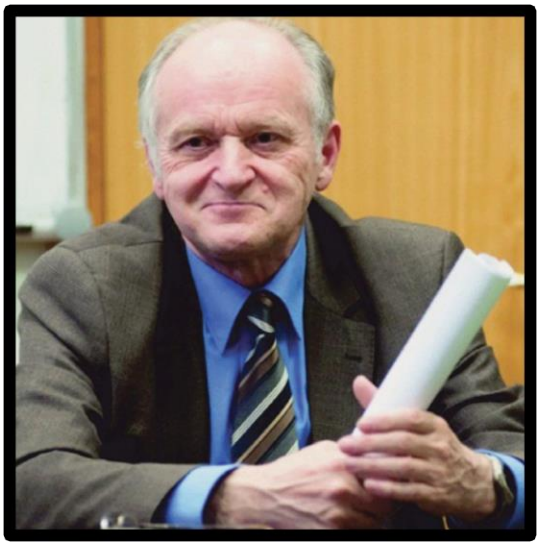
Haponchyk R. V., Lähderanta E., Ustinov A. B. Nonlinear Oscillations of Magnetization in a Tangentially Magnetized Ferromagnetic Film Resonator…….....63

Significant Dates

To the Centenary of the Birth of Yu. M. Kazarinov.....71

Author's Guide.....74

СВЕТЛОЙ ПАМЯТИ БОРИСА АНТОНОВИЧА КАЛИНИКОСА



(12.07.1945 – 07.11.2020)

7 ноября 2020 г. на 76-м году жизни в результате тяжелой болезни скончался доктор физико-математических наук, профессор кафедры ФЭТ, лауреат Государственной премии СССР, заслуженный деятель науки РФ, заслуженный профессор СПбГЭТУ "ЛЭТИ", главный редактор журнала "Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника" Борис Антонович Калиникос.

Вся профессиональная жизнь Бориса Антоновича Калиникоса была связана с СПбГЭТУ "ЛЭТИ". После окончания в 1969 г. факультета электронной техники Ленинградского электротехнического института Борис Антонович прошел все ступени служебной лестницы. С 1989 по 2018 гг. занимал должность заведующего кафедрой физической электроники и технологии (ФЭТ), был председателем научно-технической комиссии ученого совета СПбГЭТУ "ЛЭТИ" многих созывов.

Борис Антонович является одним из основателей научного направления "спин-волновая электроника СВЧ". В его работах были впервые обнаружены спин-волновой резонанс в тонких ферритовых пленках (1972), солитоны огибающей (1983) и собственная модуляционная неустойчивость (1985) спиновых волн. Предложены методы автогенерации "светлых" (1998) и "темных" (2000) спин-волновых солитонов. Обнаружены фракталы (2006) и хаос (2011) солитонов огибающей. Научные достижения Бориса Антоновича хорошо известны и признаны в России и за рубежом. Многие годы он был руководителем ведущей научной школы Президента Российской Федерации "СВЧ-микроэлектроника".

Калиникос Борис Антонович вложил много сил в подготовку молодых талантливых специалистов как в России, так и за рубежом. Под его руководством были защищены 4 диссертации на соискание степени доктора наук, более 20 диссертаций на соискание степени кандидата наук, подготовлены сотни специалистов. До последнего времени он являлся научным руководителем аспирантов, руководил целым рядом научно-исследовательских работ, активно развивал новое научное направление "Радиофотоника".

Трудовая деятельность Бориса Антоновича Калиникоса отмечена многочисленными почетными грамотами и благодарностями университета, Государственной премией СССР в области науки, почетным званием "Заслуженный деятель науки РФ", медалью "В память 300-летия Санкт-Петербурга", грамотой Президента Российской Федерации.

Бориса Антоновича всегда отличали сила характера, профессионализм, целеустремленность, трудолюбие и доброжелательное отношение к людям. Борис Антонович был и всегда останется примером служения науке и в повседневной жизни. Добрая память о нем навсегда сохранится в сердцах родных и близких, коллег, друзей, учеников.

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

УДК 005:004.75:004.031.43 Обзорная статья

https://doi.org/10.32603/1993-8985-2020-23-5-7-23

Магнитометрия, акустические и инерциальные технологии локального позиционирования в здравоохранении

И. В. Черепанова✉, И. В. Поспелова, Д. С. Брагин, В. Н. Серебрякова

Научно-исследовательский институт кардиологии, Томский национальный исследовательский медицинский центр Российской академии наук, Томск, Россия

✉ iv-sushkova@mail.ru

Аннотация

Введение. Определение местоположения подвижных объектов в закрытых помещениях обретает все большую актуальность в сфере здравоохранения. Слежение за перемещениями пациентов в режиме реального времени позволяет оказывать им своевременную медицинскую помощь при резком ухудшении жизненных показателей. Особенно важно отслеживать местоположение пациентов, перенесших хирургические вмешательства, так как риск наступления смерти вследствие возникновения послеоперационных осложнений для них крайне высок. Применение технологий локального позиционирования в составе телемедицинских систем позволяет решить указанную проблему, тем самым снизив уровень смертности пациентов и повысив качество медицинского обслуживания.

Цель работы. Изучение применимости магнитометрии, инерциальных и акустических технологий для локализации пациента в здании клиники.

Материалы и методы. Проведен анализ отечественных и зарубежных научных источников, посвященных локальному позиционированию на базе перечисленных технологий. Включенные в обзор работы опубликованы не ранее 2016 г. Большинство из них представлено в журналах с impact-фактором не ниже 3.

Результаты. В результате анализа сделан вывод о том, что ни одна из рассмотренных технологий не может использоваться самостоятельно. Инерциальные датчики обладают высокой точностью, но со временем погрешность измерений возрастает, поэтому они нуждаются в постоянной корректировке. Позиционирование на базе геомагнитного поля затрудняется помехами, вызываемыми работой аппаратов магнитно-резонансной томографии и рентгеновскими установками, повсеместно использующимися в медицинских учреждениях. Активная магнитометрия также имеет ряд недостатков, затрудняющих локальное позиционирование. Позиционирование на базе ультразвука может осложняться помехами, возникающими в результате работы аппаратов УЗИ. Использование слышимого звука создает шумовое загрязнение и негативно влияет на здоровье пациентов. Помимо этого акустические технологии не способны обеспечить безопасный канал связи для обмена данными.

Заключение. Рекомендовано комбинировать рассмотренные технологии позиционирования с другими технологиями в целях устранения обозначенных недостатков.

Ключевые слова: IPS, телемедицина, магнитометрия, инерциальное позиционирование, ультразвуковое позиционирование

Для цитирования: Магнитометрия, акустические и инерциальные технологии локального позиционирования в здравоохранении / И. В. Черепанова, И. В. Поспелова, Д. С. Брагин, В. Н. Серебрякова // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2020. Т. 23, № 5. С. 7–23. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-5-7-23

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 18.05.2020; принята к публикации после рецензирования 31.08.2020; опубликована онлайн 25.11.2020

© Черепанова И. В., Поспелова И. В., Брагин Д. С., Серебрякова В. Н.

Контент доступен по лицензии Creative Commons Attribution 4.0 License
This work is licensed under a Creative Commons Attribution 4.0 License

Известия вузов России. Радиоэлектроника. 2020. Т. 23, № 5. С. 7–23
Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2020, vol. 23, no. 5, pp. 7–23

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

Review article

Magnetometry, Acoustical and Inertial Indoor-Positioning in Healthcare

Irina V. Cherepanova✉, Irina V. Pospelova, Dmitriy S. Bragin, Victoria N. Serebryakova

Cardiology Research Institute, Tomsk National Research
Medical Center, Russian Academy of Sciences, Tomsk, Russia

✉ iv-sushkova@mail.ru

Abstract

Introduction. The problem of localization of moving objects inside buildings becomes more urgent in healthcare. Tracking the movements of patients in real time allows one to provide them with timely medical support in case of sharp deterioration in their vital signs. It is especially important to track the location of patients undergoing a surgery, since the risk of death due to postoperative complications for them is extremely high. Using indoor-positioning technologies in telemedicine systems can solve the problem, thereby reducing the mortality rate of patients and improving the quality of medical care.

Aim. To study the applicability of magnetometry, inertial and acoustic technologies for patient's localization in a hospital.

Materials and methods. The analysis of domestic and foreign scientific sources devoted to indoor-positioning based on the above technologies was carried out. Material published not earlier than 2016, was chosen for the analysis. Most of the papers were published in journals with impact-factor not lower than 3.

Results. After analyzing the information received, it was concluded that none of the technologies can be used independently. Inertial sensors possess high accuracy, but over time, the measurement error increases. Therefore, the sensors need to regular correction. Indoor-positioning based on geomagnetism is hampered by interference that can be induced by the operation of magnetic resonance imaging scanners and X-ray equipment, which are usually used in medical facilities. Active magnetometry does not allow to keep track of moving objects due to specific of hardware used. Ultrasound-based positioning can be complicated by ultrasonography apparatuses interference. Using an audible sound creates noise pollution and exerts a negative impact on patient's health. Also, acoustic technologies are unable to provide a secure communication channel for data exchange.

Conclusion. It is recommended to combine the reviewed positioning technologies with other technologies in order to correct the indicated disadvantages.

Keywords: IPS, telemedicine, magnetometry, inertial positioning, acoustical positioning

For citation: Cherepanova I. V., Pospelova I. V., Bragin D. S., Serebryakova V. N. Magnetometry, Acoustical and Inertial Indoor-Positioning in Healthcare. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2020, vol. 23, no. 5. pp. 7–23. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-5-7-23

Conflict of interest. The authors declare that there are no obvious and potential conflicts of interest related to the publication of this article.

Submitted 18.05.2020; accepted 31.08.2020; published online 25.11.2020

Введение. Определение местоположения объектов внутри помещений является актуальной задачей в современном мире, так как оно позволяет осуществлять контроль за людьми и техникой, тем самым повышая эффективность и безопасность производства. В связи с этим локальное позиционирование востребовано во многих отраслях человеческой деятельности. Медицина не является исключением. Локальное позиционирование успешно применяется в составе телемедицинских систем для отслеживания местоположения пациентов в режиме реального времени. Одним из наиболее важных направлений применения систем локального позиционирования является слежение за перемещениями пациентов, перенесших сложные хирургические вмешательства: при резком ухудшении жизненных показателей в связи с послеоперационными осложнениями важно вовремя обнаружить пациента и оказать ему необходимую медицинскую помощь.

Технологии глобального позиционирования (GPS, ГЛОНАСС, наземные сотовые сети) подходят для навигации на открытой местности, однако не могут использоваться для локализации небольших подвижных объектов внутри закрытых помещений в силу ряда факторов. На использование средств глобальной навигации могут влиять стены и перекрытия, а также помехи, вызванные использованием бытовой и электрической техники [1–6], снижая точность позиционирования до десятков, а иногда и сотен метров. Помимо этого, в глубине помещения возможна полная потеря спутникового сигнала [2–6]. Вследствие указанных недостатков необходимо использовать иные решения, обладающие большей надежностью и точностью позиционирования [1–6]. В настоящее время существует множество методов, на базе которых разрабатываются программно-аппаратные системы позиционирования объектов внутри помещения, именуемые Indoor Positioning System (IPS). Выбор той или иной технологии зависит от области применения IPS.

Существует множество технологий indoor-позиционирования [1–6]:

– оптическое позиционирование, основанное на свойствах светового излучения;

– инерциальное позиционирование, основанное на оценке текущей позиции объекта с учетом его ранее известной позиции, скорости и направления движения;

– радиочастотное позиционирование, позволяющее определять местоположение объектов при помощи радиоволн различной частоты;

– позиционирование, основанное на свойствах ультразвука и акустики;

– позиционирование на базе машинного зрения;

– позиционирование, основанное на свойствах магнитного поля (магнитометрия);

– гибридное позиционирование, которое может объединять несколько разных технологий.

В настоящее время существует ряд коммерческих решений для развертывания медицинских IPS на базе перечисленных технологий:

• Real Trac [7] – модульная система позиционирования и связи для медицины. Данная система основана на радиочастотной технологии и позволяет отслеживать местоположение персонала, пациентов и оборудования в здании клиники.

• Situm indoor positioning [8] – гибридная система indoor-навигации, совмещающая магнитометрию, инерциальную и радиочастотную технологии. Система позволяет отслеживать местоположение пациентов, управлять размещением госпитализированных пациентов в клинике, обеспечивать контроль доступа в помещения и т. д.

• InfSoft Smart Connected Locations [9] – гибридная медицинская IPS, совмещающая оптическое и радиочастотное позиционирование (инфракрасное излучение и технологию Bluetooth Low Energy). Система предназначена для отслеживания положения пациентов в здании госпиталя. Помимо слежения за перемещением пациентов система оповещает медицинский персонал в случае падения пациента, а также в случае перемещения пациентов, которым нельзя вставать с постели по медицинским показаниям.

• Navigine [10] – медицинская IPS на базе радиочастотной технологии, позволяющая отслеживать положение пациентов в здании клиники в режиме реального времени. Для взаимодействия системы с диспетчером используется web-интерфейс.

• Indoors Healthcare [11] – еще одна медицинская IPS на базе радиочастотных технологий, позволяющая отслеживать положение пациентов, персонала и оборудования в режиме реального времени. Наряду с этим система предоставляет мобильное предложение для пациентов, облегчающее навигацию по зданию клиники.

Возможность применения некоторых из перечисленных технологий позиционирования в рамках создания IPS более детально рассмотрена в [1–4, 12, 13].

Целью настоящей статьи является изучение возможности применения магнитометрии, инерциальных и акустических технологий позиционирования для разработки медицинских IPS.

Выбор оценочных критериев. Для оценки применимости рассматриваемых технологий для indoor-позиционирования внутри медицинских учреждений необходимо обозначить ряд критериев:

– точность позиционирования: положение объектов должно определяться с точностью до конкретного помещения и погрешность не должна превышать 1...2 м;

– возможность однозначной идентификации контролируемых объектов;

– радиус действия связи;

– помехоустойчивость: медицинские учреждения оборудованы техникой, которая может создавать сильные электромагнитные помехи, при-

водящие к ухудшению качества связи и значительному снижению точности позиционирования;

– безопасность канала связи: технология должна обеспечивать безопасную передачу данных;

– высокая пропускная способность канала связи: скорость передачи данных должна быть достаточной для того, чтобы обеспечить позиционирование в режиме реального времени;

– небольшие масса и габариты используемого оборудования;

– низкий уровень энергопотребления;

– простота развертывания и обслуживания IPS.

Инерциальная технология. Инерциальная технология основана на оценке текущей позиции объекта с учетом его ранее известной позиции, скорости и направления движения [1–3]. Указанная технология строится на базе цифровых инерциальных датчиков (акселерометров, гироскопов, датчиков углового положения и др. [1, 2, 4, 14, 15]). Для определения положения объекта инерциальная технология использует метод навигационного счисления пути, также называемый методом инерциальной навигации.

Основная задача метода заключается в определении среднего шага, так как длина человеческого шага непостоянна: она зависит от скорости движения объекта, его роста и т. д. Также необходимо распознавать начала каждого нового шага, возникающего в процессе человеческой ходьбы. Человеческая ходьба имеет циклическую природу, и ее можно разделить на 4 основные фазы:

– отталкивание опорной ногой от земли;

– выпрямление переносной ноги;

– наклон голени опорной ноги вперед и начало переноса центра тяжести на переносную ногу;

– отталкивание опорной ноги от пола (после этого она становится переносной) и окончание переноса центра тяжести на переносную ногу, которая, в свою очередь, становится опорной.

Первая и третья фазы цикла ходьбы характеризуются повышением опорной реакции, вторая и четвертая – ее понижением. Факт шага определяется при распознавании каждой из двух этих групп фаз. Для расчета средней длины шага используются различные методы: эмпирические, аппроксимационные, методы, основанные на интегрировании ускорения пройденного шага, и пр.

Также для определения положения объекта необходимо знать направление его движения, которое можно определить на основе показаний, полученных от акселерометра и гироскопа.

Использование indoor-позиционирования на базе инерциальных датчиков обладает рядом преимуществ [4, 14–27]:

– автономностью и простотой развертывания. Для определения положения объекта достаточно только инерциальных датчиков и не требуется никакой дополнительной инфраструктуры и оборудования. Учитывая, что большинство современных мобильных устройств связи оборудованы встроенными акселерометрами и гироскопами, нет необходимости в разработке отдельных инерциальных датчиков;

– помехоустойчивостью. Существующие виды помех не влияют на точность измерений.

Главным недостатком инерциальной технологии является накопление погрешности измерений и, как следствие, уменьшение точности позиционирования с течением времени [1, 2, 4, 14–17]. Указанный недостаток является основной проблемой, возникающей при разработке инерциальных IPS. Для ее устранения применяются различные программные фильтры, но этого, зачастую, оказывается недостаточно. Вследствие этого в системах indoor-позиционирования только инерциальная технология используется редко [3, 14]. Чаще всего для повышения точности позиционирования инерциальную технологию совмещают с другими технологиями позиционирования [2–4, 16, 18–27].

Наиболее распространено совмещение инерциальной технологии с магнитометрией, радиочастотной и оптической технологиями, а также с машинным зрением. В качестве радиочастотной составляющей наиболее часто используются технологии Wi-Fi [28], Bluetooth [22] и ZigBee [23]. Для реализации IPS в помещениях монтируются широковещательные радиочастотные датчики. Активный маяк состоит из инерциальных датчиков и микросхемы с радиопередающим модулем. Местоположение объекта вычисляется с использованием данных, передаваемых по радиоканалу (чаще всего на базе метода Received Signal Strength Indicator (RSSI) и алгоритма трилатерации). Инерциальная составляющая при этом используется для повышения точности позиционирования и корректировки положения объекта, вычисленного на основании данных, полученных радиочастотной составляющей IPS.

При совмещении инерционной и оптической технологий чаще всего используются ИК-технологии [18] или Visible Light Communication (VLC) [19–21]. Инерциальная составляющая играет

вспомогательную роль и используется для повышения точности позиционирования: активный маяк дополнительно оснащается инерциальной системой, измеряющей относительное перемещение объекта. Маяк может выполняться в виде самостоятельного устройства [18–20], либо в качестве него используется мобильное устройство, оснащенное камерой и инерциальными датчиками [19–21].

IPS на основе комбинации инерциальной технологии и технологии машинного зрения [16, 24, 25] в дополнение к инерциальным датчикам используют видеокамеры. Камера в режиме реального времени фиксирует информацию об окружающей среде, которая анализируется средствами машинного зрения. Анализируя полученные изображения, алгоритмы машинного зрения способны определить траекторию движения объекта относительно визуальных ориентиров, хранящихся в базе данных системы. Визуальная информация, полученная в результате работы алгоритмов машинного зрения, также может быть использована для построения цифровой карты помещения с целью упрощения позиционирования в дальнейшем. Чаще всего в таких системах используются инерциальные датчики и камера мобильного устройства. Для реализации машинного зрения могут применяться как уже готовые платформы (в [24] используется платформа Google Tango), так и самостоятельно разработанные алгоритмы [16, 25]. Инерциальное и визуальное позиционирование функционируют независимо друг от друга. Измеренная информация сопоставляется, и на основе полученных результатов вычисляется точное положение объекта.

IPS, комбинирующие инерциальную технологию с магнитометрией [23, 26, 27], помимо акселерометра и гироскопа используют магнитометр. Роль инерциальной составляющей в таких IPS зависит от типа архитектуры, на базе которой реализована магнитометрическая часть (активная или пассивная). Более подробно этот вопрос раскрыт в разделе статьи, посвященной магнитометрии.

При позиционировании на базе только инерциальной технологии требуется одновременное использование нескольких видов инерциальных датчиков [14, 17]. Так как инерциальные датчики, использующиеся в мобильных устройствах, имеют большую погрешность измерений, использование только мобильных устройств в таких системах невозможно [3, 14]. Для IPS разрабатывается отдельное устройство, в состав которого входят инерциальные датчики с более высокой точностью. Полученное устройство обычно закрепляется на стопе объекта, местоположение которого необходимо определять [14, 26]. Позиционирование осуществляется за счет фиксации траектории движения стопы пользователя в момент осуществления им шага. Главная сложность такого рода систем заключается в определении самого факта человеческого шага и в исключении возможности распознавания ложных шагов, так как это может привести к ошибке вычислений. В связи с этим данные, полученные с инерциальных датчиков, подвергаются сложной математической обработке.

Для увеличения точности позиционирования в некоторых системах используются цифровые карты и планы зданий [14, 17, 25]. На базе цифровой карты строится связный граф, ребрами которого являются все возможные пути движения по зданию. Результаты инерциальных измерений сопоставляются с построенным графом, и текущее положение объекта корректируется в зависимости от результатов этого сопоставления. В системах, комбинирующих инерциальные датчики с машинным зрением [25], для упрощения ориентирования по цифровой карте внутренние помещения помечаются специальными метками-ориентирами, изображения которых можно распознать и сопоставить с базой данных.

Магнитометрия. Для определения положения объектов внутри помещения могут применяться средства магнитометрии. Рассматриваемый метод базируется на изменении напряженности магнитного поля в зависимости от координат объекта в здании. В качестве активного маяка IPS на базе магнитометрии используются устройства, оснащенные магнитометром [2].

Различают активную и пассивную магнитометрию [29].

Пассивная магнитометрия использует для позиционирования объектов карту магнитных полей здания [1, 2, 4, 5, 29, 30–32]. Электрооборудование и металлические конструкции зданий влияют на фиксируемое значение естественного магнитного фона Земли, делая его уникальным в каждой точке здания. В IPS, основанных на пассивной магнитометрии, очень часто в качестве маяков используются мобильные устройства, имеющие встроенный магнитометр [30–33], выполняющие не только прием, но и обработку сигнала. Какой-либо дополнительной инфраструктуры, кроме подвиж-

ного приемника, пассивная магнитометрия не предусматривает.

IPS на базе пассивной магнитометрии используют в качестве алгоритма позиционирования дактилоскопическую идентификацию [1–3, 30, 31, 33, 34], алгоритм которой включает 2 этапа [3, 30, 31, 33]:

1. Предварительный этап сбора данных, на котором измеряется напряженность магнитного поля в каждой точке здания[1] и запись полученных измерений в базу данных (БД). Сбор данных может осуществляться как вручную, так и с использованием алгоритмов машинного обучения. В первом случае оператор обходит здание, замеряя уровень магнитного поля в различных точках здания вручную и также вручную добавляя результаты измерений в БД IPS. Во втором случае оператор также обходит здание, но выбор точек, выполнение замеров и занесение результатов измерений в БД системы осуществляется при помощи специальной программы, разработанной на базе алгоритмов машинного обучения. Этот этап является трудоемким и занимает много времени.

2. Этап позиционирования. На этом этапе подвижный приемник замеряет значение магнитного поля в конкретной точке здания, и полученные измерения сравниваются с данными, хранящимися в БД. При наличии в БД совпадений считается, что местоположение объекта обнаружено. В силу того, что точное совпадение данных из БД с результатами измерений на стороне приемника невозможно, измеренные значения подвергаются программной фильтрации, алгоритм которой от реализации IPS. В [33] для фильтрации измерений применяется метод ближайшего соседа. В [31] для обработки результатов измерений используется целый ряд алгоритмов, включающий в себя метод ближайшего соседа и фильтрацию на основе алгоритмов нейронной сети.

Для повышения точности позиционирования многие IPS используют дополнительные программные фильтры. Чаще всего это различные вариации фильтра Калмана [30, 31]. Точность пассивных магнитометрических IPS составляет в среднем 1…2 м [4]. Основной недостаток позиционирования на базе пассивной магнитометрии заключается в том, что на естественный геомагнитный фон могут влиять различные электрические приборы, проводка, металлические конструкции и пр. В связи с этим пассивную магнитометрию часто совмещают с другими технологиями локального позиционирования [31, 32].

В [31] описана гибридная система на базе технологии Wi-Fi и пассивной магнитометрии. Поскольку технология Wi-Fi обладает низкой точностью позиционирования (3…25 м), пассивная магнитометрия здесь используется как дополнительная технология, позволяющая повысить точность. В качестве подвижного приемника в указанной системе используют мобильное устройство, оборудованное встроенным магнитометром. Для определения положения объектов система использует алгоритм дактилоскопической идентификации, часто используемый не только в пассивной магнитометрии, но и в позиционировании на базе технологии Wi-Fi. На этапе сбора данных авторы используют самообучающуюся искусственную нейронную сеть.

Пассивную магнитометрию также объединяют с инерциальной технологией [32]. В качестве приемника в представленной системе также используется мобильное устройство, помимо магнитометра имеющее встроенные инерциальные датчики (акселерометр и гироскоп). В качестве алгоритма позиционирования используется дактилоскопическая идентификация. Для повышения точности позиционирования предложено использовать метод сопоставления цифровых карт, которые могут быть загружены в систему или сгенерированы автоматически в процессе ее работы.

Позиционирование на базе пассивной магнитометрии обладает следующими преимуществами:

– для функционирования системы достаточно активного маяка [3, 29, 33]; необходимость в дополнительной инфраструктуре отсутствует;

– автономность;

– высокая защищенность IPS вследствие отсутствия дополнительной инфраструктуры. Это позволяет снизить затраты на разработку дополнительных средств с целью удовлетворения требований по информационной безопасности, предусмотренных для систем обработки и передачи данных, используемых в области здравоохранения на территории Российской Федерации;

– работоспособность при отсутствии прямой видимости между источником и приемником сигнала ввиду слабого затухания геомагнитного поля при

[1] В некоторых IPS предусмотрено проведение серии таких измерений.

прохождении через стены и потолочные перекрытия [34]. Это упрощает IPS и удешевляет процесс ее проектирования;

– относительное постоянство информационной базы IPS – магнитного поля Земли – в течение длительного времени.

К недостаткам пассивной магнитометрии можно отнести:

– влияние на точность позиционирования магнитных полей низкой частоты [1, 3, 5];

– низкую точность (около 1.5 м) [4, 5];

– высокую сложность технической реализации, связанную с трудоемкостью процесса сбора данных для построения магнитной карты, а также с алгоритмической сложностью вычислений, применяемых для программной фильтрации результатов измерений [5].

Активная магнитометрия использует для определения положения объектов генераторы искусственного магнитного поля [29, 34–38]. В состав такого генератора входит катушка индуктивности, при подаче тока (постоянного, переменного или импульсного) создающая вокруг себя магнитное поле определенной конфигурации (стационарное, переменное или импульсное соответственно). IPS с использованием постоянного магнитного поля в настоящее время не нашли широкого применения, поскольку эти поля невозможно отделить от магнитного поля Земли, вносящего погрешность в результаты измерений, что не позволяет провести измерения с достаточной точностью.

Принцип работы IPS на базе двух других конфигураций магнитного поля проиллюстрирован рис. 1. Генератор создает искусственное магнитное поле нужной конфигурации. Подвижный приемник оборудован магнитометром для проведения измерений. Контроллер управляет работой генератора магнитного поля. Аналого-цифровой интерфейс преобразует аналоговые сигналы от подвижного приемника в цифровые для вычисления местоположения приемника, а также вырабатывает цифровые сигналы, необходимые для функционирования контроллера. Вычислитель рассчитывает координаты текущего местоположения подвижного приемника относительно генератора магнитного поля, а также отвечает за управление IPS.

Обобщенная архитектура IPS на базе активной магнитометрии изображена на рис. 2. По периметру здания установлен ряд генераторов магнитного поля, называемых опорными станциями

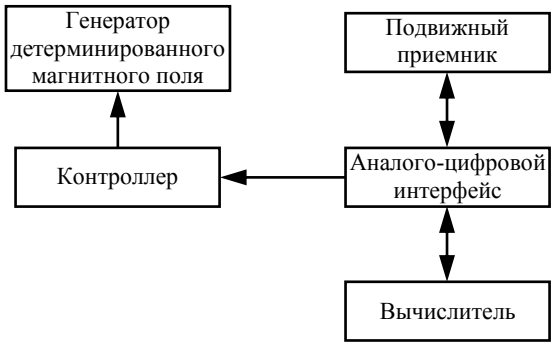


Рис. 1. Принцип работы IPS на базе генерации магнитных полей импульсной или переменной конфигурации

Fig. 1. The Operation Principle of IPS based on the Generation of Magnetic Fields with Impulse or Alternating Configuration

или якорями, координаты которых заранее известны системе. Приемник представляет собой микросхему со встроенным цифровым магнитометром. Генерируемое якорем магнитное поле вызывает индукционный ток в цепях приемника. Расстояние между подвижным приемником и опорной станцией оценивается по значению напряжения на выходе резонансного контура приемника. Положение приемника в помещении оценивается при помощи алгоритма трилатерации. Согласно этому алгоритму, для определения положения приемника в его зоне видимости должны присутствовать как минимум 3 якоря [34–38]. Далее вычисляются расстояния между приемником и якорями. Предполагается, что приемник находится на пересечении трех окружностей с радиусами, равными расстоянию от каждого из трех якорей до приемника. На основании измеренных

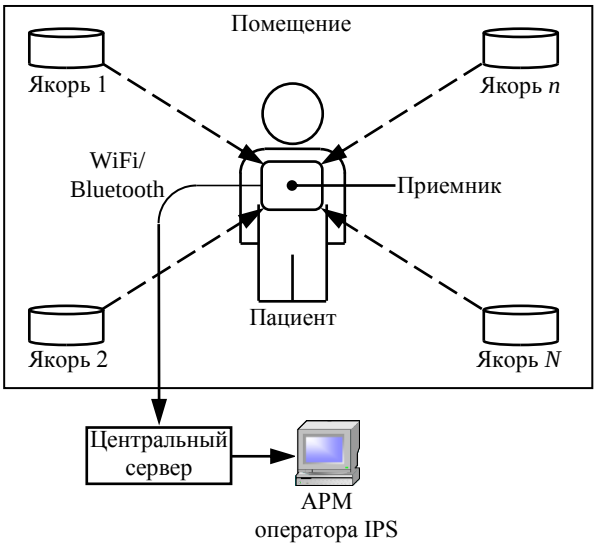


Рис. 2. Обобщенная архитектура IPS на основе активной магнитометрии

Fig. 2. Generalized Architecture of IPS based on Active Magnetometry

расстояний выполняются вычисления, результатом которых являются координаты приемника [34–38]. Положение может определяться либо непосредственно в приемнике, если он оборудован вычислительным устройством, или на центральном сервере системы. В первом случае приемник передает центральному серверу координаты своего положения, во втором – данные, полученные от опорных станций. Передача данных от подвижного приемника на центральный сервер чаще всего осуществляется по интерфейсу WiFi или Bluetooth. Центральный сервер обрабатывает данные, полученные от подвижного приемника, и передает их на автоматизированное рабочее место (АРМ) оператора для их последующей визуализации.

Передача данных между опорными станциями и приемником возможна с использованием модуляции магнитного поля на стороне якорей. Схемы модуляции различаются в зависимости от конфигурации генерируемого магнитного поля. При использовании переменного магнитного поля используется временно́е или частотное разделение [34–36]. Каждая опорная станция генерирует магнитное поле при временно́м разделении в отведенный ей временной интервал, при частотном – в своем частотном диапазоне. Такой подход позволяет осуществлять передачу данных одновременно несколькими опорными станциями, что способствует достижению большей частоты измерений.

Точность позиционирования на базе переменных магнитных полей зависит от наличия в помещении и конструкциях здания токопроводящих элементов, так как эти поля наводят в них вихревые токи, влияющие на результаты измерений. Вследствие этого использование таких IPS затруднено в зданиях, имеющих железобетонные конструкции и электрическую проводку [34]. Для позиционирования в зданиях с железобетонными конструкциями наиболее применимы импульсные магнитные поля. Здесь для передачи данных используется импульсная схема модуляции, согласно которой генерируется последовательность импульсных магнитных полей различной ориентации [35, 36], что достигается изменением направления тока, поступающего на катушку индуктивности якоря. Каждая такая последовательность отделяется паузой, при которой все генераторы магнитного поля выключаются. Приемник измеряет каждый такой импульс, и на основании полученных данных вычисляет его местонахождение. Применение импульсного магнитного поля позволяет избежать влияния вихревых токов, наводимых токопроводящими элементами, на точность позиционирования [35–38].

Частота измерений при использовании импульсных магнитных полей на порядок ниже частоты измерений в случае переменного магнитного поля. Вследствие этого местоположение движущегося объекта может определяться с задержками, что неприемлемо для систем реального времени. Даже после проведения хирургического вмешательства пациент может перемещаться по зданию клиники, поэтому любая временная задержка при работе IPS может помешать его своевременному обнаружению в случае резкого ухудшения показателей жизнедеятельности.

Для повышения точности позиционирования и уменьшения влияния электромагнитных помех в активной магнитометрии применяют дополнительные цифровые фильтры (чаще всего адаптивные) и дифференцирование магнитных сигналов. Система [35] подразделяет полученные электромагнитные сигналы на отдельные кластеры таким образом, чтобы каждый кластер включал в себя измерения, полученные в течение одного интервала между переключением направления тока на опорных станциях. Для разделения сигналов определяется взаимная корреляция между сигналом, захваченным приемником, и сигналом опорной станции. Также в целях повышения точности позиционирования в переменном магнитном поле или увеличения скорости позиционирования в импульсном магнитном поле активную магнитометрию комбинируют с другими технологиями, в частности, с инерциальной [36–38]. Для позиционирования в трехмерном пространстве некоторые системы включают в свой состав барометр, за счет которого можно определять высоту объекта слежения. Система [36] использует микросхему ADIS 16480, содержащую такие цифровые датчики, как акселерометр, гироскоп, барометр, магнетометр, датчик температуры и пр. Технические характеристики датчиков микросхемы приводятся в документации на микросхему. В дополнение к заводской калибровке датчика в режиме реального времени выполняется индивидуальная оценка погрешности измерения, что обеспечивает корректировку систематической погрешности. Наблюдения за относительным давлением воздуха позволяют определить высоту с точностью менее 0.5 м.

К достоинствам активной магнитометрии можно отнести [34–38]:

– отсутствие необходимости прямой видимости между источником и приемником сигнала из-за незначительного затухания магнитного поля при прохождении через стены и потолочные перекрытия (если перекрытие включает в себя токопроводящие элементы, то применяется позиционирование в импульсном магнитном поле);

– меньшее, по сравнению с системами пассивной магнитометрии, влияние низкочастотных магнитных полей;

– высокую точность позиционирования.

Недостатки активной магнитометрии [34–38]:

– высокая стоимость оборудования;

– высокая сложность проектирования, технической реализации и развертывания;

– малый радиус связи (до 16 м);

– низкая точность позиционирования в зданиях с конструкциями, содержащими токопроводящие элементы, при использовании переменных магнитных полей;

– невозможность позиционирования подвижных объектов в режиме реального времени при использовании импульсных магнитных полей;

– большие габариты приемника и опорных станций.

Внешний вид приемника напрямую зависит от реализации конкретной системы, так как готовых коммерческих решений для такого рода приемников не существует. Зачастую приемник представляет собой микросхему, запаянную в корпус, которая крепится на одежду или на тело объекта отслеживания. Вместе с тем существуют системы, в которых габариты приемников достаточно велики для использования в качестве постоянно носимого устройства (обычно они превышают габариты стандартного смартфона), что может доставлять дискомфорт пациенту.

Необходимо отметить, что точность позиционирования в IPS, использующих магнитометрию (как активную, так и пассивную), снижают сильные помехи, генерируемые применяемыми в медицинских учреждениях магнитно-резонансные томографы и рентгеновские установки.

Акустическое позиционирование. При определении местоположения объектов на базе акустических технологий используются свойства звуковых волн. Для нахождения расстояния между источником и приемником звукового сигнала применяются следующие методы [2, 6, 39–43]:

– Time of Arrival (TOA) – метод, рассчитывающий расстояние по времени прохождения акустического сигнала от источника к приемнику;

– Time Difference of Arrival (TDOA) – метод, используемый в системах с тремя и более приемниками. Расстояние до источника акустического сигнала определяется за счет разницы во времени прибытия сигнала на разные приемники [44].

Использование указанных методов требует синхронизации по времени, чтобы разные передатчики не вещали одновременно во избежание коллизий. Для определения положения объекта зачастую используют алгоритм трилатерации и мультилатерации [2, 6, 39, 41, 45].

Акустические системы позиционирования подвержены эффекту многолучевого распространения и различным шумам, что сказывается на точности позиционирования. Для того чтобы снизить влияние шума на качество акустического сигнала, применяются дополнительные программные фильтры (например, скремблирование акустического сигнала с использованием кода псевдошума [39] или кодов Голда [41]).

IPS на базе акустики подразделяются на 2 больших класса: системы на базе слышимого звука и ультразвуковые системы [2]. IPS на базе слышимого звука используют технологию нанесения цифровых водяных знаков на уже имеющийся звук [2].

Цифровой водяной знак представляет собой особым образом закодированную последовательность аудиосигналов, несущую определенную информацию. Эта последовательность аудиосигналов накладывается на основную звуковую дорожку и не воспринимается человеческим слухом. В случае IPS в качестве цифровых водяных знаков каждый источник транслирует в окружающую среду информацию о своем местоположении.

В качестве приемника выступает микрофон (чаще всего встроенный в мобильное устройство). Поступающий на микрофон звуковой сигнал анализируется, и на основе полученных данных методом трилатерации рассчитывается положение приемника. Такого рода системы используются в общественных местах, транслирующих музыку и аудиосообщения (например, торговые и развлекательные центры). Теоретически возможно создавать IPS на базе искусственно генерируемых звуковых сигналов.

В целом определение положения пациентов в здании стационара при помощи слышимого звука

имеет много недостатков и не рекомендуется к применению. Использование цифровых водяных знаков требует усложнения системы, а сам звук (как искусственный, так и фоновый) создает шумовое загрязнение и негативно влияет на психическое и физическое здоровье человека.

Ультразвуковые IPS используют для позиционирования звуковые частоты, не воспринимаемые человеческим ухом (40…130 кГц). Радиус связи на базе ультразвука составляет от 3 до 10 м. Основным преимуществом ультразвука является тот факт, что он практически не распространяется сквозь стены и преграды, тем самым обеспечивая точность позиционирования в конкретном помещении [2, 6, 39, 42, 46].

IPS на базе ультразвука могут быть активными и пассивными [2]. В [46] описана гибридная IPS на базе ультразвука и радиочастотной технологии, способная работать в двух режимах: активном и пассивном. Активные IPS зачастую комбинируют с радиочастотной технологией, которая упрощает процесс синхронизации опорного сигнала по времени [2, 39, 41, 46]. Такие системы включают в себя стационарные приемники, именуемые якорями, и мобильный активный ультразвуковой излучатель-маяк. И якоря, и активные маяки оборудованы радиочастотными приемопередатчиками. Приемники ультразвукового сигнала фиксируются по периметру помещения, их координаты заранее известны. Активный маяк одновременно транслирует ультразвуковой и радиочастотный сигналы в окружающую среду. Скорость распространения радиочастотного сигнала значительно выше, чем акустического, поэтому он раньше достигает приемника. Измерив разницу времен между приходом радио- и ультразвукового сигналов, можно вычислить расстояние от источника до приемника [36, 41, 46]. Каждый маяк обладает собственным уникальным идентификатором, что позволяет однозначно определить объект позиционирования.

Архитектура пассивных ультразвуковых IPS включает в себя передатчики, именуемые якорями, и приемник-маяк, оснащенный микрофоном (чаще всего мобильное устройство). Якоря устанавливаются по периметру помещения, их координаты заранее известны. Приемник получает сигналы, периодически транслируемые якорями, и на основании полученных данных вычисляет свое текущее местоположение. Так как ультразвуковой сигнал отражается от стен и перекрытий, рекомендуется размещать якоря под потолком для максимально возможного обеспечения прямой видимости между источником и приемником [40, 42–44, 46].

Необходимо отметить, что акустический канал достаточно уязвим и не может в должной мере обеспечить безопасность передачи данных. Злоумышленник легко может нарушить связь между приемником и передатчиком, транслируя звуковой сигнал на тех же частотах, на которых осуществляется передача данных. При использовании в качестве канала связи ультразвука без специального оборудования такого рода вмешательство сложно обнаружить. Также акустический канал можно прослушать, используя специальное оборудование [47].

Достоинства IPS на базе ультразвука [2, 6, 39, 41–46]:

– сигнал не воспринимается человеческим слухом;

– высокая точность позиционирования;

– возможность определить положение объекта в конкретном помещении;

– не создают помех электрическим приборам и радиоаппаратуре;

– низкая стоимость оборудования;

– простота развертывания.

Недостатки ультразвуковой технологии позиционирования [2, 6, 39, 41–47]:

– низкая защищенность канала связи;

– низкая помехоустойчивость, в том числе низкая устойчивость к помехам, вызываемым высокочастотными источниками звука (например, аппаратами УЗИ);

– высокая стоимость реализации;

– малый радиус действия связи;

– необходимость прямой видимости между приемником и источником звукового сигнала.

Результаты. Сравнение основных характеристик рассмотренных технологий indoor-позиционирования представлено в таблице. Характеристики оцениваются по пятибалльной шкале, где значение 1 является наихудшей оценкой, а 5 – наилучшей.

Рассмотренные технологии позиционирования обладают как достоинствами, так и недостатками. Несмотря на высокую точность инерциальных датчиков, они подвержены накоплению ошибки измерения и нуждаются в постоянной корректировке, в противном случае с течением времени точность позиционирования будет падать. Магнитометрия, как активная, так и пассивная, сложна

Сравнение характеристик рассмотренных технологий indoor-позиционирования

Comparison of the Characteristics of the Reviewed Indoor-positioning Technologies

Оценочный критерий	Инерциальная технология	Активная магнитометрия		Пассивная магнитометрия	Акустическая технология
		Переменное поле	Импульсное поле		
Точность позиционирования	5	5	5	3	5
Радиус действия связи	Автономная	3	3	Автономная	3
Сложность развертывания	3	1	1	4	4
Энергоэффективность	5	5	5	5	5
Компактность	5	1	1	5	5
Пропускная способность канала связи	Автономная	3	1	Автономная	4
Помехоустойчивость	5	3	5	4	3
Идентификация объекта слежения	1	5	5	1	5
Защищенность канала связи	5	5	5	5	2

для реализации и к тому же подвержена влиянию помех, создаваемых медицинским оборудованием (таким, как рентгеновские установки и магнитно-резонансные томографы). Пассивная магнитометрия ориентирована скорее на навигацию пользователя внутри помещения, чем на слежение за пользователем в режиме реального времени. Для того чтобы позиционировать пациента внутри здания больницы, требуется использование дополнительной инфраструктуры, что может увеличить затраты на разработку и внедрение IPS.

Активная магнитометрия также имеет ряд недостатков. При определении местоположения объектов в переменном магнитном поле на точность позиционирования существенно влияют токопроводящие элементы, поэтому данную технологию невозможно использовать в зданиях с железобетонными конструкциями и электропроводкой. Использование импульсного магнитного поля не позволяет отслеживать подвижные объекты в режиме реального времени в связи с низкой частотой обновления измерений. При проектировании IPS на базе активной магнитометрии требуется разработка и изготовление собственного оборудования для построения инфраструктуры, что увеличивает затраты.

IPS на базе звука акустического диапазона создают шумовое загрязнение и негативно влияют на психическое и физическое здоровье человека при длительном использовании, что недопустимо в медицинском учреждении. Позиционирование на основе ультразвука может осложняться помехами, возникающими при использовании высокочастотного медицинского оборудования (например, аппаратов УЗИ). Также к недостаткам систем на базе ультразвука можно отнести малую дальность связи, низкую помехозащищенность и слабую защищенность канала передачи данных от стороннего проникновения.

Заключение. На основании представленного обзора можно сделать вывод о том, что ни одна из рассмотренных технологий не может использоваться самостоятельно для indoor-позиционирования в медицинском учреждении. Тем не менее, рассмотренные технологии можно комбинировать с другими технологиями indoor-позиционирования для повышения точности и надежности разрабатываемых IPS.

Авторский вклад

Черепанова Ирина Владимировна – магнитометрия, акустическое позиционирование, список литературы, подготовка текста статьи.

Поспелова Ирина Владимировна – аннотация, описание инерциальной технологии, перевод на английский язык.

Брагин Дмитрий Сергеевич – аннотация, введение, выбор оценочных критериев, заключение.

Серебрякова Виктория Николаевна – введение, заключение.

Author's contribution

Irina V. Cherepanova – magnetometry, acoustical positioning, references, preparation of the paper text.

Irina V. Pospelova – abstract, description of an inertial technology, English translation.

Dmitriy S. Bragin – abstract, introduction, selection of evaluation criteria, conclusion.

Victoria N. Serebryakova – introduction, conclusion.

Список литературы

1. Смольков М. С., Сухобок Ю. А. Анализ современных технологий построения систем indoor-навигации // Науч.-техн. и эконом. сотрудничество стран АТР в XXI веке. 2019. Т. 2. С. 88–92.

2. Evolution of Indoor Positioning Technologies: A Survey / R. F. Brena, J. P. García-Vázquez, C. E. Galván-Tejada, D. Muñoz-Rodriguez, C. Vargas-Rosales, J. Fangmeyer // J. of Sensors. 2017. Vol. 6. P. 1–21. doi: 10.1155/2017/2630413

3. Davidson P., Piché R. A Survey of Selected Indoor Positioning Methods for Smartphones // IEEE Communications Surveys & Tutorials. 2016. Vol. 19, iss. 2. P. 1347–1370. doi: 10.1109/comst.2016.2637663

4. A Survey on Fusion-based Indoor Positioning / X. Guo, N. Ansari, Fangzi Hu, Y. Shao, N. R. Elikplim, L. Li // IEEE Communications Surveys & Tutorials. 2019. Vol. 22, iss. 1. P. 566–594. doi: 10.1109/comst.2019.2951036

5. Касаткина Т. И., Чепелев М. Ю., Голев И. М. Анализ существующих технологий навигации внутри помещения // Актуальные проблемы деятельности подразделений УИС: сб. матер. Всерос. науч.-практ. конф., Воронеж, 25 окт. 2018. Воронеж: ИПЦ "Научная книга", 2018. С. 211–213.

6. Вахрушева А. А. Технологии позиционирования в режиме реального времени // Вестн. СГУГиТ (Сибирского государственного университета геосистем и технологий). 2017. Т. 22, № 1. С. 170–177.

7. RealTracTechnologies. Решение для повышения эффективности и качества обслуживания пациентов медицинского центра, поликлиники или больницы. URL: https://real-trac.com/ru/solutions/medicine/ (дата обращения 28.08.2020)

8. Situm Indoor Positioning. Indoor Location for Cosier, Safer and More Connected Hospitals. URL: https://situm.com/en/solutions/indoor-navigation-and-employee-indoor-tracking-for-hospitals/ (дата обращения 28.08.2020)

9. InfSoft Smart Connaction Locations. Solutions for Real-Time Locating Systems. URL: https://www.infsoft.com/use-cases/indoor-tracking-of-patients-in-hospitals (дата обращения 28.08.2020)

10. Navigine. Healthcare. URL: https://navigi-ne.com /industries/healthcare/ (дата обращения 28.08.2020).

11. Indoo.rs. Healthcare. URL: https://indoo.rs/industries/healthcare/ (дата обращения 28.08.2020)

12. Оптические технологии локального позиционирования в здравоохранении (аналитический обзор) / И. В. Поспелова, Д. С. Брагин, И. В. Черепанова, В. Н. Серебрякова // Программные системы: теория и приложения. 2020. Т. 11, № 3 (46). С. 133–151. doi: 10.25209/2079-3316-2020-11-3-133-151

13. Радиочастотные технологии локального позиционирования в здравоохранении / Д. С. Брагин, И. В. Поспелова, И. В. Черепанова, В. Н. Серебрякова // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2020. Т. 23, № 3. С. 62–79. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-3-62-79

14. Осипов М. П., Андреев В. С. Проблема контроля движения в задаче навигации в закрытых помещениях // Информационные технологии и нанотехнологии. 2018. С. 2505–2511.

15. Морозов А. Л., Климашин М. В., Сафин Б. Г. Определение местоположения объекта в здании на основе интегральной инерциальной системы навигации // Новые технологии, материалы и оборудование российской авиакосмической отрасли АКТО-2016: сб. докл. Всерос. науч.-практ. конф. Казань: Изд-во акад. наук Респ. Татарстан, 2016. С. 608–612.

16. Ramezani M., Acharya D., Gu F., Khoshelham K. Indoor Positioning by Visual-Inertial Odometry // ISPRS Annals of the Photogrammetry, Remote Sensing and Spatial Information Sciences. 2017. Vol. IV-2/W4. P. 371–376. doi: 10.5194/isprs-annals-iv-2-w4-371-2017

17. Ilkovičová Ľ., Kajánek P., Kopacik A. Pedestrian Indoor Positioning and Tracking using Smartphone Sensors Step Detection and Map Matching Algorithm // Intern. Symp. on Engineering Geodesy, May 2016, Varazdin, Croatia. P. 1–24.

18. Wireless Indoor Positioning System with Inertial Sensors and Infrared Beacons / L. Januszkiewicz, J. Kawecki, R. Kawecki, P. Oleksy // 10th Europ. Conf. on Antennas and Propagation (EuCAP), Davos, Switzerland, Apr 2016. Piscataway: IEEE, 2016. P. 1–3. doi: 10.1109/eucap.2016.7481650

19. A Single LED Lamp Positioning System based on CMOS Camera and Visible Light Communication / Y. Q. Ji, Ch. X. Xiao, J. Gao, J. M. Ni, H. Cheng, P. Ch. Zhang, G. Sun // Optics Communications. 2019. Vol. 443. P. 48–54. doi: 10.1016/j.optcom.2019.03.002

20. Fusion of Visible Light Indoor Positioning and Inertial Navigation based on Particle Filter / Zh. Li, A. Yang, H. Lv, L. Feng, W. Song // IEEE Photonics J. 2017. Vol. 9, iss. 5. P. 1–13. doi: 10.1109/jphot.2017.2733556

21. Single LED Beacon-Based 3-D Indoor Positioning using Off-the-shelf Devices / Y. Hou, Sh. Xiao, M. Bi, Yu. Xue, W. Pan, W. Hu // IEEE Photonics J. 2016. Vol. 8, iss. 6. P. 1–11. doi: 10.1109/JPHOT.2016.2636021

22. Кошелев Б. В., Карагин Н. А. О возможности использования смартфонов для навигации внутри помещений // Изв. Тульского гос. ун-та. Техн. науки. 2017. № 9–2. С. 131–140.

23. Han C., Zhongtao W., Longxu W. Indoor Positioning System Based on Zigbee and Inertial System // 5th Intern. Conf. on Dependable Systems and Their Applications (DSA), Dalian, China, 22–23 Sept. 2018. Piscataway: IEEE, 2018. P. 80–85. doi: 10.1109/dsa.2018.00023

24. Inertial Sensor aided Visual Indoor Positioning / W. Fu, A. Peng, B. Tang, L. Zheng // Intern. Conf. on Electronics Technology (ICET), Chengdu, China, 23–27 May 2018. Piscataway: IEEE, 2018. P. 106–110. doi: 10.1109/eltech.2018.8401435

25. Yilmaz A., Gupta A. Indoor Positioning using Visual and Inertial Sensors // IEEE Sensors, Orlando, USA, 30 Oct.–3 Nov. 2016. Piscataway: IEEE, 2016. P. 1–3 p. doi: 10.1109 /icsens.2016.7808526

26. Indoor Positioning System based on Inertial MEMS Sensors: Design and Realization / C. Wu, Q. Mu, Zh. Zhang, Yu. Jin, Zh. Wang, G. Shi // IEEE Intern. Conf. on Cyber Technology in Automation, Control, and Intelligent Systems (CYBER), Chengdu, China, 19–22 June 2016. Piscataway: IEEE, 2016. P. 370–375. doi: 10.1109/cyber.2016.7574852

27. Чуйков П. Б. Определение положения объекта с использованием магнитно-инерциального метода // Техника XXI века глазами молодых ученых и специалистов. 2018. № 17. С. 160–166.

28. Рempель П. В., Борисов А. П. Разработка системы позиционирования на основе беспроводной сети Wi-Fi // Электронные средства и системы управления: материалы докл. Междунар. науч.-практ. конф. / Томский ГУ систем управления и радиоэлектроники. Томск, 2018. № 1–2. С. 41–43.

29. Касаткина Т. И., Войцеховский М. А., Голев И. М. О перспективах использования систем магнитного позиционирования на объектах ФСИН России // Актуальные проблемы деятельности подразделений УИС: сб. материалов Всерос. науч.-практ. конф., Воронеж, 25 окт. 2018 г. Воронеж: ИПЦ "Научная книга", 2018. С. 204–207.

30. Study on an Indoor Positioning System Using Earth's Magnetic Field / Sh.-Ch. Yeh, W.-H. Hsu, W.-Y. Lin, Y.-F. Wu // IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement. 2020. Vol. 69, iss. 3. P. 865–872. doi: 10.1109/tim.2019.2905750

31. Bai Y. B., Gu T., Hu A. Integrating Wi-Fi and Magnetic Field for Fingerprinting based Indoor Positioning System // Intern. Conf. on Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN), Alcala de Henares, Spain, 4–7 Oct. 2016. Piscataway: IEEE, 2016. P. 1–6. doi: 10.1109/ipin.2016.7743699

32. Binu P. K., Krishnan R. A., Kumar A. P. An Efficient Indoor Location Tracking and Navigation System using Simple Magnetic Map Matching // IEEE Intern. Conf. on Computational Intelligence and Computing Research (ICCIC), Chennai, India, 15–17 Dec. 2016. Piscataway: IEEE, 2016. P. 1–7. doi: 10.1109/iccic.2016.7919537

33. Bimal B., Hwang S., Pyun J. An Efficient Geomagnetic Indoor Positioning System Using Smartphones // The 3rd Intern. Conf. on Next Generation Computing (ICNGC2017b), Taiwan, July 2018. P. 3–6.

34. An Indoor AC Magnetic Positioning System / G. De Angelis, V. Pasku, A. De Angelis, M. Dionigi, M. Mongiardo, A. Moschitta, P. Carbone // IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement. 2014. Vol. 64, iss. 5. P. 1267–1275. doi: 10.1109/tim.2014.2381353

35. Blankenbach J., Norrdine A., Hellmers H. Adaptive Signal Processing for a Magnetic Indoor Positioning System // Proc. of the Intern. Conf. on Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN), Guimarães, Portugal, 21–23 Sept. 2011. URL: http://ipin2011.dsi.uminho.pt/PDFs/Shortpaper/66_Short_Paper.pdf (дата обращения 05.11.2020)

36. A Robust Indoor Positioning System based on Encoded Magnetic Field and Low-Cost IMU / F. Wu, Yu. Liang, Yo. Fu, X. Ji // IEEE/ION Position, Location and Navigation Symp. (PLANS), Savannah, USA, Apr. 2016. Piscataway: IEEE, 2016. P. 204–212. doi: 10.1109/plans.2016. 7479703

37. An IMU/magnetometer-based Indoor Positioning System using Kalman Filtering / H. Hellmers, A. Norrdine, J. Blankenbach, A. Eichhorn // Intern. Conf. on Indoor Positioning and Indoor Navigation, Montbeliard-Belfort, France, 28–31 Oct. 2013. Piscataway: IEEE, 2013. P. 1–9. doi: 10.1109/ipin.2013.6817887

38. Accurate 3D Positioning for a Mobile Platform in Non-line-of-sight Scenarios Based on IMU/magnetometer Sensor Fusion / H. Hellmers, Z. Kasmi, A. Norrdine, A. Eichhorn // Sensors. 2018. Vol. 18, iss. 1. 126 p. doi: 10.3390/s18010126

39. An Ultrasonic Indoor Positioning System for Harsh Environments / D. J. Carter, B. J. Silva, U. M. Qureshi, G. P. Hancke // IECON 2018 44th Annual Conf. of the IEEE Industrial Electronics Society, Washington, Oct. 2018. Piscataway: IEEE, 2018. P. 5215–5220. doi: 10.1109/iecon.2018.8591161

40. Osaki Sh., Naito K. Proposal of Indoor Positioning Scheme Using Ultrasonic Signal by Smartphone // Innovation in Medicine and Healthcare Systems, and Multimedia. Smart Innovation, Systems and Technologies: Proc. of KES-InMed-19 and KES-IIMSS-19 Conf. Springer, Singapore. 2019. P. 583–592. doi: 10.1007/978-981-13-8566-7_53

41. Бурцев А. Г., Жангабулов Т. А. Сравнение различных численных методов для решения задачи ультразвукового позиционирования подвижного робота в закрытом пространстве // Инженерный вестн. Дона. 2016. Т. 41, № 2 (41). 32 с.

42. An Indoor Ultrasonic Positioning System based on TOA for Internet of Things / J. Li, G. Han, Ch. Zhu, G. Sun // Mobile Information Systems. Vol. 2016. Art. ID 4502867 10 p. doi: 10.1155/2016/4502867

43. Broadband Acoustic Local Positioning System for Mobile Devices with Multiple Access Interference Cancellation / T. Aguilera, F. Seco, F. J. Álvarez, A. Jiménez // Measurement. 2018. Vol. 116. P. 483–494. doi: 10.1016/j.measurement. 2017.11.046

44. Ultrasonic Indoor Positioning for Smart Environments: A Mobile Application / E. Diaz, M. C. Perez, D. Gualda, J. M. Villadangos, J. Urena, J. J. Garcia // 4th Experiment@Intern. Conf. (exp. at'17). Faro, Portugal, Jun 2017. Piscataway: IEEE, 2017. P. 280–285. doi: 10.1109 /expat.2017.7984382.

45. Mier J., Jaramillo-Alcázar A., Freire J. J. At a Glance: Indoor Positioning Systems Technologies and their Applications Areas // Intern .Conf. on Information Technology &Systems. Springer, Cham, 2019. P. 483–493. doi: 10.1007 /978-3-030-11890-7_47

46. Qi J., Liu G. P. A robust High-Accuracy Ultrasound Indoor Positioning System based on a Wireless Sensor Network // Sensors. 2017. Vol. 17, iss. 11. P. 2554. doi: 10.3390/s17112554

47. Latvala S., Sethi M., Aura T. Evaluation of Out-of-band Channels for IoT Security // SN Computer Science. 2020. Vol. 1, № 1. Art. 18. doi: 10.1007/s42979-019-0018-8

Информация об авторах

Черепанова Ирина Владимировна – инженер по специальности "Радиоэлектронные системы" (2012, Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники), мл. науч. сотр. лаборатории регистров сердечно-сосудистых заболеваний, высокотехнологичных вмешательств и телемедицины Научно-исследовательского института кардиологии Томского национального исследовательского медицинского центра Российской академии наук. Сфера научных интересов – связь, медицина.
Адрес: Научно-исследовательский институт кардиологии, Томский национальный исследовательский медицинский центр Российской академии наук, ул. Киевская, д. 111а, Томск, 634012, Россия
E-mail: iv-sushkova@mail.ru
http://orcid.org/0000-0002-6626-4979

Поспелова Ирина Владимировна – инженер по специальности "Радиоэлектронные системы" (2012, Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники), мл. науч. сотр. лаборатории регистров сердечно-сосудистых заболеваний, высокотехнологичных вмешательств и телемедицины Научно-исследовательского института кардиологии Томского национального исследовательского медицинского центра Российской академии наук. Автор 9 научных публикаций. Сфера научных интересов – связь, медицина.
Адрес: Научно-исследовательский институт кардиологии, Томский национальный исследовательский медицинский центр Российской академии наук, ул. Киевская, д. 111а, Томск, 634012, Россия
E-mail: pospelova.irina88@gmail.com
http://orcid.org/0000-0002-4215-285X

Брагин Дмитрий Сергеевич – инженер по специальности "Радиосвязь, радиовещание и телевидение" (2005, Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники), мл. науч. сотр. лаборатории регистров сердечно-сосудистых заболеваний, высокотехнологичных вмешательств и телемедицины Научно-исследовательского института кардиологии Томского национального исследовательского медицинского центра Российской академии наук. Автор 6 научных публикаций. Сфера научных интересов – связь, медицина.
Адрес: Научно-исследовательский институт кардиологии, Томский национальный исследовательский медицинский центр Российской академии наук, ул. Киевская, д. 111а, Томск, 634012, Россия
E-mail: braginds@mail.ru
http://orcid.org/0000-0002-0875-3301

Серебрякова Виктория Николаевна – кандидат медицинских наук (2010), руководитель лаборатории регистров сердечно-сосудистых заболеваний, высокотехнологичных вмешательств и телемедицины Научно-исследовательского института кардиологии Томского национального исследовательского медицинского центра Российской академии наук. Автор более 80 научных работ. Сфера научных интересов – медицина, кардиология.
Адрес: Научно-исследовательский институт кардиологии, Томский национальный исследовательский медицинский центр Российской академии наук, ул. Киевская, д. 111а, Томск, 634012, Россия
E-mail: vsk75@yandex.ru
http://orcid.org/0000-0002-9265-708X

References

1. Smol'kov M. S., Sukhobok Yu. A. Analysis of current technologies of construction indoor navigation systems. *Nauchno-tehnicheskoe i jekonomicheskoe sotrudnichestvo stran ATR v XXI veke*, 2019, vol. 2, pp. 88–92. (In Russ.)

2. Brena R. F., García-Vázquez J. P., Galván-Tejada C. E., Muñoz-Rodriguez D., Vargas-Rosales C., Fangmeyer J. Evolution of Indoor Positioning Technologies: A Survey. J. of Sensors. 2017, vol. 6, pp. 1–21. doi: 10.1155/2017/2630413

3. Davidson P., Piché R. A survey of selected indoor positioning methods for smartphones. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2016, vol. 19, no 2, pp. 1347–1370. doi: 10.1109/COMST.2016.2637663

4. Guo X., Ansari N., Fangzi Hu, Shao Y., Elikplim N. R., Li L. A Survey on Fusion-based Indoor Positioning. IEEE Communications Surveys & Tutorials. 2019, vol. 22, iss. 1, pp. 566–594. doi: 10.1109/comst.2019.2951036

5. Kasatkina T. I., Chepelev M. Ju., Golev I. M. A*naliz sushhestvujushhih tehnologij navigacii vnutri pomeshhenija*. *Aktual'nye problemy dejatel'nosti podrazdelenij UIS: Sb*. *Materialov Vseros. nauth.-pr*akt. konf. *Voronez: IPC "Nauthnaj kniga"*. 2018, pp. 211–213. (In Russ.)

6. Vakhrusheva A. A. Positioning technologies in real time. *Vestnik SGUGiT* (*Sibirskogo gosudarstvennogo universiteta geosistem i tehnologij*), 2017, vol. 22, no. 1, pp. 170–177. (In Russ.)

7. RealTrac Technologies. Scalable indoor positioning

and communication system for medical centers, hospitals and clinics. Available at: https://real-trac.com/en/solutions/medicine/ (accessed 28.08.2020)

8. Situm Indoor Positioning. Indoor Location for cosier, safer and more connected hospitals. Available at: https://situm.com/en/solutions/indoor-navigation-and-employee-indoor-tracking-for-hospitals/ (accessed 28.08.2020)

9. InfSoft Smart Connaction Locations. Solutions for Real-Time Locating Systems. Available at: https://www.infsoft.com/use-cases/indoor-tracking-of-patients-in-hospitals (accessed 28.08.2020)

10. Navigine. Healthcare. Available at: https://navigine.com/industries/healthcare/ (accessed 28.08.2020).

11. Indoo.rs. Healthcare. Available at: https://indoo.rs/industries/healthcare/ (accessed 28.08.2020)

12. Pospelova I. V., Bragin D. S., Cherepanova I. V., Serebryakova V. N. Optical technologies of local positioning in healthcare (an analytic review). Program Systems: Theory and Applications, 2020, vol. 11, no. 3 (46), pp. 133–151. doi: 10.25209/2079-3316-2020-11-3-133-151

13. Bragin D. S., Pospelova I. V., Cherepanova I. V., Serebryakova V. N. Radiofrequency Technologies of Local Positioning in Healthcare. J. of the Russioan Universitets. Radioelectronics. 2020, vol. 23, no. 3, pp. 62–79. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-3-62-79

14. Osipov M. P., Andreev V. S. The problem of monitoring of movement in the task of navigation in enclosed spaces. *Informatsionnye tekhnologii i nanotekhnologii*, 2018, pp. 2505–2511. (In Russ.)

15. Morozov A. L., Klimashin M. V., Safin B. G. Indoor-navigation based on inertial navigation system. *Novye tekhnologii, materialy i oborudovanie rossiiskoi aviakosmicheskoi otrasli*-AKTO-2016, 2016, vol. 2, pp. 608–612. (In Russ.)

16. Ramezani M., Acharya D., Gu F., Khoshelham K. Indoor positioning by visual-inertial odometry. ISPRS Annals of the Photogrammetry, Remote Sensing and Spatial Information Sciences, 2017, vol. IV-2/W4, pp. 371–376. doi: 10.5194/isprs-annals-IV-2-W4-371-2017

17. Ilkovičová Ľ., Kajánek P., Kopacik A. Pedestrian Indoor Positioning and Tracking using Smartphone Sensors Step Detection and Map Matching Algorithm // Intern. Symp. on Engineering Geodesy, May 2016, Varazdin, Croatia, pp. 1–24.

18. Januszkiewicz L., Kawecki J., Kawecki R., Oleksy P. Wireless Indoor Positioning System with Inertial Sensors and Infrared Beacons. 10th Europ. Conf. on Antennas and Propagation (EuCAP). Davos, Switzerland, Apr 2016. Piscataway: IEEE, 2016. P. 1–3. doi: 10.1109/eucap.2016.7481650

19. Ji Y. Q., Xiao Ch. X., Gao J., Ni J. M., Cheng H., Zhang P. Ch., Sun G. A Single LED Lamp Positioning System Based on Cmos Camera and Visible Light Communication. Optics Communications, 2019, vol. 443, pp. 48–54. doi: 10.1016/j.optcom.2019.03.002

20. Li Zh., Yang A., Lv H., Feng L., Song W. Fusion of visible light indoor positioning and inertial navigation based on particle filter. IEEE Photonics Journal, 2017, vol. 9, no. 5, pp. 1–13. doi: 10.1109/JPHOT.2017.2733556

21. Hou Y., Xiao Sh., Bi M., Xue Yu., Pan W., Hu W. Single LED beacon-based 3-D Indoor Positioning using Off-the-shelf Devices. IEEE Photonics Journal, 2016, vol. 8, no. 6, pp. 1-11. doi: 10.1109/JPHOT.2016.2636021

22. Koshelev B. V., Karagin N. A. *O vozmozhnosti ispol'zovanija smartfonov dlja navigacii vnutri pomeshhenij. Izvestija Tul'skogo gosudarstvennogo universiteta. Tehnicheskie nauki,* 2017, no. 9–2, pp. 131–140. (In Russ.)

23. Han C., Zhongtao W., Longxu W. Indoor Positioning System Based on Zigbee and Inertial System. 2018 5th Int. Conf. on Dependable Systems and Their Applications (DSA), Dalian, China, 22–23 Sept. 2018. Piscataway: IEEE, 2018. P. 80–85. doi: 10.1109/dsa.2018.00023

24. Fu W., Peng A., Tang B., Zheng L. Inertial sensor aided visual indoor positioning. 2018 Int. Conf. on Electronics Technology (ICET), Chengdu, China, 23–27 May 2018. Piscataway: IEEE, 2018. P. 106–110. doi: 10.1109/eltech.2018.8401435

25. Yilmaz A., Gupta A. Indoor positioning using visual and inertial sensors. 2016 IEEE Sensors. Orlando, USA, 30 Oct.–3 Nov. 2016. Piscataway: IEEE, 2016, pp. 1–3. doi: 10.1109/ICSENS.2016.7808526

26. Wu C., Mu Q., Zhang Zh., Jin Yu., Wang Zh., Shi G. Indoor positioning system based on inertial MEMS sensors: Design and realization. 2016 IEEE Intern. Conf. on Cyber Technology in Automation, Control, and Intelligent Systems (CYBER). Chengdu, China, 19–22 June 2016. Piscataway: IEEE, 2016, pp. 370–375. doi: 10.1109/CYBER.2016.7574852

27. Chuikov P. B. Determination of the position of the object with the use of the magnetic-inertial method. *Tekhnika XXI veka glazami molodykh uchenykh i spetsialistov*, 2018, no. 17, pp. 160–166. (In Russ.)

28. Rempel' P. V., Borisov A. P. *Razrabotka sistemy pozicionirovanija na osnove besprovodnoj seti WiFi. Jelektronnye sredstva i sistemy upravlenija. Materialy dokladov Mezhdunarodnoj nauchno-prakticheskoj konferencii*, *Tomsk: Tomskij GU system upravlenij I radioelektroniki,* 2018, no. 1–2, pp. 41–43. (In Russ.)

29. Kasatkina T. I., Voitsekhovskii M. A., Golev I. M. *O perspektivakh ispol'zovaniya sistem magnitnogo pozitsionirovaniya na ob'ektakh FSIN Rossii. Aktual'nye problemy deyatel'nosti podrazdelenii UIS: sbornik materialov Vserossiiskoi nauchno-prakticheskoi konferentsii*, *Voronez, 25 okt. 2018, Voronez: IPC "Nauthnaj kniga",* 2018, pp. 204–207. (In Russ.)

30. Yeh Sh.-Ch., Hsu W.-H., Lin W.-Y., Wu Y.-F. Study on an Indoor Positioning System Using Earth's Magnetic Field. IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement. 2020, vol. 69, iss. 3, pp. 865–872. doi: 10.1109/tim.2019.2905750

31. Bai Y. B., Gu T., Hu A. Integrating Wi-Fi and magnetic field for fingerprinting based indoor positioning system. 2016 Intern. Conf. on Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN). Alcala de Henares, Spain, 4–7 Oct. 2016. Piscataway: IEEE. 2016, pp. 1–6. doi: 10.1109/ipin.2016.7743699

32. Binu P. K., Krishnan R. A., Kumar A. P. An efficient indoor location tracking and navigation system using simple magnetic map matching. 2016 IEEE Intern. Conf. on Computational Intelligence and Computing Research (ICCIC). Chennai, India, 15–17 Dec. 2016. Piscataway: IEEE, 2016, pp. 1-7. doi: 10.1109/iccic.2016.7919537

33. Bimal B., Hwang S., Pyun J. An Efficient Geomag-

netic Indoor Positioning System Using Smartphones. The 3rd Intern. Conf. on Next Generation Computing (ICNGC2017b), 2018, pp. 3–6.

34. De Angelis G., Pasku V., De Angelis A., Dionigi M., Mongiardo M., Moschitta A., Carbone P. An Indoor AC Magnetic Positioning System. IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement. 2014, vol. 64, iss. 5, pp. 1267–1275. doi: 10.1109/tim.2014.2381353

35. Blankenbach J., Norrdine A., Hellmers H. Adaptive Signal Processing for a Magnetic Indoor Positioning System. Proc. of the 2011 Intern. Conf. on Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN). Guimarães, Portugal, 21–23 Sept. 2011. Available at: http://ipin2011.dsi.uminho.pt/PDFs/Shortpaper/66_Short_Paper.pdf (accessed 05.11.2020)

36. Wu F., Liang Yu., Fu Yo., Ji X. A Robust Indoor Positioning System based on Encoded Magnetic Field and Low-Cost IMU. 2016 IEEE/ION Position, Location and Navigation Symp. (PLANS). Savannah, USA, Apr 2016. Piscataway: IEEE, 2016, pp. 204–212. doi: 10.1109/plans.2016. 7479703

37. Hellmers H., Norrdine A., Blankenbach J., Eichhorn A. An IMU/magnetometer-based Indoor Positioning System using Kalman Filtering. Intern. Conf. on Indoor Positioning and Indoor Navigation. Montbeliard-Belfort, France, 28–31 Oct. 2013. Piscataway: IEEE, 2013, pp. 1–9. doi: 10.1109/ipin.2013.6817887

38. Hellmers H., Kasmi Z., Norrdine A., Eichhorn A. Accurate 3D Positioning for a Mobile Platform in Non-line-of-sight Scenarios Based on IMU/magnetometer Sensor Fusion. Sensors. 2018, vol. 18, iss. 1, 126 p. doi: 10.3390/s18010126

39. Carter D. J., Silva B. J., Qureshi U. M., Hancke G. P. An Ultrasonic Indoor Positioning System for Harsh Environments. IECON 2018 44th Annual Conf. of the IEEE Industrial Electronics Society. Washington, Oct. 2018. Piscataway: IEEE, 2018, pp. 5215–5220. doi: 10.1109/iecon.2018.8591161

40. Osaki Sh., Naito K. Proposal of Indoor Positioning Scheme Using Ultrasonic Signal by Smartphone. Innovation in Medicine and Healthcare Systems, and Multimedia. Smart Innovation, Systems and Technologies: Proc. of KES-InMed-19 and KES-IIMSS-19 Conf. Springer, Singapore. 2019, pp. 583–592. doi: 10.1007/978-981-13-8566-7_53

41. Burtsev A. G., Zhangabulov T. A. *Sravnenie razlichnykh chislennykh metodov dlya resheniya zadachi ul'trazvukovogo pozitsionirovaniya podvizhnogo robota v zakrytom prostranstve. Inzhenernyi vestnik Dona*, 2016, vol. 41, no. 2 (41). (In Russ.)

42. Li J., Han G., Zhu Ch., Sun G. An Indoor Ultrasonic Positioning System based on TOA for Internet of Things. Mobile Information Systems, vol. 2016, art. ID 4502867, 10 p. doi: 10.1155/2016/4502867

43. Aguilera T., Seco F., Álvarez F. J., Jiménez A. Broadband Acoustic Local Positioning System for Mobile Devices with Multiple Access Interference Cancellation. Measurement. 2018, vol. 116, pp. 483–494. doi: 10.1016/j.measurement.2017.11.046

44. Diaz E., Perez M. C., Gualda D., Villadangos J. M., Urena J., Garcia J. J. Ultrasonic Indoor Positioning for Smart Environments: A Mobile Application. 2017 4th Experiment@Intern. Conf. (exp. at'17). Faro, Portugal, Jun 2017. Piscataway: IEEE, 2017, pp. 280–285. doi: 10.1109 /expat.2017.7984382

45. Mier J., Jaramillo-Alcázar A., Freire J. J. At a Glance: Indoor Positioning Systems Technologies and their Applications Areas. Intern. Conf. on Information Technology &Systems. Springer, Cham, 2019, pp. 483–493. doi: 10.1007 /978-3-030-11890-7_47

46. Qi J., Liu G. P. A robust High-Accuracy Ultrasound Indoor Positioning System based on a Wireless Sensor Network. Sensors. 2017, vol. 17, iss. 11, pp. 2554. doi: 10.3390/s17112554

47. Latvala S., Sethi M., Aura T. Evaluation of Out-of-band Channels for IoT Security. SN Computer Science. 2020, vol. 1, no. 1, art. 18. doi: 10.1007/s42979-019-0018-8

Information about the authors

Irina V. Cherepanova, Engineer of Electronic systems (2012, Tomsk state university of control systems and radioelectronics). Junior Researcher Scientist of the Laboratory of registries of cardiovascular diseases, high-tech interventions and telemedicine, Cardiology Research Institute, Tomsk National Research Medical Center, Russian Academy of Sciences. Area of expertise: communication, medicine.
Address: Cardiology Research Institute, Tomsk National Research Medical Center, Russian Academy of Sciences (Cardiology Research Institute, Tomsk NRMC), 111a Kievskaya St., Tomsk 634012, Russia
E-mail: iv-sushkova@mail.ru
http://orcid.org/0000-0002-6626-4979

Irina V. Pospelova, Engineer of Computer Software and Automated Systems (2016, National Research Tomsk Polytecnic University), Junior Researcher Scientist of the Laboratory of registries of cardiovascular diseases, high-tech interventions and telemedicine, Cardiology Research Institute, Tomsk National Research Medical Center, Russian Academy of Sciences. The author of 9 scientific publications. Area of expertise: communication, medicine.
Address: Cardiology Research Institute, Tomsk National Research Medical Center, Russian Academy of Sciences (Cardiology Research Institute, Tomsk NRMC), 111a Kievskaya St., Tomsk 634012, Russia
E-mail: pospelova.irina88@gmail.com
http://orcid.org/0000-0002-4215-285X

Dmitriy S. Bragin, Engineer of Radio, broadcasting and Television (2005, Tomsk state university of control systems and radioelectronics). Junior Researcher Scientist of the Laboratory of registries of cardiovascular diseases, high-tech interventions and telemedicine, Cardiology Research Institute, Tomsk National Research Medical Center, Russian Academy of Sciences. The author of 6 scientific publications. Area of expertise: communication, medicine.
Address: Cardiology Research Institute, Tomsk National Research Medical Center, Russian Academy of Sciences (Cardiology Research Institute, Tomsk NRMC), 111a Kievskaya St., Tomsk 634012, Russia
E-mail: braginds@mail.ru
http://orcid.org/0000-0002-0875-3301

Victoria N. Serebryakova, PhD (2010), Head of the Laboratory of registries of cardiovascular diseases, high-tech interventions and telemedicine, Cardiology Research Institute, Tomsk National Research Medical Center, Russian Academy of Sciences. The author of more than 80 scientific publications. Area of expertise: medicine, cardiology.
Address: Cardiology Research Institute, Tomsk National Research Medical Center, Russian Academy of Sciences (Cardiology Research Institute, Tomsk NRMC), 111a Kievskaya St., Tomsk 634012, Russia
E-mail: vsk75@yandex.ru
http://orcid.org/0000-0002-9265-708X

Известия вузов России. Радиоэлектроника. 2020. Т. 23, № 5. С. 24–36
Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2020, vol. 23, no. 5, pp. 24–36

Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов

УДК 621.391.8 Оригинальная статья

https://doi.org/10.32603/1993-8985-2020-23-5-24-36

Оценка параметров сигнала с полиномиальным законом фазовой модуляции

А. А. Монаков ✉

Институт радиотехники, электроники и связи, Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, Санкт-Петербург, Россия

✉a_monakov@mail.ru

Аннотация

Введение. Сигналы с полиномиальным законом фазовой модуляции часто встречаются в системах радиосвязи, гидро- и радиолокации, акустики, технической диагностики. Оценивание полиномиальных коэффициентов фазы является актуальной задачей в теории сигналов. В настоящее время предложено большое количество алгоритмов оценивания. Оптимальным способом является метод максимального правдоподобия. Однако его реализация связана с проведением многомерного поиска, что делает метод малопригодным для практической реализации. Существуют близкие к оптимальным способы оценивания, среди которых можно выделить HAF-алгоритм, который основан на вычислении функции неопределенности сигнала высокого порядка (High order Ambiguity Function), и CPF алгоритм, который использует вычисление кубической фазовой функции (Cubic Phase Function) и дает близкие к оптимальным оценки для сигнала с квадратическим законом частотной модуляции. Недостатком первого из названных методов является большое количество комбинаторных шумовых компонент, возникающих в процессе решения. Недостатками второго – ограниченная область применения и реализация одномерного поиска оценок без возможности применения алгоритмов быстрого вычисления преобразования Фурье.

Цель работы. Синтезировать алгоритм оценивания коэффициентов фазового полинома произвольного порядка, дающий малое количество шумовых комбинаторных составляющих и основанный на использовании быстрых алгоритмов преобразования Фурье.

Материалы и методы. В статье введено понятие решающей функции, которая рассчитывается таким образом, чтобы ее фаза содержала только моном первого порядка с коэффициентом, равным старшему коэффициенту фазового полинома сигнала.

Результаты. Новый алгоритм оценивания, особенностью которого является возможность использования для нахождения оценок быстрых алгоритмов вычисления преобразования Фурье. Каждый полиномиальный коэффициент оценивается на основе унифицированной процедуры, которая уменьшает количество комбинаторных шумовых компонент в процессе поиска оценок.

Заключение. Синтезированный алгоритм дает асимптотически эффективные оценки при меньших отношениях сигнал/шум по сравнению с алгоритмом, основанным на вычислении функции неопределенности высокого порядка (HAF-алгоритмом).

Ключевые слова: полиномиальный закон фазовой модуляции, полиномиальные фазовые коэффициенты, функция неопределенности высокого порядка, кубическая фазовая функция, оценка параметров сигнала

Для цитирования: Монаков А. А. Оценка параметров сигнала с полиномиальным законом фазовой модуляции // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2020. Т. 23, № 5. С. 24–36. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-5-24-36

Конфликт интересов. Автор заявляет об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 18.05.2020; принята к публикации после рецензирования 20.06.2020; опубликована онлайн 25.11.2020

© Монаков А. А., 2020

Контент доступен по лицензии Creative Commons Attribution 4.0 License
This work is licensed under a Creative Commons Attribution 4.0 License

Известия вузов России. Радиоэлектроника. 2020. Т. 23, № 5. С. 24–36
Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2020, vol. 23, no. 5, pp. 24–36

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

Original article

Parameter Estimation of Polynomial-Phase Signals

Andrey A. Monakov ✉

Institute of Radio Engineering, Electronics and Communications,
Saint Petersburg State University of Aerospace Instrumentation,
St Petersburg, Russia

✉a_monakov@mail.ru

Abstract

Introduction. Polynomial phase signals frequently appear in radar, sonar, communication and technical applications. Therefore, estimation of polynomial phase coefficients of such signals is an urgent problem in signal theory. Currently, a large number of estimation algorithms have been proposed. The best way is the maximum likelihood (ML) method. However, its implementation is associated with a multidimensional retrieval, which makes the method unsuitable for practical implementation. A number of alternative strategies have been developed to circumvent the ML difficulties. These strategies are very close to optimal. Among them one can single out the HAF-algorithm based on the computation of the High order Ambiguity Function and the CPF algorithm, which uses the computation of the Cubic Phase Function and produces very accurate estimates for signals with the quadratic frequency modulation. However, both algorithms have obvious drawbacks. The HAF algorithm produces a large number of combinatorial noise components. The CPF algorithm is limited in its implementation to the third order polynomial signals and does not use fast algorithms, such as the Fast Fourier Transform.

Aim. Synthesis of an estimation algorithm that produces a small number of noise combinatorial components and uses the Fast Fourier Transform computation algorithms to find coefficient estimates of an arbitrary order phase polynomial.

Materials and methods. In the paper a concept of a decisive function was introduced. It was calculated so that its phase contained only a first-order monomial with a coefficient equal to the highest coefficient of the signal phase polynomial.

Results. A new estimation algorithm was proposed able to use Fast Fourier Transform computation algorithms to find estimates. Each polynomial coefficient was estimated on the basis of a unified procedure, which reduced the number of combinatorial noise components in an estimate search.

Conclusions. The synthesized algorithm gives asymptotically efficient estimates for lower signal-to-noise ratios in comparison with the HAF-algorithm.

Keywords: polynomial phase modulation, polynomial phase coefficients, high-order ambiguity function, cubic phase function, signal parameter estimation

For citation: Monakov A. A. Parameter Estimation of Polynomial-Phase Signals. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2020, vol. 23, no. 5, pp. 24–36. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-5-24-36

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

Submitted 18.05.2020; accepted 20.06.2020; published online 25.11.2020

Введение. Сигналом с полиномиальным законом фазовой модуляции (ПФМ-сигнал) называется дискретный сигнал вида

$$s(n) = A_0 \exp\left[i \sum_{p=0}^{P} \left(a_p n^p \right) \right], n \in [0, N-1], \quad (1)$$

где A_0 – амплитуда; $a_p, p \in [0, P]$ – полиномиальные коэффициенты фазы (ПКФ); N – длительность сигнала; P – порядок фазового полинома. Подобные сигналы часто встречаются в радиотехнике, акустике, технической диагностике [1–8]. ПФМ-сигналы используются в системах связи, гидро- и радиолокации в случаях, когда необходимо выполнить высокие требования к уровню внеполосного излучения (например, спутниковые системы связи, многопозиционные радиолокационные системы). Обработка подобных сигналов – часто встречающаяся задача в радиолока-

торах с синтезированной апертурой, радиолокационных и акустических системах наблюдения за движущимися объектами, биолокации, системах контроля состояния механических систем. В связи с этим важной практической задачей является оценка полиномиальных коэффициентов в случае, когда сигнал $s(n)$ принимается на фоне белого шума с известными статистическими характеристиками:

$$z(n) = s(n) + w(n), n \in [0, N-1],$$

где $z(n)$ – наблюдаемый на интервале приема $[0, N-1]$ сигнал; $w(n)$ – белый шум с известной средней мощностью P_w. К настоящему времени предложено несколько методов решения данной задачи [9–20]. В статье [17] дан развернутый анализ предложенных методов, а также наиболее исчерпывающий библиографический список работ на данную тему.

Оптимальным способом является метод максимального правдоподобия [9, 17]. Однако его реализация требует многомерного поиска, что делает метод малопригодным для практического применения. В связи с этим существуют альтернативные стратегии поиска оценок, мало уступающие по эффективности оптимальному. Согласно [17] одним из наиболее простых и эффективных алгоритмов решения поставленной задачи является алгоритм с использованием функций неопределенности высокого порядка (ФНВП; High-order Ambiguity Function – HAF), который был впервые предложен в [18] и в дальнейшем будет называться ФНВП-алгоритмом. Этот алгоритм сводится к последовательному дифференцированию фазового полинома с помощью следующей рекуррентной процедуры:

$$PD^1(n;\tau_1) = z^*(n-\tau_1)z(n+\tau_1),$$

$$PD^Q(n;\tau_1,\tau_2,...,\tau_Q) =$$

$$= \left[PD^{Q-1}(n-\tau_Q;\tau_1,\tau_2,...,\tau_{Q-1})\right]^* \times$$

$$\times PD^{Q-1}(n+\tau_Q;\tau_1,\tau_2,...,\tau_{Q-1}),$$

где $*$ – оператор комплексного сопряжения; $\tau_1,\tau_2,...,\tau_Q$ – заранее выбранные параметры сдвига отсчетов сигнала $z(n)$; $Q = 1,2,...,P-1$ – порядок функции $PD^Q(n;\tau_1,\tau_2,...,\tau_Q)$.

При отсутствии шума

$$PD^{P-1}(n;\tau_1,\tau_2,...,\tau_{P-1}) =$$

$$= C\exp\left[in2^{P-1}P!a_p\prod_{p=1}^{P-1}\tau_p\right],$$

где постоянная C не зависит от дискретного времени n. Следовательно, согласно ФНВП-алгоритму оценка старшего ПКФ равна:

$$\hat{a}_P = \frac{1}{2^{P-1}P!a_p\prod_{p=1}^{P-1}\tau_p}\max_{\Omega}\left|\mathrm{HAF}(\Omega;\tau_1,\tau_2,...,\tau_{P-1})\right|^2,$$

где Ω – цифровая частота; ^ – оценка соответствующего параметра;

$$\mathrm{HAF}(\Omega;\tau_1,\tau_2,...,\tau_{P-1}) =$$

$$= \sum_n PD^{P-1}(n;\tau_1,\tau_2,...,\tau_{P-1})\exp(-i\Omega n) -$$

функция неопределенности $(P-1)$-го порядка. Оценка следующего по старшинству ПКФ a_{P-1} осуществляется тем же способом, но применительно к сигналу $z_{P-1}(n) = z(n)\exp\left(-i\hat{a}_P n^P\right)$. Для получения наилучшего качества оценивания рекомендуется брать $\tau_1 = \tau_2 = ... = \tau_{P-1} = N/(2P)$ [17, 18]. Очевидно, что при наличии шумов в составе сигнала $z(n), n \in [0, N-1]$ в $PD^p(n;\tau_1,\tau_2,...,\tau_{P-1})$, $p = 1,...,P-1$, помимо одной сигнальной присутствуют шумовые комбинаторные компоненты. Несложно подсчитать, что их количество равно $2^{2^{P-1}}-1$. Такое большое количество комбинационных шумовых компонент (например, при $P = 4$ их количество будет равно 255) должно негативно влиять на качество оценивания.

Перспективным алгоритмом оценки полиномиальных фазовых коэффициентов сигнала с квадратическим законом частотной модуляции [17, 19, 20]

$$s(n) = A_0\exp\left[i\left(a_3n^3 + a_2n^2 + a_1n + a_0\right)\right],$$

$n \in [0, N-1]$, который является частным случаем ПФМ-сигнала, является алгоритм, основанный на использовании кубической фазовой функции (КФФ; Cubic Phase Function – CPF):

$$C(n,\Omega) = \sum_{m=0}^{(N-1)/2} z(n-m)z(n+m)\exp\left[-i\Omega m^2\right], \quad (2)$$

который в данной статье будет называться

КФФ-алгоритмом. КФФ-алгоритм, впервые предложенный в [19, 20], позволяет последовательно найти оценки ПКФ $a_p\,(p=3,2,1,0)$ и амплитуды A_0:

$$\hat{\Omega}(n)=\arg\max_{\Omega}\left|C(n,\Omega)\right|^2,$$
$$\hat{a}_3=\frac{1}{6}\left[\hat{\Omega}(n_1)-\hat{\Omega}(0)\right],\hat{a}_2=\frac{1}{2}\hat{\Omega}(0), \qquad (3)$$
$$\hat{a}_1=\arg\max_{\omega}\left|Z_1(\omega)\right|^2,\quad \hat{a}_0=\arg z_0,\hat{A}_0=\left|z_0\right|,$$

где n_1 – заранее выбранный момент времени $\left(\text{в}\,[19]\,\text{рекомендуется выбор}\,n_1=0.11N\right)$; $Z_1(\omega)$ – преобразование Фурье от сигнала

$$z_1(n)=z(n)\exp\left[-i\left(\hat{a}_3n^3+\hat{a}_2n^2\right)\right];$$
$$z_0=\frac{1}{N}\sum_n z_1(n)\exp\left[-i\hat{a}_1n\right].$$

КФФ-алгоритм обладает двумя очевидными недостатками: во-первых, из всех возможных отсчетов дискретного времени n в формировании оценок, как следует из (3), используются только два: $n_0=0$ и n_1; во-вторых, для ускорения расчетов при вычислении КФФ (2) нельзя использовать алгоритмы быстрого вычисления преобразования Фурье. Кроме того, не ясно, как можно обобщить КФФ-алгоритм на ПФМ-сигналы с произвольным порядком фазового полинома.

Целью представленной статьи является синтез такого алгоритма оценивания, который позволяет устранить отмеченные недостатки ФНВП и КФФ-алгоритмов. Статья структурирована следующим образом. Вначале описан синтез нового алгоритма оценивания ПКФ. Далее приведены результаты математического моделирования синтезированного алгоритма применительно к сигналу с квадратическим законом частотной модуляции (ЧМ) (P = 3) и сигналу с кубическим законом ЧМ (P = 4) соответственно. Дается сравнительный анализ предлагаемого алгоритма с КФФ- и ФНВП-алгоритмами. В Приложении определены соответствующие границы Крамера–Рао (ГКР) для оценок ПКФ, которые используются при сравнительном анализе рассматриваемых в статье алгоритмов.

Синтез алгоритма оценивания ПКФ произвольного ПФМ-сигнала. Целью синтеза является создание такого сигнала $zz\left(n;\tau_0,\tau_1,...,\tau_{Q-1}\right)$, в дальнейшем называемого решающей функцией (РФ), который, подобно сигналу $PD^{P-1}\left(n;\tau_1,\tau_2,...,\tau_{P-1}\right)$ в ФНВП-алгоритме, позволяет простейшим способом получить оценку старшего ПКФ a_P. Для этого в фазе синтезируемого сигнала должна остаться либо компонента, линейно зависящая от дискретного времени n, либо постоянная составляющая, которые зависят от старшего коэффициента a_P. В первом случае оценка a_P будет проводиться, как и в случае ФНВП-алгоритма, с использованием оценки спектра синтезируемой РФ $zz\left(n;\tau_0,\tau_1,...,\tau_{Q-1}\right)$, во втором – посредством оценки его фазы.

Выбор задержек $\tau_0,\tau_1,...,\tau_{Q-1}$ представляет собой самостоятельную важную и трудную задачу, поскольку связан с анализом точности оценивания ПКФ. В связи с этим в настоящей статье будем полагать:

$$\tau_q=q\frac{N}{2P},q\in\left[0,Q-1\right].$$

Такой выбор, хотя и является самым простым и очевидным, вполне оправдал себя в ФНВП-алгоритме, поскольку, как показано в [21], он является близким к оптимальному для этого алгоритма.

Пусть сигнал $z(n),n\in\left[0,N-1\right]$ содержит сигнальную компоненту вида (1). Рассмотрим раздельно 2 случая.

А. Допустим, что оценка старшего коэффициента фазового полинома основана на обработке РФ

$$zz_A\left(n;\tau_0,\tau_1,...,\tau_{Q-1}\right)=\prod_{q=0}^{Q-1}\rho^{N_q}\left(n,\tau_q\right),$$

где $\rho\left(n,\tau_q\right)=z\left(n-\tau_q\right)z\left(n+\tau_q\right)$; $Q>0$, $N_q\in\mathbb{Z}$ и $\tau_q\in\mathbb{Z}_{\geq 0},q\in\left[0,Q-1\right]$ – целые числа, подлежащие определению ($\mathbb{Z}$ и $\mathbb{Z}_{\geq 0}$ – множество целых и целых неотрицательных чисел соответственно). Заметим, что случай $N_q<0$ не исключается и при наличии сигнала (1) соответствует использованию операции комплексного сопряжения:

$$\rho^{N_q}\left(n,\tau_q\right)=\left[\rho^{\left|N_q\right|}\left(n,\tau_q\right)\right]^*. \qquad (4)$$

Вычислим сигнальную компоненту:

$$\rho^{N_q}\left(n,\tau_q\right)= \\ =\exp\left[i\sum_{p=0}^{P}a_p\left(n+\tau_q\right)^p+a_p\left(n-\tau_q\right)^p\right]= \\ =\exp\left\{i\sum_{p=0}^{P}a_p\sum_{j=0}^{p}C_p^j n^{p-n}\tau_q^j\left[1+\left(-1\right)^j\right]\right\},$$

где C_p^j – биномиальный коэффициент. Тогда

$$zz_A\left(n;\tau_0,\tau_1,...,\tau_{Q-1}\right)= \\ =\exp\left[2i\sum_{p=0}^{P}a_p\sum_{j\in[0,p]}^{(\mathrm{E})}C_p^j S_j n^{p-j}\right],$$

где сумма $\sum^{(\mathrm{E})}$ берется только по четным значениям индекса j (англ. *Even*); $S_j=\sum_{q=0}^{Q-1}N_q\tau_q^j$.

Пусть P – нечетное число. Тогда

$$\sum_{p=0}^{P}a_p\sum_{j\in[0,p]}^{(\mathrm{E})}C_p^j S_j n^{p-j}= \\ =a_0C_0^0S_0+a_1C_1^0S_0n+...+a_{P-1}\times \\ \times\left(C_{P-1}^0S_0n^{P-1}+C_{P-1}^2S_2n^{P-3}+...+C_{P-1}^{P-1}S_{P-1}\right)+ \\ +a_P\left(C_P^0S_0n^P+C_P^2S_2n^{P-2}+...+C_P^{P-1}S_{P-1}n\right).$$

Потребуем, чтобы при заданных задержках $\tau_0,\tau_1,...,\tau_{Q-1}$ выполнялись следующие условия:

$$S_j=\begin{cases}\sum_{q=0}^{Q-1}N_q\tau_q^j=0,\ j=0,2,...,P-3;\\ \sum_{q=0}^{Q-1}N_q\tau_q^j=X\neq 0,\ j=P-1,\end{cases}$$

где X – неизвестное натуральное число, выбираемое таким образом, чтобы $N_{Q-1}=1$. Сформулированные условия представляют собой систему линейных уравнений относительно неизвестных $N_q\left(q=0,...,Q-1\right)$:

$$\begin{pmatrix}1&1&\dots&1\\ \tau_0^2&\tau_1^2&\dots&\tau_{Q-1}^2\\ \vdots&\vdots&\ddots&\vdots\\ \tau_0^{P-1}&\tau_1^{P-1}&\dots&\tau_{Q-1}^{P-1}\end{pmatrix}\begin{pmatrix}N_0\\N_1\\\vdots\\N_{Q-1}\end{pmatrix}=\begin{pmatrix}0\\0\\\vdots\\X\end{pmatrix}.$$

Для того чтобы эта система имела решение, необходимо выполнение условия $Q=(P+1)/2$.

Таким образом определено Q. Решение полученной системы уравнений относительно неизвестных $N_q, q\in\left[0,\dots,(P-1)/2\right]$ не представляет сложности. При этом

$$zz_A\left[n;\tau_0,\tau_1,...,\tau_{(P-1)/2}\right]= \\ =\exp\left[i2X\left(a_PPn+a_{P-1}\right)\right],$$

и компонента фазы сигнала $zz_A\left(n;\tau_0,\tau_1,...,\tau_{Q-1}\right)$, содержащая старший ПКФ a_P, как и требовалось, является линейной функцией дискретного времени n.

Пусть теперь P – четное число. Тогда

$$\sum_{p=0}^{P}a_p\sum_{j\in[0,p]}^{(\mathrm{E})}C_p^j S_j n^{p-j}= \\ =a_0C_0^0S_0+a_1C_1^0S_0n+...+a_{P-1}\times \\ \times\left(C_{P-1}^0S_0n^{P-1}+C_{P-1}^2S_2n^{P-3}+...+C_{P-1}^{P-2}S_{P-2}n\right)+ \\ +a_P\left(C_P^0S_0n^P+C_P^2S_2n^{P-2}+...+C_P^PS_P\right).$$

Потребуем, чтобы выполнялись следующие условия:

$$S_j=\begin{cases}\sum_{q=0}^{Q-1}N_q\tau_q^j=0,\ j=0,2,...,P-2;\\ \sum_{q=0}^{Q-1}N_q\tau_q^j=X\neq 0,\ j=P,\end{cases}$$

где X – неизвестное натуральное число, выбираемое таким образом, чтобы $N_{Q-1}=1$. Сформулированные условия представляют собой систему линейных уравнений относительно неизвестных $N_q\left(q=0,...,Q-1\right)$:

$$\begin{pmatrix}1&1&\dots&1\\ \tau_0^2&\tau_1^2&\dots&\tau_{Q-1}^2\\ \vdots&\vdots&\ddots&\vdots\\ \tau_0^{P}&\tau_1^{P}&\dots&\tau_{Q-1}^{P}\end{pmatrix}\begin{pmatrix}N_0\\N_1\\\vdots\\N_{Q-1}\end{pmatrix}=\begin{pmatrix}0\\0\\\vdots\\X\end{pmatrix}.$$

Для того чтобы эта система имела решение, необходимо выполнение условия $Q = P/2 + 1$.

Таким образом определено Q. Решение полученной системы уравнений относительно неизвестных $N_q\,(q = 0,...,Q-1)$ также не представляет затруднений. При этом $zz_A\left(n;\tau_0,\tau_1,...,\tau_{P/2}\right) = \exp\left[i2Xa_P\right]$, и фаза этой РФ является постоянной и линейно зависит от старшего ПКФ a_P.

Б. Допустим, что оценка старшего коэффициента фазового полинома основана на обработке РФ

$$zz_B\left(n;\tau_0,\tau_1,...,\tau_{Q-1}\right) = \prod_{q=0}^{Q-1} r^{N_q}\left(n,\tau_q\right),$$

где $r\left(n,\tau_q\right) = z^*\left(n-\tau_q\right)z\left(n+\tau_q\right)$; $Q > 0$, $N_q \in \mathbb{Z}$ и $\tau_q \in \mathbb{Z}_{\geq 0}, q \in \left[0, Q-1\right]$ – целые числа, подлежащие определению. Случай $N_q < 0$, как и прежде, не исключается и соответствует использованию операции комплексного сопряжения (4).

Вычислим сигнальную компоненту:

$$r^{N_q}\left(n,\tau_q\right) =$$
$$= \exp\left[i\sum_{p=0}^{P} a_p\left(n+\tau_q\right)^p - a_p\left(n-\tau_q\right)^p \right] =$$
$$= \exp\left\{ i\sum_{p=0}^{P} a_p \sum_{j=0}^{p} C_p^j n^{p-n}\tau_q^j\left[1-(-1)^j\right] \right\}.$$

Тогда
$$zz_B\left(n;\tau_0,\tau_1,...,\tau_{Q-1}\right) =$$
$$= \exp\left[2i\sum_{p=0}^{P} a_p \sum_{j\in[0,p]}^{(\mathrm{O})} C_p^j S_j n^{p-j} \right],$$

где сумма $\sum^{(\mathrm{O})}$ берется только по нечетным значениям индекса j (англ. *Odd*); $S_j = \sum_{q=0}^{Q-1} N_q\tau_q^j$.

Пусть P – четное число. Тогда

$$\sum_{p=1}^{P} a_p \sum_{j\in[1,p]}^{(\mathrm{O})} C_p^j S_j n^{p-j} = a_1 C_0^0 S_1 + 2a_2 C_2^1 S_1 n + ... + a_{P-1} \times$$
$$\times\left(C_{P-1}^1 S_1 n^{P-2} + C_{P-1}^3 S_3 n^{P-4} + ... + C_{P-1}^{P-1} S_{P-1}\right) +$$
$$+ a_P\left(C_P^1 S_1 n^{P-1} + C_P^3 S_3 n^{P-3} + ... + C_P^{P-1} S_{P-1} n\right).$$

Потребуем, чтобы при заданных задержках $\tau_0,\tau_1,...,\tau_{Q-1}$ выполнялись следующие условия:

$$S_j = \begin{cases} \sum_{q=0}^{Q-1} N_q\tau_q^j = 0,\ j = 1,3,...,P-3; \\ \sum_{q=0}^{Q-1} N_q\tau_q^j = X \neq 0,\ j = P-1, \end{cases}$$

где X выбирается из условия $N_{Q-1} = 1$. Сформулированные условия представляют собой систему линейных уравнений относительно неизвестных $N_q\,(q = 0,...,Q-1)$:

$$\begin{pmatrix} \tau_0 & \tau_1 & \cdots & \tau_{Q-1} \\ \tau_0^3 & \tau_1^3 & \cdots & \tau_{Q-1}^3 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \tau_0^{P-1} & \tau_1^{P-1} & \cdots & \tau_{Q-1}^{P-1} \end{pmatrix}\begin{pmatrix} N_0 \\ N_1 \\ \vdots \\ N_{Q-1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ X \end{pmatrix}.$$

Для того чтобы эта система имела решение, необходимо выполнение условия $Q = P/2$.

Таким образом определено Q. Решение полученной системы уравнений относительно неизвестных $N_q, q \in \left[0,\ \ldots,\ P/2-1\right]$ существует и

$$zz_B\left(n;\tau_0,\tau_1,...,\tau_{P/2-1}\right) = \exp\left[i2X\left(a_P n + a_{P-1}\right)\right].$$

Компонента фазы сигнала $zz\left(n;\tau_0,\tau_1,...,\tau_{Q-1}\right)$, содержащая старший ПКФ a_P, является линейной функцией дискретного времени n.

Пусть теперь P – нечетное число. Тогда

$$\sum_{p=0}^{P} a_p \sum_{j\in[1,p]}^{(\mathrm{O})} C_p^j S_j n^{p-j} =$$
$$= a_1 C_1^1 S_1 n + a_2 C_2^1 S_1 n + ... + a_{P-1} \times$$
$$\times\left(C_{P-1}^1 S_1 n^{P-2} + C_{P-1}^3 S_3 n^{P-4} + ... + C_{P-1}^{P-2} S_{P-2} n\right) +$$
$$+ a_P\left(C_P^1 S_1 n^P + C_P^3 S_3 n^{P-2} + ... + C_P^P S_P\right).$$

Потребуем, чтобы выполнялись условия:

$$S_j = \begin{cases} \sum_{q=0}^{Q-1} N_q\tau_q^j = 0,\ j = 1,3,...,P-2; \\ \sum_{q=0}^{Q-1} N_q\tau_q^j = X \neq 0,\ j = P, \end{cases}$$

где X выбирается из условия $N_{Q-1}=1$. Сформулированные условия представляют собой систему линейных уравнений относительно неизвестных $N_q\,(q=0,...,Q-1)$:

$$\begin{pmatrix} \tau_0 & \tau_1 & \cdots & \tau_{Q-1} \\ \tau_0^3 & \tau_1^3 & \cdots & \tau_{Q-1}^3 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \tau_0^P & \tau_1^P & \cdots & \tau_{Q-1}^P \end{pmatrix} \begin{pmatrix} N_0 \\ N_1 \\ \vdots \\ N_{Q-1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ X \end{pmatrix}.$$

Для того чтобы эта система имела решение, необходимо выполнение условия $Q=(P+1)/2$.

Таким образом определено Q. Решение полученной системы уравнений относительно неизвестных $N_q, q=0,...,(P-1)/2$ также легко получить. При этом

$$zz_B\left[n;\tau_0,\tau_1,...,\tau_{(P-1)/2}\right]=\exp\left[i2Xa_P\right].$$

Следовательно, фаза сигнала $zz_B\left[n;\tau_0,\tau_1,...,\tau_{(P-1)/2}\right]$ постоянна и зависит от старшего коэффициента a_P.

Оценка ПКФ сигнала с квадратической ЧМ. Тогда P = 3. Рассмотрим случаи А и Б.

А. Поскольку P – нечетное, Q = 2 и система уравнений, неизвестными в которой являются N_0 и N_1, примет следующий вид:

$$\begin{pmatrix} 1 & 1 \\ \tau_0^2 & \tau_1^2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} N_0 \\ N_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ X \end{pmatrix}.$$

Решением системы является

$$N_1=-N_0=X\Big/\left(\tau_1^2-\tau_0^2\right),$$

поэтому $X=\left(\tau_1^2-\tau_0^2\right)$ и $N_1=-N_0=1$. Следовательно,

$$zz_A^{(3)}(n;\tau_0,\tau_1)=\rho^*(n,\tau_0)\rho(n,\tau_1)=$$
$$=z(n-\tau_1)z(n+\tau_1)z^*(n-\tau_0)z^*(n+\tau_0).$$

В последнем уравнении можно положить $\tau_0=0$ и $\tau_1=\tau$, поэтому

$$zz_A^{(3)}(n;0,\tau)=z(n-\tau)z(n+\tau)\left[z^*(n)\right]^2.$$

Б. В этом случае $Q=2$ и система уравнений с неизвестными N_0 и N_1 примет вид

$$\begin{pmatrix} \tau_0 & \tau_1 \\ \tau_0^3 & \tau_1^3 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} N_0 \\ N_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ X \end{pmatrix}.$$

Решением системы являются

$$N_0=-\frac{\tau_1}{\tau_0}N_1, N_1=\frac{X}{\tau_1\left(\tau_1^2-\tau_0^2\right)}=1,$$

поэтому $X=\tau_1\left(\tau_1^2-\tau_0^2\right)$. Отметим, что в данном случае не возможны решения с $\tau_0=0$, $\tau_1=0$ или $\tau_0=\tau_1$, так как система для нахождения N_0, N_1 становится вырожденной. Следовательно, можно положить $\tau_0=\tau$ и $\tau_1=2\tau$. . При этом $N_1=1$ и $N_0=-2$. Тогда

$$zz_B^{(3)}(n;\tau,2\tau)=$$
$$=z^*(n-2\tau)z(n+2\tau)\left[z(n-\tau)z^*(n+\tau)\right]^2.$$

РФ $zz_A^{(3)}(n;0,\tau)$ и $zz_B^{(3)}(n;\tau,2\tau)$ могут использоваться для нахождения оценки старшего ПКФ a_3.

Для нахождения других ПКФ применим тот же прием, что и в ФНВП-алгоритме. После получения оценки $\hat{a}_3$ вычисляется сигнал

$$z_2(n)=z(n)\exp\left[-i\hat{a}_3n^3\right],$$

который используется для нахождения оценки следующего ПКФ a_2. Для этого могут использоваться следующие РФ (уравнения для них выводятся тем же способом, что и для РФ оценки a_3):

$$zz_A^{(2)}(n;0,\tau)=z(n-\tau)z(n+\tau)\left[z^*(n)\right]^2;$$
$$zz_B^{(2)}(n;\tau)=z^*(n-\tau)z(n+\tau).$$

ПФК a_1, a_0 и амплитуда A_0 оцениваются аналогично КФФ-алгоритму (3).

Найденные РФ для вычисления оценок всех ПФК следует объединить в следующие пары: $\left[zz_A^{(3)}, zz_B^{(2)}\right]$ и $\left[zz_B^{(3)}, zz_A^{(2)}\right]$, так как у первой пары фаза РФ линейно зависит от дискретного времени n, а у второй пары РФ фаза постоянна. Такое разбиение унифицирует алгоритм обработки, поскольку вне зависимости от порядкового номера ПКФ для его оценки используется один и тот же способ. Алгоритм, использующий первую

пару, будем в дальнейшем называть алгоритмом 1, а вторую пару – алгоритмом 2.

С целью определения качества предлагаемых алгоритмов, а также их сравнения с КФФ-алгоритмом, который считается лучшим для рассматриваемой задачи, использовалось математическое моделирование. Для моделирования был выбран сигнал, предложенный в [19], с ПКФ равными $a_0 = 1$, $a_1 = 0.125\pi$, $a_2 = 0.05$, $a_3 = 0.0001$ и амплитудой $A_0 = 1$. На рис. 1 приведены зависимости среднеквадратической ошибки в децибелах для оценок ПКФ $\hat{a}_0, \hat{a}_1, \hat{a}_2, \hat{a}_3$ от отношения сигнал/шум (ОСШ) $q^2 = A_0^2 / P_w$. Излом на графиках соответствует пороговому значению ОСШ, которое разделяет области многозначности и однозначности оценок. Характеристики оценки ПКФ $\hat{A}_0$ на рисунках отсутствуют. Длительность сигнала была выбрана равной $N = 511$, причем середина сигнала соответствовала началу отсчета дискретного времени $n \in \left[-(N-1)/2, (N-1)/2\right]$. Количество статистических испытаний при моделировании было выбрано равным $K = 1000$. На рисунках также приведены графики нижней ГКР, которые определены в Приложении.

Как следует из рисунка, алгоритм 1 значительно превосходит по качеству алгоритм 2. Причиной этого является высокий уровень шумов, возникающих при формировании РФ вследствие большого количества комбинационных шумовых компонент. Так, например, при оценке старшего ПКФ и использовании РФ $zz_A^{(3)}(n; 0, \tau)$ количество комбинационных шумовых компонент $K_w = \left(2^4 - 1\right) = 15$, а при использовании РФ $zz_B^{(3)}(n; \tau, 2\tau)$ их количество увеличивается до $K_w = \left(2^6 - 1\right) = 63$. Алгоритм 1 по сравнению с КФФ-алгоритмом проигрывает последнему в пороговом значении ОСШ, при котором среднеквадратическая ошибка становится сравнимой с ГКР. У КФФ-алгоритма, как следует из рисунка, $q^2 = -3$ дБ, в то время как у алгоритма 1 $q^2 = 2$ дБ. Однако при $q^2 \geq 2$ дБ точность оценки ПКФ для обоих алгоритмов примерно одинакова и близка к ГКР.

Оценка ПКФ сигнала с кубической ЧМ. Найдем РФ для сигнала с $P = 4$. Поскольку старшая степень фазового полинома – четное число,

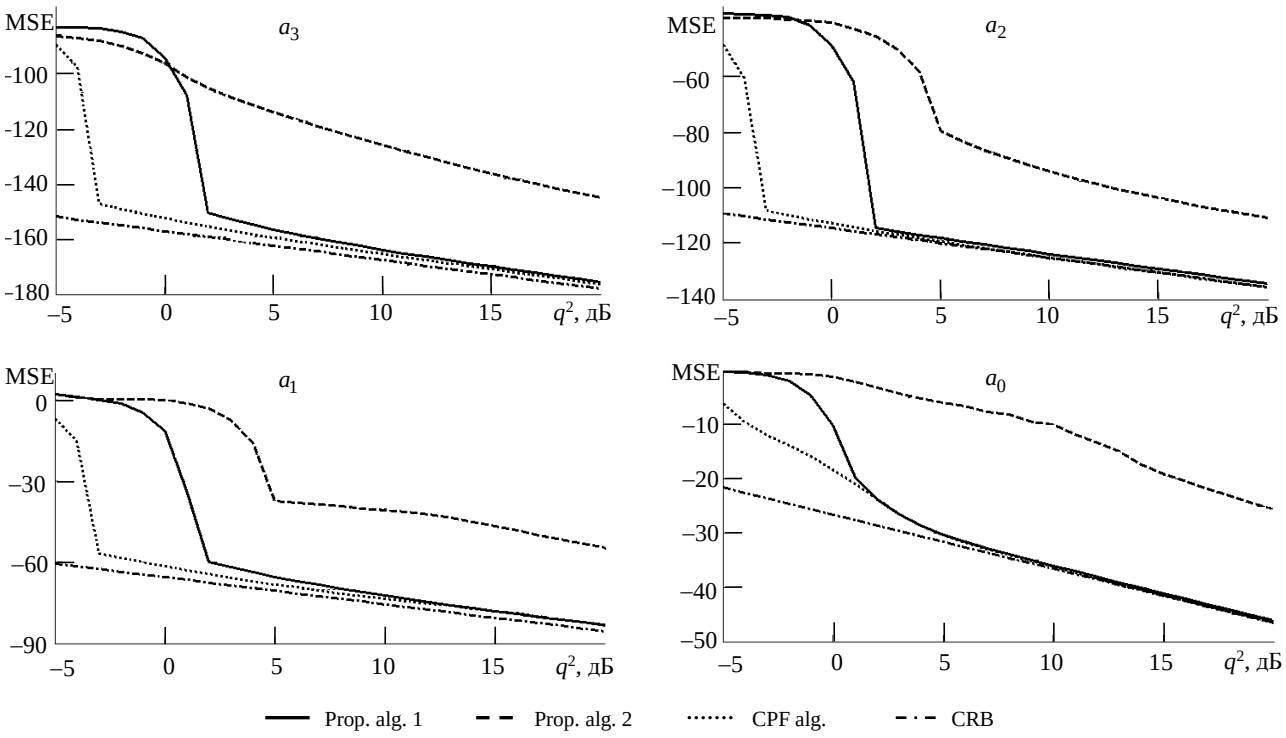


Рис. 1. Среднеквадратическая ошибка оценки ПКФ для сигнала с $P = 3$

Fig. 1. MSE of the polynomial phase coefficient estimates for a signal with $P = 3$

в случае А $Q=3$. Тогда система уравнений для вычисления неизвестных N_0, N_1, N_2:

$$\begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ \tau_0^2 & \tau_1^2 & \tau_2^2 \\ \tau_0^4 & \tau_1^4 & \tau_2^4 \end{pmatrix}\begin{pmatrix} N_0 \\ N_1 \\ N_2 \end{pmatrix}=\begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ X \end{pmatrix}.$$

Решение системы при $X=\left(\tau_2^2-\tau_0^2\right)\left(\tau_2^2-\tau_1^2\right)$ имеет вид

$$N_0=\frac{\tau_2^2-\tau_1^2}{\tau_1^2-\tau_0^2}, N_1=-\frac{\tau_2^2-\tau_0^2}{\tau_1^2-\tau_0^2}, N_2=1.$$

Полагая $\tau_0=0, \tau_1=\tau, \tau_2=2\tau,$ получим $N_0=3, N_1=-4, N_2=1.$ Тогда РФ

$$zz_A^{(4)}(n;0,\tau)=z(n-2\tau)z(n+2\tau)\times \times\left[z^*(n-\tau)z^*(n+\tau)\right]^4\left[z(n)\right]^6.$$

Действуя аналогично, в случае Б получим:

$$zz_B^{(4)}(n;\tau,2\tau)= =z(n-2\tau)z(n+2\tau)\left[z^*(n-\tau)z^*(n+\tau)\right].$$

Найденные РФ следует присоединить к группам, определенным ранее:

$$\left[zz_B^{(4)}, zz_A^{(3)}, zz_B^{(2)}\right] \text{ и } \left[zz_A^{(4)}, zz_B^{(3)}, zz_A^{(2)}\right].$$

С целью определения качества предлагаемых алгоритмов, а также их сравнения с ФНВП-алгоритмом для моделирования был выбран сигнал со значениями ПКФ $a_0=0,\ a_1=5.25\cdot10^{-2},$ $a_2=7.32\cdot10^{-4}, a_3=2.36\cdot10^{-6}, a_4=2\cdot10^{-8}$ и амплитудой $A_0=1.$ На рис. 2 приведены зависимости среднеквадратической ошибки в децибелах для оценок ПКФ $\hat{a}_0, \hat{a}_1, \hat{a}_2, \hat{a}_3, \hat{a}_4$ и амплитуды $\hat{A}_0$ от ОСШ. Длительность сигнала была выбрана равной $N=513.$ Середина сигнала соответствовала началу отсчета дискретного времени $n\in\left[-(N-1)/2,(N-1)/2\right]$. Количество статистических испытаний при моделировании было выбрано равным $K=1000$. На рисунках также приведены графики нижней ГКР. В силу того, что количество шумовых комбинационных компонент у РФ $zz_B^{(4)}(n;\tau,2\tau)$ равно $K_w=\left(2^4-1\right)=15,$ против

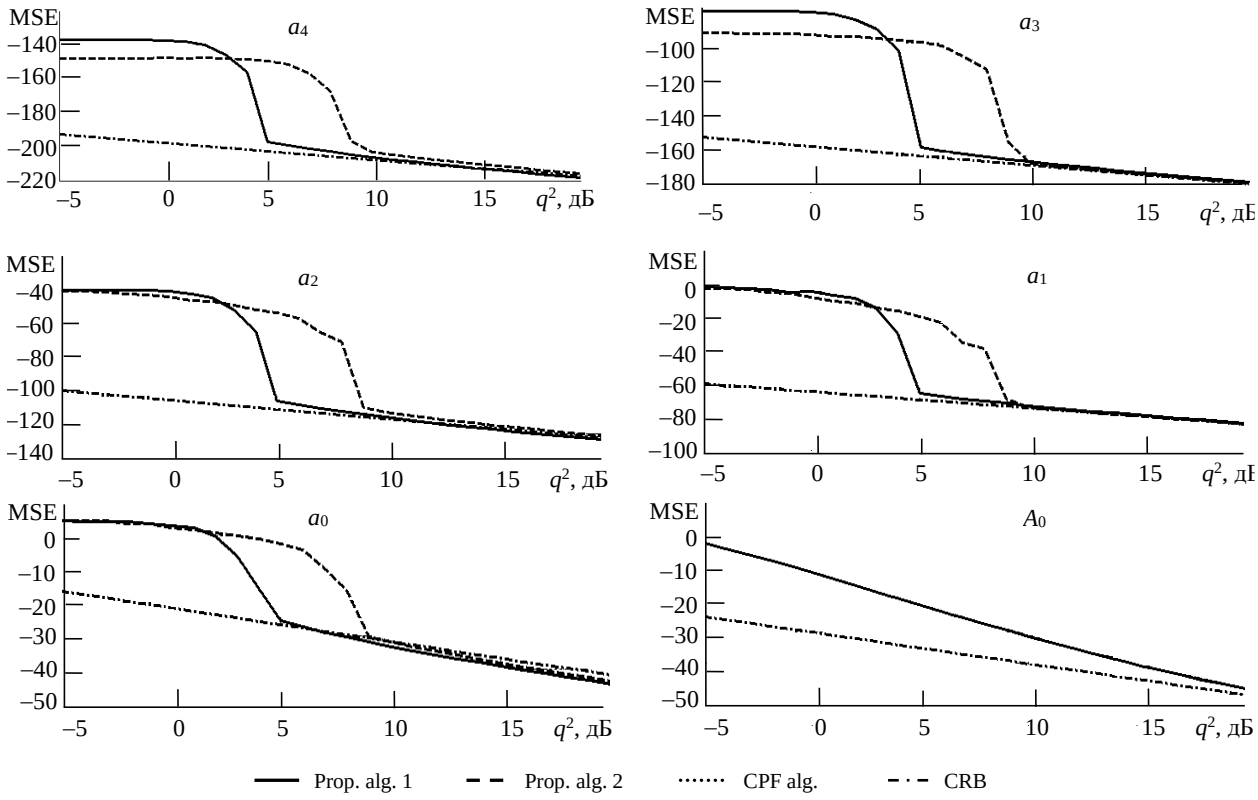


Рис. 2. Среднеквадратическая ошибка оценки ПКФ для сигнала с $P=4$

Fig. 2. MSE of the polynomial phase coefficient estimates for a signal with $P=4$

$K_w = \left(2^{22} - 1\right) = 4\,194\,303$ у РФ $zz_A^{(4)}(n;0,\tau)$, алгоритм 2 не рассматривался. Алгоритм 1 показал очень хорошие результаты. Его пороговое ОСШ $q^2 = 5$ дБ против $q^2 = 9$ дБ у ФНВП-алгоритма. Среднеквадратическая ошибка алгоритма 1 близка к ГКР. Таким образом, предлагаемый алгоритм может быть использован для оценки ПКФ сигналов с полиномиальным законом фазовой модуляции.

Заключение. В статье предложен алгоритм оценки коэффициентов фазы сигнала с полиномиальным законом фазовой модуляции произвольного порядка. Введено понятие решающей функции, которая получается из исходного сигнала и рассчитывается таким образом, чтобы ее фаза содержала только моном первого порядка с коэффициентом, равным старшему коэффициенту фазового полинома сигнала. Благодаря этому в предлагаемом алгоритме при поиске оценок используются алгоритмы быстрого вычисления дискретного преобразования Фурье. По сравнению с известным алгоритмом, основанным на вычислении функций неопределенности высокого порядка – HAF-алгоритмом, синтезированный алгоритм дает оценки лучшего качества.

Это объясняется тем, что количество комбинационных шумовых компонент, порождаемых в процессе вычисления решающих функций, в синтезированном алгоритме значительно меньше, чем у HAF-алгоритма. Методом математического моделирования показано, что получаемые оценки полиномиальных коэффициентов являются асимптотически эффективными.

Приложение. Границы Крамера–Рао для ПКФ

Вычислим ГКР для дисперсии ошибок ПКФ. Логарифм функции правдоподобия (ЛФП) выборки сигнала $z(n), n \in \left[-(N-1)/2, (N-1)/2\right]$ в рассматриваемом случае равен:

$$L\left(A_0, a_p, p \in [0,P]; z(n), n \in \left[-\frac{N-1}{2}, \frac{N-1}{2}\right]\right) =$$

$$= \text{const} - \frac{1}{P_w}\sum_n \left| z(n) - A_0 \exp\left[i \sum_{p=0}^{P} a_p n^p \right] \right|^2 .$$

Дважды дифференцируя ЛФП по оцениваемым параметрам и усредняя по шумам, несложно получить информационную матрицу Фишера, которую удобно переписать в блочном виде:

$$F = 2Nq^2 \begin{pmatrix} 1/2A_0^2 & 0 & 0 \\ 0 & S_{\text{E}} & 0 \\ 0 & 0 & S_{\text{O}} \end{pmatrix},$$

где

$$S_{\text{E}} = \begin{pmatrix} s_0 & s_2 & s_4 & \cdots \\ s_2 & s_4 & s_6 & \cdots \\ s_4 & s_6 & s_8 & \cdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots \end{pmatrix}, S_{\text{O}} = \begin{pmatrix} s_2 & s_4 & s_6 & \cdots \\ s_4 & s_6 & s_8 & \cdots \\ s_6 & s_8 & s_{10} & \cdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots \end{pmatrix}$$

и $s_0 = 1, s_{2m} = 2N^{-1} \sum_{k=1}^{(N-1)/2} k^{2m}, m = 1,2,\ldots.$

Матрица S_{E} соответствует четным ПКФ, матрица S_{O} – нечетным ПКФ. Для вычисления ГКР необходимо обратить матрицу *F*. Однако несмотря на блочный вид сделать это без упрощений затруднительно, поскольку значения элементов матриц S_{E} и S_{O} быстро растут с увеличением их индексов при большом размере выборки *N*, и эти матрицы становятся плохо обусловленными. В связи с этим сначала определим асимптотическое значение элементов $s_{2m}(m = 1,2,\ldots)$ при больших *N*, а затем представим матрицы S_{E} и S_{O} в виде, удобном для обращения.

Асимптотическое значение элементов $s_{2m}(m = 1,2,\ldots)$ при больших *N* можно вычислить, заменив сумму в уравнении для этих элементов на интеграл:

$$s_{2m} = \frac{2}{N}\int_0^{\frac{N-1}{2}} x^{2m} dx = \frac{2}{N}\frac{(N-1)^{2m+1}}{2^{2m+1}(2m+1)} \approx$$

$$\approx \left(\frac{N}{2}\right)^{2m} \frac{1}{2m+1}, m = 1,2,\ldots.$$

Тогда матрицы S_{E} и S_{O} можно представить в виде матричных произведений:

$$S_{\text{E}} = D_{\text{E}} M_{\text{E}} D_{\text{E}}; S_{\text{O}} = D_{\text{O}} M_{\text{O}} D_{\text{O}},$$

где $D_{\text{E}} = \text{diag}\left[1, (N/2)^2, (N/2)^4, (N/2)^6, \ldots\right]$ и

$D_{\mathrm{O}} = \mathrm{diag}\left[(N/2)^1,\ (N/2)^3,\ (N/2)^5,\ \ldots \right]$ – диагональные матрицы;

$$M_{\mathrm{E}} = \begin{pmatrix} 1 & 1/3 & 1/5 & \ldots \\ 1/3 & 1/5 & 1/7 & \ldots \\ 1/5 & 1/7 & 1/9 & \ldots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots \end{pmatrix},\ M_{\mathrm{O}} = \begin{pmatrix} 1/3 & 1/5 & 1/7 & \ldots \\ 1/5 & 1/7 & 1/9 & \ldots \\ 1/7 & 1/9 & 1/11 & \ldots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots \end{pmatrix}.$$

Полученные представления матриц S_{E} и S_{O} позволяют без труда и точно найти обратную матрицу:

$$F^{-1} = \frac{1}{2Nq^2} \begin{pmatrix} 2A_0^2 & 0 & 0 \\ 0 & S_{\mathrm{E}}^{-1} & 0 \\ 0 & 0 & S_{\mathrm{O}}^{-1} \end{pmatrix}.$$

Таким образом, задача о вычислении ГКР решена. Так в случае сигнала с квадратическим законом ЧМ, полагая $P = 3$, получим:

$$\sigma_A^2 = A_0^2 \big/ \left(Nq^2\right);$$
$$\sigma_0^2 \approx 1.125 \big/ \left(Nq^2\right);\ \sigma_1^2 \approx 37.5 \big/ \left(N^3q^2\right);$$
$$\sigma_2^2 \approx 90 \big/ \left(N^5q^2\right);\ \sigma_3^2 \approx 1400 \big/ \left(N^7q^2\right).$$

Для ПФМ-сигнала с $P = 4$ соответствующие среднеквадратические ошибки равны:

$$\sigma_A^2 = A_0^2 \big/ \left(Nq^2\right), \qquad \sigma_0^2 \approx 3.515625 \big/ \left(Nq^2\right),$$
$$\sigma_1^2 \approx 75 \big/ \left(N^3q^2\right), \qquad \sigma_2^2 \approx 2205 \big/ \left(N^5q^2\right),$$
$$\sigma_3^2 \approx 2800 \big/ \left(N^7q^2\right), \quad \sigma_4^2 \approx 44\,100 \big/ \left(N^9q^2\right).$$

Список литературы

1. Brcich R. F., Zoubir A. M. The use of the DPT in passive acoustic aircraft flight parameter estimation // Proc. IEEE Conf. Speech Image Technol. for Comput. Telecommun. Brisbane, Australia, 4 Dec. 1997. Vol. 2. P. 819–822. doi: 10.1109/tencon.1997.648549

2. Morelli M. Doppler-rate estimation for burst digital transmission // IEEE Trans. Commun. 2002. Vol. 50, № 5. P. 707–710. doi: 10.1109/tcomm.2002.1006551

3. Lu K., Liu X. Enhanced visibility of maneuvering targets for high-frequency over-the-horizon radar // IEEE Trans. Antennas Propag. Jan. 2005. Vol. 53, № 1. P. 404–411. doi: 10.1109/tap.2004.838780

4. High-resolution ISAR imaging of maneuvering targets by means of the range instantaneous Doppler technique: Modeling and performance analysis / F. Berizzi, E. D Mese., M. Diani, M. Martorella // IEEE Trans. Image Process. 2001. Vol. 10, № 12. P. 1880–1890. doi: 10.1109/83.974573

5. Wang Y., Jiang Y. Inverse synthetic aperture radar imaging of maneuvering target based on the product generalized cubic phase function // IEEE Geosci. Remote Sens. Lett. 2011. Vol. 8, № 5. P. 958–962. doi: 10.1109/lgrs.2011.2143387

6. ISAR imaging of targets with complex motion based on discrete chirp Fourier transform for cubic chirps / L. Wu, X. Wei, D. Yang, H. Wang, X. Li // IEEE Trans. Geosci. Remote Sens. 2012. Vol. 50, № 10. P. 4201–4212. doi: 10.1109/tgrs.2012.2189220

7. Diagnosis of induction motor faults in time-varying conditions using the polynomial-phase transform of the current / M. Pineda-Sanchez, M. Riera-Guasp, J. Roger-Folch, J. A. Antonino-Daviu, J. Perez-Cruz, R. Puche-Panadero // IEEE Trans. Ind. Electron. 2011. Vol. 58, № 4. P. 1428–1439. doi: 10.1109/tie.2010.2050755

8. Robust acoustic positioning for safety applications in underground mining / R. Pfeil, M. Pichler, S. Schuster, F. Hammer // IEEE Trans. Instrum. Meas. 2015. Vol. 64, № 11. P. 2876–2888. doi: 10.1109/tim.2015.2433631

9. Abatzoglou T. J. Fast maximum likelihood joint estimation of frequency and frequency rate // IEEE Trans. on Aerosp. and Electron. Syst. 1986. Vol. AES-22, iss. 6. P. 708–715. doi: 10.1109/taes.1986.310805

10. Djuric P. M., Kay S. M. Parameter estimation of chirp signals // IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Process. 1990. Vol. 38, iss. 12. P. 2118–2126. doi: 10.1109/29.61538

11. Kitchen J. A method for estimating the coefficients of a polynomial phase signal. Signal Process., 1994. Vol. 37, № 3. P. 463–470. doi: 10.1016/0165-1684(94)90012-4

12. Peleg S., Friedlander B. The discrete polynomial-phase transform // IEEE Trans. Signal Process., 1995. Vol. 43, № 8. P. 1901–1914. doi: 10.1109/78.403349

13. Djurovic I., Stankovic L. Quasi-maximum-likelihood estimator of polynomial phase signals // IET Signal Process. 2013. Vol. 8, № 4. P. 347–359. doi: 10.1049/iet-spr.2013.0104

14. Liu S., Ma Y., Shan T. Segmented discrete polynomial-phase transform with coprime sampling // The J. of Engineering. 2019. Vol. 2019, № 19. P. 5619–5621. doi: 10.1049/joe.2019.0312

15. A sparse decomposition-based algorithm for estimating the parameters of polynomial phase signals / G. Ou, P. Zhao, S. Liu, G. Liu // IEEE Access. 2019. Vol. 7. P. 20432–20441. doi: 10.1109/ACCESS.2019.2896629

16. Madsen N., Cao S. Finite-difference algorithm for polynomial phase signal parameter estimation // IEEE Trans. on Aerosp. and Electron, 2020. Syst. Vol. 56, № 1. P. 57–66. doi: 10.1109/taes.2019.2910981

17. Djurović I., Simeunović M., Wang P. Cubic phase function: a simple solution to polynomial phase signal analysis // J. Article, Signal Process. 2017. Vol. 135, № 6. P. 48–66. doi: 10.1016/j.sigpro.2016.12.027

18. Peleg S., Porat B. Estimation and classification of signals with polynomial phase // IEEE Trans. Inform. Theory. Mar. 1991. Vol. 37, № 2. P. 422–430. doi: 10.1109/18.75269

19. O'Shea P. A new technique for instantaneous frequency rate estimation // IEEE Signal Process. Lett. 2002. Vol. 9, № 8. P. 251–252. doi: 10.1109/lsp.2002.803003

20. O'Shea P. A fast algorithm for estimating the parameters of a quadratic FM signal // IEEE Trans. Signal Process. 2004. Vol. 52, № 2. P. 385–393. doi: 10.1109/tsp.2003.821097

21. Porat B., Friedlander B. Asymptotic statistical analysis of the high order ambiguity function for parameter estimation of polynomial phase signals // IEEE Trans. on Information Theory. 1996. Vol. 42, № 3. P. 995–1001. doi: 10.1109/18.490563

Информация об авторе

Монаков Андрей Алексеевич – доктор технических наук (2000), профессор (2005) кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. Почетный машиностроитель РФ (2005), почетный работник высшего профессионального образования РФ (2006). Автор более 150 научных работ. Сфера научных интересов – цифровая обработка сигналов; радиолокация; исследование природных сред радиотехническими методами; управление воздушным движением.
Адрес: Институт радиотехники, электроники и связи, Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, ул. Большая Морская, д. 67а, Санкт-Петербург, 190000, Россия
E-mail: a_monakov@mail.ru
https://orcid.org/0000-0003-4469-0501

References

1. Brcich R. F., Zoubir A. M. The use of the DPT in passive acoustic aircraft flight parameter estimation. In Proc. IEEE Conf. Speech Image Technol. for Comput. Telecommun. 1997, vol. 2, pp. 819–822. doi: 10.1109/tencon.1997.648549

2. Morelli M. Doppler-rate estimation for burst digital transmission. IEEE Trans. Commun. 2002, vol. 50, no. 5, pp. 707–710. doi: 10.1109/tcomm.2002.1006551

3. Lu K., Liu X. Enhanced visibility of maneuvering targets for high-frequency over-the-horizon radar. IEEE Trans. Antennas Propag. Jan. 2005, vol. 53, no. 1, pp. 404–411. doi: 10.1109/tap.2004.838780

4. Berizzi F., Mese E. D., Diani M., Martorella M. High-resolution ISAR imaging of maneuvering targets by means of the range instantaneous Doppler technique: Modeling and performance analysis. IEEE Trans. Image Process. 2001, vol. 10, no. 12, pp. 1880–1890. doi: 10.1109/83.974573

5. Wang Y., Jiang Y. Inverse synthetic aperture radar imaging of maneuvering target based on the product generalized cubic phase function. IEEE Geosci. Remote Sens. Lett. 2011, vol. 8, no. 5, pp. 958–962. doi: 10.1109/lgrs.2011.2143387

6. Wu L., Wei X., Yang D., Wang H., Li X. ISAR imaging of targets with complex motion based on discrete chirp Fourier transform for cubic chirps. IEEE Trans. Geosci. Remote Sens. 2012, vol. 50, no. 10, pp. 4201–4212. doi: 10.1109/tgrs.2012.2189220

7. Pineda-Sanchez M., Riera-Guasp M., Roger-Folch J., Antonino-Daviu J. A., Perez-Cruz J., Puche-Panadero R. Diagnosis of induction motor faults in time-varying conditions using the polynomial-phase transform of the current. IEEE Trans. Ind. Electron. 2011, vol. 58, no. 4, pp. 1428–1439. doi: 10.1109/tie.2010.2050755

8. Pfeil R., Pichler M., Schuster S., Hammer F. Robust acoustic positioning for safety applications in underground mining. IEEE Trans. Instrum. Meas. 2015, vol. 64, no. 11, pp. 2876–2888. doi: 10.1109/tim.2015.2433631

9. Abatzoglou T. J. Fast maximum likelihood joint estimation of frequency and frequency rate. IEEE Trans. on Aerosp. and Electron. Syst. 1986, vol. AES-22, iss. 6, pp. 708–715. doi: 10.1109/taes.1986.310805

10. Djuric P. M., Kay S. M. Parameter estimation of chirp signals. IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Process. 1990, vol. 38, iss. 12, pp. 2118–2126. doi: 10.1109/29.61538

11. Kitchen J. A method for estimating the coefficients of a polynomial phase signal. Signal Process. 1994, vol. 37, no. 3, pp. 463–470. doi: 10.1016/0165-1684(94)90012-4

12. Peleg S., Friedlander B. The discrete polynomial-phase transform. IEEE Trans. Signal Process. 1995, vol. 43, no. 8, pp. 1901–1914. doi: 10.1109/78.403349

13. Djurović I., Stanković L. Quasi-maximum-likelihood estimator of polynomial phase signals. IET Signal Process. 2013, vol. 8, no. 4, pp. 347–359. doi: 10.1049/iet-spr.2013.0104

14. Liu S., Ma Y., Shan T. Segmented discrete polynomial-phase transform with coprime sampling. 2019, vol. 2019, no 19, p. 5619–5621. doi: 10.1049/joe.2019.0312

15. Ou G., Zhao P., Liu S., Liu G. A sparse decomposition-based algorithm for estimating the parameters of polynomial phase signals. IEEE Access. 2019, vol. 7, pp. 20432–20441. doi: 10.1109/ACCESS.2019.2896629

16. Madsen N., Cao S. Finite-difference algorithm for polynomial phase signal parameter estimation. IEEE Trans. on Aerosp. and Electron. Syst. 2020, vol. 56, no. 1, pp. 57–66. doi: 10.1109/taes.2019.2910981

17. Djurović I., Simeunović M., Wang P. Cubic phase function: a simple solution to polynomial phase signal analysis. Signal Process. 2017, vol. 135, no. 6, pp. 48–66.

doi: 10.1016/j.sigpro.2016.12.027

18. Peleg S., Porat B. Estimation and classification of signals with polynomial phase. IEEE Trans. Inform. Theory. Mar. 1991, vol. 37, no. 2, pp. 422–430. doi: 10.1109/18.75269

19. O'Shea P. A new technique for instantaneous frequency rate estimation. IEEE Signal Process. Lett. Aug. 2002, vol. 9, no. 8, pp. 251–252. doi: 10.1109/lsp.2002.803003

20. O'Shea P. A fast algorithm for estimating the parameters of a quadratic FM signal. IEEE Trans. Signal Process. Feb. 2004, vol. 52, no. 2, pp. 385–393. doi: 10.1109/tsp.2003.821097

21. Porat B., Friedlander B. Asymptotic statistical analysis of the high order ambiguity function for parameter estimation of polynomial phase signals. IEEE Trans. on Information Theory. May 1996, vol. 42, no 3, pp. 995–1001. doi: 10.1109/18.490563

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 190000, Russia

E-mail: a_monakov@mail.ru

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

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

UDC 621.396.99 Original article

https://doi.org/10.32603/1993-8985-2020-23-5-37-45

Probability of Pulse Overlap as a Quantitative Indicator of Signal Environment Complexity

Alexey S. Podstrigaev[1], Andrey V. Smolyakov[1]✉, Igor V. Maslov[2]

[1]Saint Petersburg Electrotechnical University, St Petersburg, Russia

[2]EvoCo Inc., 1-24-16 Sasazuka, Shibuya-ku, Tokyo, Japan

✉ andreismolyakow@gmail.com

Abstract

Introduction. Simultaneous operation of numerous sources of radio emission form complex signal environment. Different devices with the common name "wideband analyzers" (WBA) are widely used to analyze and to control such environment. There is currently a need for developing the quantitative characteristics of a complex signal environment, which will make it possible to predict the stability of the WBA operation.

Aim. The development of the indicator of the signal environment complexity, which will make possible the quantitative assessment of such environment.

Materials and methods. To provide the desired indicator, simulation and mathematical tools for random events description are used. All calculations are performed using MatLab.

Results. The principles of disturbances in the WBA receiver and algorithmic errors in the processing of overlapped signals are described. To quantify the "complexity" of the signal environment it is proposed to use the probability that pulses from several sources overlap in time. This allows one to compare signal environments with each other. The new analytical expression for estimating the pulse overlap probability is proposed. Functions of the pulse overlap probability from the complex signal environment parameters were obtained.

Conclusion. According to the comparative analysis of the calculations using proposed analytical expression and simulation, the new expression allows one to achieve the calculation speed up to 6 orders of magnitude higher with an error below 7% compared to the simulation. The high performance of the calculations using the proposed expression allows one to simulate the complex signal environment in dynamics more efficiently.

Keywords: complex signal environment, wideband signal analysis, pulse overlap probability, pulse sequences overlap, pulse trains overlap, signal environment analysis

For citation: Podstrigaev A. S., Smolyakov A. V., Maslov I. V. Probability of Pulse Overlap as a Quantitative Indicator of Signal Environment Complexity. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2020, vol. 23, no. 5, pp. 37–45. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-5-37-45

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

Submitted 26.06.2020; accepted 14.08.2020; published online 25.11.2020

Introduction. Modern means of communication, navigation, radiolocation, and radio control solve a wider range of tasks in everyday life beginning with road traffic control and ending with the smart house [1–3]. The necessity of simultaneous operation of various radio-electronic devices has led to the expansion of the frequency range in use. In order to improve the electromagnetic compatibility (EMC), the number of the used signal types has also increased. However, even with all these measures having been taken, very often EMC is not reliably provided in practice. All these factors lead to the formation of a complex signal environment. Therefore, wideband analyzers (WBA) are used as practical means that help analyze and control the signal environment. Such devices must solve the problems of detection and discrimination of signals from various sources with parameters that overlap in time and frequency domains. For this purpose, it is necessary to measure the parameters of each received pulse, such as carrier frequency, pulse width, amplitude, time of arrival (TOA), and direction of arrival (DOA) [4, p. 317, 5].

© Podstrigaev A. S., Smolyakov A. V., Maslov I. V., 2020

Контент доступен по лицензии Creative Commons Attribution 4.0 License
This work is licensed under a Creative Commons Attribution 4.0 License

Many sources use pulsed signals that often have a burst structure. Pulses from different sources inevitably overlap in time in the complex signal environment, which can disrupt the normal functioning of the WBA. Such overlaps affect the operation of both the analog and digital paths of these devices.

WBA receive path disturbances. WBA can be built based on a single-channel scanning superheterodyne receiver with a digital signal processing (DSP) device. The instantaneous signal reception and processing bandwidth of such receiver, as a rule, does not exceed 1 GHz. Pulses with the close carrier frequency overlapped in the receiver can cause interference in intermodulation receiving channels [6]. Moreover, mixers and amplifiers of the receiver fail to work properly in linear mode at the high input power. As a result, a wide ensemble of additional harmonics is formed at their output.

WBA also can be built according to a multi-channel scheme. In this case, digital analysis is performed either in all channels simultaneously or in one of the channels. At the same time, in order to increase the sensitivity of such system, the input wideband radio frequency amplifier common to all channels is routinely used. For the aforementioned reasons, even greater number of spurious harmonics appears in the amplifier. These harmonics go further to digital processing.

The third WBA implementation is based on the instantaneous digitization of a broad frequency band (up to 18 GHz) using monobit analog-to-digital converters (ADC) [7–10] or undersampling technology [11–13]. With this approach, the problems arising in the analog path are eliminated. However, with a strong input signal, harmonic components are similarly formed at the ADC output. Along with that, monobit ADCs rarely allow distinguishing time-overlapped signals. With regards to analyzers with undersampling, the problem of separating the pulse sequences folded to the first Nyquist zone from all the zones has to be solved. This is an even more difficult task than the pulse sequences deinterleaving in traditional DSP methods.

In all these cases, predicting the frequencies of spurious harmonics is virtually impossible, so they cannot be excluded from processing.

Another problem that arises in the complex signal environment is the reception of powerful out-of-band signals. In this case, in addition to the occurrence of the spurious harmonics in the reception band, a sensitive input amplifier can be damaged. Another effect is the decrease of sensitivity of the WBA due to the operation of the automatic gain control system (if it is used).

WBA DSP device disturbances. Even without the above described effects, the overlap of the pulses makes it difficult to measure their width, amplitude, and DOA. Therefore, a number of algorithms have been designed whose purpose is to eliminate these difficulties.

The algorithm described in [14] allows to detect and to measure the TOA, width, and amplitude of several time-overlapped pulses. This algorithm remains operational at low signal-to-noise ratios (SNR). However, signal detection in the WBA is performed in hard real-time conditions. Execution of the algorithm presented in [14] under such conditions, according to the authors, will require the WBA to be equipped with high-performance central processor unit and graphic accelerators for the implementation of parallel computing. Such equipment significantly increases the complexity, cost, power consumption, and the overall dimensions of the WBA.

If the time-overlapped pulses have close carrier frequencies, which is likely in conditions of high radio band load [15], their analysis in the frequency domain will also be significantly more difficult [5]. A literature review conducted by the authors of this paper could not identify works that would offer suitable for the WBA solutions to the problem of measuring the parameters of the pulses overlapped in both time and frequency domains. In [16, 17], this problem is solved with application to radars that operate in a narrow frequency band with a priori known information about the receiving signals. In [18], an algorithm is described for separating the overlapped in the time and frequency domains responses on the radar probing signal. This algorithm is based not on digital processing of the received signal, but on the beamforming in the radar antenna; it cannot be used in the WBA for the same reason as the previously mentioned ones.

One of the tasks of the broadband frequency analysis is to determine which of the received pulses belongs to a specific source. Omissions, as well as incorrect measurements of the parameters of the pulses can significantly complicate the operation of the algorithms that solve these problems. There are a few algorithms that take this factor into account. For example, the algorithm described in [19] allows determining the pulse repetition intervals (PRI) in four overlapped pulse sequences with an error below 2.5 %, even if 25 % of the pulses in these sequences were missed. However, the implementation of mathemati-

cal operations required by this algorithm in the modern real-time systems will be extremely difficult. The computational complexity of the algorithm described in [20] is lower, but, according to its authors, the performance of this algorithm rapidly degrades with the increasing proportion of the missed pulses. Thus, even at 5 % of the omissions, the algorithm incorrectly classifies more than 10 % of the pulses.

Considering the above discussion, it can be concluded that the pulse time-overlap in the input of the WBA receiver leads to negative consequences for both the analog receiver and the digital signal processing device. The effectiveness of the WBA functioning in the complex signal environment is significantly deteriorating. Therefore, there exists a need for a quantitative assessment of the signal environment "complexity". As the means of such an assessment, we propose the use of the probability of the time overlap of the pulses coming from several sources. The use of such quantitative indicator will make it possible to predict the stability of the WBA operation, as well as to compare various signal environments.

Determination of the pulse overlap probability. The probability that the pulses from *n* sources overlap in time is a function of these sources' signal parameters, i. e.

$P = f\left(\tau_1,\ldots,\tau_n,T_1,\ldots,T_n,\tau_1',\ldots,\tau_n',T'_1,\ldots,T'_n,\varphi_1,\ldots,\varphi_n\right)$,

where n – the number of sources considered; τ_i – pulse width of the *i*-th source; T_i – PRI of the *i*-th source; τ_i' – pulse burst width of the *i*-th source radiated in the WBA direction; T_i' – pulse burst repetition interval of the *i*-th source radiated in the WBA direction; φ_i – the initial phase of the *i*-th source signal. The described signal structure is shown in Fig. 1.

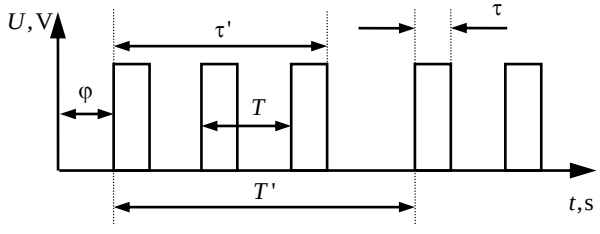


Fig. 1. Burst signal structure

The vectors of the sources' signal parameters $\left(\tau_i,T_i,\tau_t',T_i',\varphi_i\right)$ are independent, but the joint probability densities of the elements of these vectors are unknown. The nature of the functional dependence itself, which connects the probability P with the indicated parameters of the signals, is also unknown. This makes it impossible to determine the statistical characteristics of the probability P.

At the same time, the parameters of the signal are largely determined by the tasks solved by its source and by the underlying internal structure of that source [21]. Therefore, the radical changes in the signal parameters during the operation of its source in one mode are extremely unlikely. Consequently, the variances of the signal parameters within one mode of its source operation will be small. Taking this into account, it would be a reasonable assumption to replace each of the considered sources having the signal structure described by a random parameter vector $\left(\tau,T,\tau',T',\varphi\right)$ with the source having the signal structure described by a deterministic parameter vector $\left(\overline{\tau},\overline{T},\overline{\tau}',\overline{T}'\right)$ and a random initial phase φ. In doing so, the average values of the elements of the vector of random signal parameters can be used as the elements of the vector of deterministic parameters.

However, when predicting the potential signal environment, an accurate description of the signal in one or another mode of its source operation is usually unknown. Therefore, to provide the possibility to determine the probability P, it is useful to characterize the signal by its average duty cycle

$$\overline{R}_i = \frac{\overline{\tau}_i'}{\overline{T}_i'} \cdot \frac{\overline{\tau}_i}{\overline{T}_i}.$$

In the rest of this paper, for the convenience of writing the formulae, we omit the averaging signs of the parameters τ,T,τ',T',R_i, always implying the use of the averaged values of these parameters. The average duty cycle of the pulse sequences τ_i / T_i depends on the type and the operation mode of its source and can be estimated from the information contained in the reference literature or from the available data about a similar source.

If the pulses are emitted in bursts (for example, by radar), the average duty cycle of the pulse bursts' sequences τ_i' / T_i' depends on the scan pattern used by the radar. For example, in the case of a circular scan in the azimuthal plane, this value can be defined as $\alpha / \Delta\alpha$, where α is the radar antenna beamwidth and $\Delta\alpha$ is the width of the radar scan area in this plane.

Thus, the function of the pulse time-overlap probability P can be represented as

$$P = f\left(R_1,\ldots,R_n,\varphi_1,\ldots,\varphi_n\right).$$

Nevertheless, even with all the assumptions made, the problem of analytical determination of the proba-

bility P has not been significantly simplified. The probability density functions of the signal initial phases $W_{\varphi i}(x)$ are still unknown, as well as the nature of the function f. Moreover, the estimation of the statistical characteristics of the random vector of the signal initial phases $(\varphi_1, \varphi_2, ..., \varphi_n)$ is impossible, because these phases depend on the circumstances of the particular situation in which the signal sources are used, their relative position, the actions of the operators, as well as many other factors, accurate prediction of which is impossible.

We can conclude, therefore, that the analytical calculation of the probability P, when considering it as a function of random variables, is not possible. This leads to the need of finding another way to solve the problem at hand.

Methods. The first and the obvious way is to simulate the simultaneous operation of several signal sources multiple times with different values of the vector $\vec{\varphi}$, and then to average the results. In this case, the signals are replaced with periodic sequences of unipolar pulses having the same duty cycle. The initial phases φ_i of the signals vary from 0 to $(1/R_i)\tau_x$, where τ_x is any positive number assumed to be the same for all the sources under consideration and changing with a fixed step $\Delta\varphi$. In the process of the described simulation, the following sequence of actions should be implemented as an iterative procedure:

1. A certain specified combination of the signal initial phases is set.

2. A long-time simulation of their simultaneous operation is carried out, and the intervals of the pulse overlaps are determined.

3. The probability of the pulse overlap is determined, and the next specified combination of the signal initial phases is set.

After many iterations, the arithmetic average of the found probability values is calculated.

The time required to complete such simulation can be approximately calculated using the formula

$$T \approx t_0 n_\varphi^{-(N-1)}, \qquad (1)$$

where n_φ is the number of variations of the signal initial phases, N is the number of considered sources, t_0 is the time spent on one simulation with the fixed combination of the initial phases. In order to correctly determine the desired probability, this time should significantly exceed the maximum PRI of the simulated pulse sequences defined above as $(1/R_i)\tau_x$. It can be seen from (1) that the simulation algorithm has the computational complexity $O\left(n_\varphi^N\right)$. It means that the time of the full simulation rapidly increases with the increasing of the considered signal environment complexity, as well as with the increasing of the required accuracy of the analysis. In addition, in cases where the signals with the low value of the average duty cycle R are considered, more simulation iterations and, hence, a smaller step of the initial phases' variation are required in order to achieve the required simulation accuracy. In other words, the simulation time is determined by the reciprocal of the smallest average signal duty cycle. These circumstances make it difficult to use the simulation for the analysis of the complex signal environment.

The second way to solve the described problem is to consider the desired probability as the probability of a random event. Most of the works using this method [22–25] consider the problem of pulse overlap in relation to the task of the signal interception. With this approach, periodically occurring conditions necessary for the interception are presented in the form of window functions. Examples of such conditions include the algorithm of space scanning by the antenna and the algorithm of frequency range scanning in a tunable receiver. Since in this paper the event of overlap of the pulses from N sources is defined as the overlap of any number of pulses from 2 to N, it is not possible to apply the results of the abovementioned works to the solution of the stated problem. However, the general approaches to the mathematical description of the pulse sequences are universal. Thus, the authors of the classical work in the field of signal interception analysis [22] interpret the average duty cycle R_i as the probability of detecting a pulse from the i-th source at a random moment in time at any point in this pulse duration. If we adopt this interpretation, the task of determining the probability of time-overlap of pulses from several sources can be formulated as the task of finding the probability of the random event that two or more from N possible events having the probabilities $R_i, i = \overline{1, N}$ will occur simultaneously.

In this case, the probability that there are no pulses in any of N sequences at a random moment in time can be determined as

$$P_0 = \prod_{i=1}^{N} (1 - R_i),$$

and the probability that there is a pulse in only one of N sequences at a random point in time is

$$P_1 = \sum_{i=1}^{N}\left[R_i \prod_{j\neq i}^{N}\left(1-R_j\right)\right].$$

Therefore, the probability that there is no pulse overlap at a random time is equal to

$$Q = P_0 + P_1,$$

and the probability that there is an overlap of two or more pulses can be determined as

$$P = 1-Q = 1-\left(\prod_{i=1}^{N}\left(1-R_i\right)+\sum_{i=1}^{N}\left[R_i \prod_{j\neq i}^{N}\left(1-R_j\right)\right]\right). \quad (2)$$

Since not just one, but several samples of the received signal are used in its digital processing, the short-time pulse overlaps may not pose a threat to the accuracy of the results. In this case, when calculating the probability P, it is possible to limit the minimum allowable duration of the overlap τ_o by modifying the probabilities R_i as follows

$$R_i' = \frac{\tau_i'}{T_i'}\cdot\frac{\left(\tau_i-\tau_o\right)}{\overline{T_i}}.$$

The complexity of calculating the required probability by using (2) is $O\left(N^2\right)$.

Further in this paper, instead of the average signal duty cycle R, the average signal duty-off factor $S = 1/R$ is used, since it is more familiar to human perception. To determine the signal duty-off factors of the typical sources, a review of reference materials [1] of the International Telecommunication Union (ITU) was performed on the example of radars. These materials contain the characteristics of typical radars operating in the frequency range from 30 MHz to 36 GHz. The brief results of this review are presented in the table below.

Signals' duty-off factors of different type radars

№	Radar type	Signal duty-off factor
1	Target tracking	Tens…hundreds
2	Surveillance and target search	Hundreds…tens of thousands
3	Navigation	Thousands … hundreds of thousands

Cellular stations can be used as an example of telecommunication sources. Thus, the GSM standard implies the use of time and frequency division multiplexing. The frequency range allocated to the station is divided into 200 kHz sub-bands. Within each of these sub-bands, the time-division multiplexing is used by further subdividing the sub-band into 8 time slots [26, p. 27]. The best-case scenario for the WBA is the work in an extremely low populated area. If the cellular station serves one subscriber, it can be considered as a narrow-band source with $S = 8$. If there are 8 subscribers to serve, the signal received by the WBA in one GSM frequency channel will become continuous, i. e. $S = 1$. With the number of subscribers greater than 8, the station can utilize other frequency sub-bands and can be considered as several sources with signals' duty-off factors ranging from 1 to 8. When a cellular station is operating in data transmission mode in UMTS networks that implement code-division multiple access, many subscribers can use one frequency channel with a width of 5 MHz [26, p. 121]. With a large number of subscribers, e. g., in an urban area, each of such channels can be considered as a narrow-band source with continuous signal $S = 1$.

Results. To experimentally compare the time of calculating the pulse overlap probability by simulation and by the use of the analytical expression (2), this probability was calculated for a signal environment with three identical sources. The simulation was performed for various values of S; its results are presented in Fig. 2.

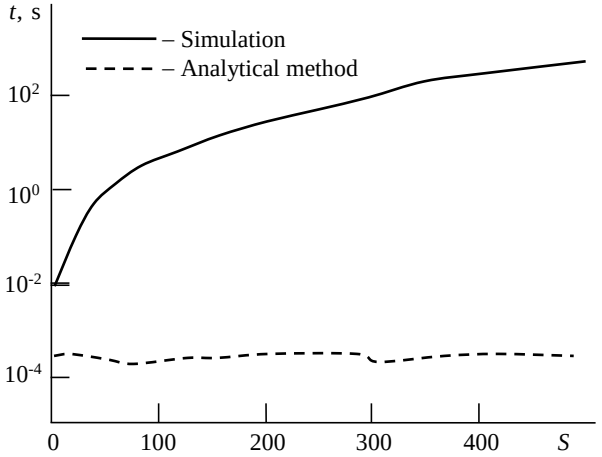


Fig. 2. Calculation time of the pulses from three sequences overlap probability as a function of their mean duty-off factor

Fig. 3 shows the relative deviation of the probability P_{sim} obtained in the simulation from the probability P_{an} calculated using (2) plotted against the value of S. The deviation is calculated as

$$\Delta P = \frac{P_{\text{sim}} - P_{\text{an}}}{P_{\text{an}}}.$$

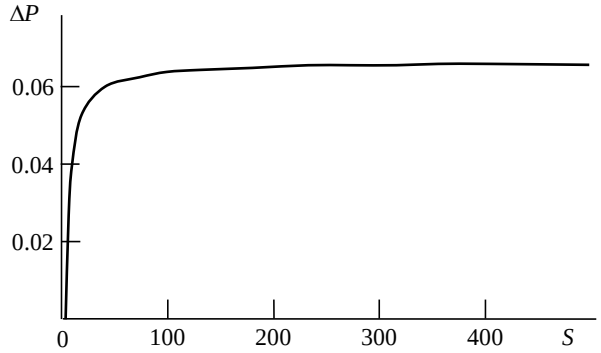


Fig. 3. Difference between analytical calculation of the pulses from three sequences overlap probability and its calculation by simulation as a function of the sequences mean duty-off factor

The dependencies of the pulse overlap probability presented in Fig. 4 and Fig. 5 are calculated using (2).

The probability of pulse time-overlap P is plotted against the number of signals' sources N in Fig. 4. These dependencies are obtained for different duty-off factors S of the pulse sequences.

Practice shows that in the complex signal environment most frequently from 10 to 100 of signals' sources are operating. Therefore, the individual dependencies were plotted against the range of the sources' number N, similar to those shown in Fig. 4. These dependencies are presented in Fig. 5.

Discussion. Fig. 2 shows that, when fixing the accuracy of calculation and the number of considered pulse sequences, an increase in these sequences' duty-off factors leads to a nonlinear increase of the simulation time. This is because with an increase of the signals' duty-off factors the desired probability decreases, and its estimating requires the accumulation of more data. Fig. 2 also shows that the analytical approach does not have this drawback, i. e., the time of calculation of the same probability remains constant with the increase of the considered signals' duty-off factors. To determine the probability of the pulse time-overlap even for three sources (with the signals' duty-off factors of several hundred), the simulation requires more than 100 seconds (All calculations described in the paper were performed in the MATLAB R2020a using the laptop with an Intel Core i5-8250U processor and 16 GB of random-access memory.). Accordingly, the use of this method in the analysis of the complex signal environment is extremely difficult. At the same time, Fig. 3 shows that the results obtained by using the proposed analytical expression differ from the simulation results by no more than 7 % for a wide range of the analyzed signals' duty-off factors.

Fig. 4 shows that the probability of the pulses' time-overlap strongly depends on their duty-off factors: for some duty-off factor values this probability does not exceed 1 % for almost any number of sources, and for some it tends toward 100 % even for the number of considered sources less than 10.

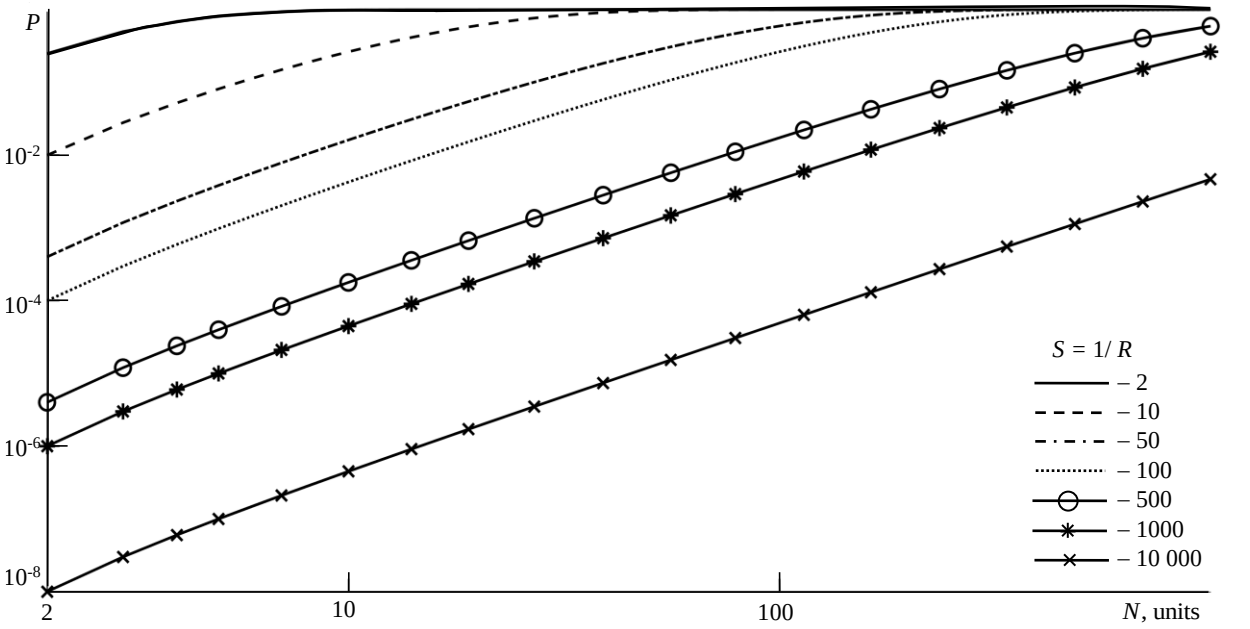


Fig. 4. Probability of the pulse overlap as a function of the pulse sequences number for different sequences duty-off factors, $N = 2 \ldots 1000$

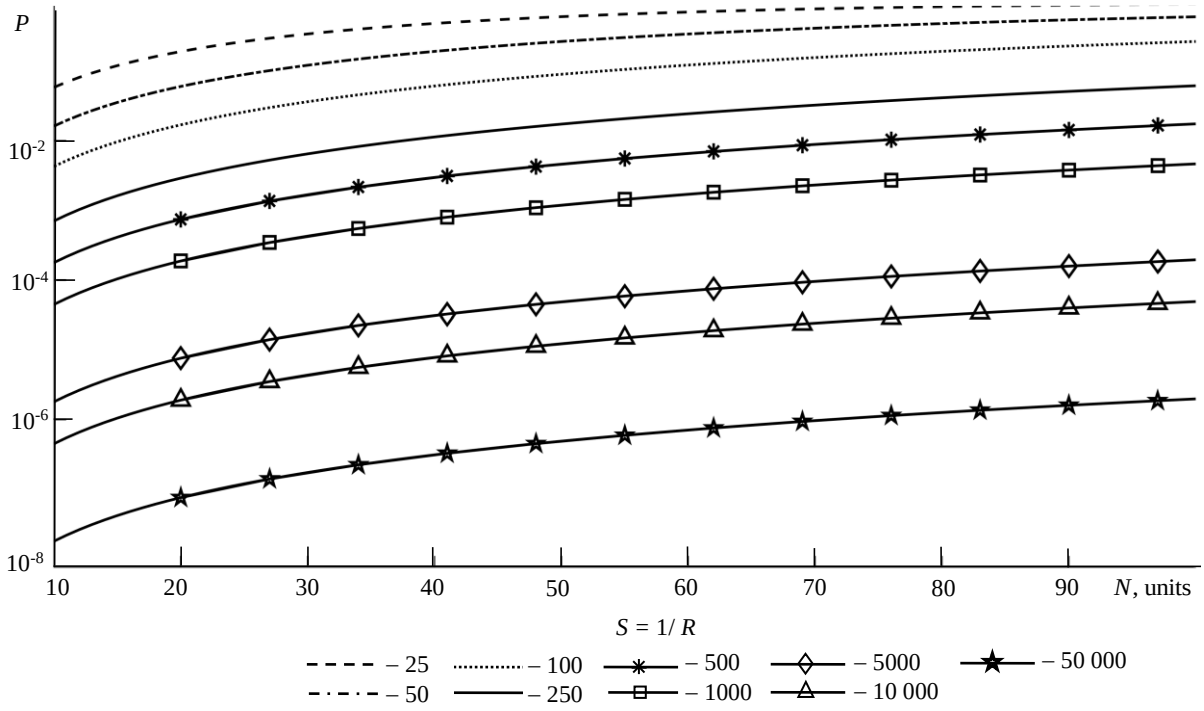


Fig. 5. Probability of the pulse overlap as a function of the pulse sequences number for different sequences duty-off factors, $N = 10…100$

Fig. 5 shows that, if the complex signal environment is formed to a greater extent by the signals of the navigation radars, there is no threat to the stability of the WBA functioning. Even with 100 navigation radars located in the WBA coverage area, the probability of these radars' pulse time-overlap does not exceed 0.01 %. If the complex signal environment is formed by target tracking radars, the situation worsens significantly, i. e., even with 10 to 20 operating target tracking radars, the probability of their pulses' time-overlap can exceed 10 %.

Thus, due to the various effects in the complex signal environment, the number of false detections is significantly increasing, and the errors are occurring in determining the time and frequency parameters of the individual pulses. All this reduces the reliability of the signal types' determination and, accordingly, the classification of the signal sources. The quantitative indicator of a signal environment "complexity" proposed in this paper allows predicting the stability of various types of WBAs in a potential signal environment. Depending on the expected operating conditions, additional circuitry and algorithmic tools can be foreseen in the WBA design. This will improve the efficiency of the WBAs developed to date, especially of those that are based on new principles.

A comparative analysis of the calculations using proposed analytical expression and the simulation using real signals shows that the new expression allows one to achieve the computational speed of 2 to 6 orders of magnitude higher with an error below 7 %.

The authors' further plans include the development of more complex dynamic models of the complex signal environment that take into account the mutual motion of the signal sources and WBA carrier, the orientation of the antenna patterns, and the signal multipath propagation. The high performance of the calculations using the proposed expression will allow more efficient simulation of the complex signal environment in dynamics.

References

1. Soltanmohammadi E., Ghavami K., Naraghi-Pour M. A Survey of Traffic Issues in Machine-to-Machine Communications Over LTE. IEEE Internet of Things Journal, 2016, vol. 3, no. 6, pp. 865–884. doi: 10.1109/JIOT.2016.2533541

2. Wang B., Xu Q., Chen C., Zhang F., Liu K. J. R. The Promise of Radio Analytics: A Future Paradigm of Wireless Positioning, Tracking, and Sensing. IEEE Signal Processing Magazine, 2018, vol. 35, no. 3, pp. 59–80. doi: 10.1109/MSP.2018.2806300

3. Jaber M., Imran M. A., Tafazolli R., Tukmanov A. 5G Backhaul Challenges and Emerging Research Directions: A Survey. IEEE Access, 2016, vol. 4, pp. 1743–1766. doi: 10.1109/ACCESS.2016.2556011

4. Wiley R. G. ELINT: The Interception and Analysis of Radar Signals. Norwood: Artech House Publishers, 2006. 470 p.

5. Albaker B. M., Rahim N. A. Signal Acquisition and Parameter Estimation of Radio Frequency Pulse Radar Using Novel Method. IETE Journal of Research, 2009, vol. 55, no. 3, pp.128–134. doi: 10.4103/0377-2063.54903

6. Marki F., Marki C. Mixer Basics Primer: A Tutorial for RF & Microwave Mixers. Available at: https://www.markimicrowave.com/assets/appnotes/mixer_basics_primer.PDF (accessed 26.05.2020).

7. Sharma S., Bhatia V., Deka K., Gupta A. Sparsity-Based Monobit UWB Receiver Under Impulse Noise Environments. IEEE Wireless Communications Letters, 2019, vol. 8, no. 3, pp. 849–852. doi: 10.1109/LWC.2019.2896998

8. Yin H., Wang Z., Ke L., Wang J. Monobit digital receivers: design, performance, and application to impulse radio. IEEE Transactions on Communications, 2010, vol. 58, no. 6, pp. 1695–1704. doi: 10.1109/TCOMM.2010.06.080446

9. Wang Z., Yin H., Zhang W., Wei G. Monobit Digital Receivers for QPSK: Design, Performance and Impact of IQ Imbalances. IEEE Transactions on Communications, 2013, vol. 61, no. 8, pp. 3292–3303. doi: 10.1109/TCOMM.2013.061913.120304

10. Sanchez M. A., Garrido M., Lopez-Vallejo M., Grajal J. Implementing FFT-based digital channel-ized receivers on FPGA platforms. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2008, vol. 44, no. 4, pp. 1567–1585. doi: 10.1109/TAES.2008.4667732

11. Moon T., Choi H. W., Tzou N., Chatterjee A. Wideband Sparse Signal Acquisition With Dual-rate Time-Interleaved Undersampling Hardware and Multicoset Signal Reconstruction Algorithms. IEEE Transactions on Signal Processing, 2015, vol. 63, no. 24, pp. 6486–6497. doi: 10.1109/TSP.2015.2469648

12. Fu N., Huang G., Zheng L., Wang X. Sub-Nyquist Sampling of Multiple Sinusoids. IEEE Signal Processing Letters, 2018, vol. 25, no. 4, pp. 581–585. doi: 10.1109/LSP.2018.2813321

13. Maroosi A., Bizaki H. K. Digital Frequency Determination of Real Waveforms Based on Multiple Sensors With Low Sampling Rates. IEEE Sensors Journal, 2012, vol. 12, no. 5, pp. 1483–1495. doi: 10.1109/JSEN.2011.2173482

14. Nguyen T. D.; Reeves S. J., Denney T. S. Optimal pulse shape for estimating positions of superim-posed pulses. Proceedings of the 1998 IEEE International Conf. on Acoustics, Speech and Signal Processing. Seattle, WA, USA, 1998, pp. 2413–2416. doi: 10.1109/ICASSP.1998.681637

15. Podstrigaev A. S., Smolyakov A. V., Davydov V. V., Myazin N. S., Slobodyan M. G. Features of the Development of Transceivers for Information and Communication Systems Considering the Distribution of Radar Operating Frequencies in the Frequency Range. Lecture Notes in Computer Science, 2018, pp. 509–515. doi: 10.1007/978-3-030-01168-0_45

16. Arenas J. P., Al-Oudatallah, J., Abboud F., Khoury M., Ibrahim H. Overlapping Signal Separation Method Using Superresolution Technique Based on Experimental Echo Shape. Advances in Acoustics and Vibration, 2017, vol. 2017, 9 p. doi: 10.1155/2017/7132038

17. Sarabia E. G., Llata J. R., Robla S., Torre-Ferrero C., Oria J. P. Accurate Estimation of Airborne Ultrasonic Time-of-Flight for Overlapping Echoes. Sensors, 2013, vol. 13, pp. 15465–15488. doi: 10.3390/s131115465

18. Petrochilos N., van der Veen A. J. Algorithms to separate overlapping secondary surveillance radar replies. 2004 IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing. Montreal, 2004, pp. 49–52. doi: 10.1109/ICASSP.2004.1326191

19. Liu Y., Zhang Q. Improved method for deinterleaving radar signals and estimating PRI values. IET Radar, Sonar & Navigation, 2018, vol. 12, no. 5, pp. 506–514. doi: 10.1049/iet-rsn.2017.0516

20. Ge Z., Sun X., Ren W., Chen W., Xu G. Improved Algorithm of Radar Pulse Repetition Interval De-interleaving Based on Pulse Correlation. IEEE Access, 2019, vol. 7, pp. 30126–30134. doi: 10.1109/ACCESS.2019.2901013

21. Skolnik M. I. Radar handbook. New York: McGraw-Hill, 2008. 1328 p.

22. Self A. G., Smith B. G. Intercept time and its prediction. IEE Proceedings F - Communications, Radar and Signal Processing, 1985, vol. 132, no. 4, pp. 215–220. doi: 10.1049/ip-f-1.1985.0052

23. Kelly S. W., Noone G. P., Perkins J. E. Synchronization effects on probability of pulse train interception. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1996, vol. 32, no. 1, pp. 213–220. doi: 10.1109/7.481263

24. Apfeld S., Charlish A., Koch W. An Adaptive Receiver Search Strategy for Electronic Support. 2016 Sensor Signal Processing for Defence. Edinburgh, 2016, pp. 1–5. doi: 10.1109/SSPD.2016.7590587

25. Clarkson I. V. L. Optimisation of Periodic Search Strategies for Electronic Support. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2011, vol. 47, no. 3, pp. 1770–1784. doi: 10.1109/TAES.2011.5937264

26. Sauter M. From GSM to LTE-Advanced Pro and 5G: An Introduction to Mobile Networks and Mo-bile Broadband. Hoboken: Wiley, 2017, 544 p.

27. Mobile, radiodetermination, amateur and related satellite services. ITU Recommendations. Available at: https://www.itu.int/rec/R-REC-M/en (accessed 26.05.2020)

Information about the authors

Alexey S. Podstrigaev, Cand. Sci. (Eng.) in Radar and Radio Navigation (2016), Associate Professor of the Department of Radio-Electronic Means of Saint Petersburg Electrotechnical University, Head of Research Laboratory at JSC "Research Institute "Vector". The author of more than 60 scientific publications. Area of expertise: design of complex radio systems, microwave devices, digital signal processing, direction finding and radio monitoring systems, wideband receivers.
Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 Professor Popov St., St Petersburg 197376, Russia
E-mail: ap0d@ya.ru
https://orcid.org/0000-0003-4144-222X

Andrey V. Smolyakov, Bachelor in Radio Engineering (2020, Saint Petersburg Electrotechnical University), Design Engineer at JSC "Research Institute "Vector". The author of more than 10 scientific publications. Area of expertise: modeling of radio devices and radio systems, direction finding and radio monitoring systems, digital signal processing, design of complex radio systems.
Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 Professor Popov St., St Petersburg 197376, Russia
E-mail: andreismolyakow@gmail.com
https://orcid.org/0000-0002-3250-4997

Igor V. Maslov, PhD in Computer Science (2008, City University of New York), co-founder at the start-up R&D company EvoCo Inc, member of the Association for Computing Machinery, member of IEEE. The author of more than 50 scientific publications. Area of expertise: computer science, evolutionary computation, image and signal processing.
Address: EvoCo Inc., 1-24-16 Sasazuka, Shibuya-ku, Tokyo, Japan
E-mail: gmaslov18@gmail.com
https://orcid.org/ 0000-0002-4630-5382

Известия вузов России. Радиоэлектроника. 2020. Т. 23, № 5. С. 46–56
Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2020, vol. 23, no. 5, pp. 46–56

Радиолокация и радионавигация

УДК 621.317.335.3:551.578.465 Оригинальная статья

https://doi.org/10.32603/1993-8985-2020-23-5-46-56

Метод дистанционной идентификации состояния снежно-ледяного покрова по отношениям коэффициентов отражения Френеля

В. Г. Машков ✉

Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил "Военно-воздушная академия им. проф. Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина", Воронеж, Россия

✉mvgblaze@mail.ru

Аннотация

Введение. В настоящее время разработка систем безопасной посадки вертолетов как наиболее сложного и опасного этапа полета является одной из приоритетных задач, решением которой занимается значительное число фирм в нашей стране и за рубежом. Посадка на неподготовленные (необорудованные) площадки со снежно-ледяным покровом может быть вызвана необходимостью доставки подразделений, грузов и боеприпасов в боевых условиях, поисково-спасательными операциями, эвакуацией пострадавших и т. д. Ключевым фактором в принятии решения на посадку является информация о высоте снежного и глубине ледяного покрова. В данной статье предложена дистанционная идентификация состояния снежно-ледяного покрова, исключающая необходимость присутствия человека из числа экипажа или спасателей на посадочной площадке.

Цель работы. Разработка метода дистанционной идентификации состояния снежно-ледяного покрова, используемого в определении возможности выполнения безопасной посадки воздушного судна вертолетного типа на водоем со снежно-ледяным покровом.

Материалы и методы. Численное моделирование в среде MatLab поляризационного отношения коэффициентов отражения Френеля эхосигналов с вертикальной и горизонтальной поляризацией в интервале от 25 до 45°.

Результаты. Интервалы поляризационных отношений соответствуют интервалам плотностей слоев снежно-ледяного покрова для фиксированных углов. Так, например, при $\theta = 34^{o}$ для сухого снега $\rho_{ds} = 100...500$ кг/м^3 $\left(\varepsilon'_{ds} = 1.162...1.984\right)$ – $P_{rm} = 5.6915...3.3266$; сухого фирна $\rho_{df} = 500...700$ кг/м^3 $\left(\varepsilon'_{df} = 1.984...2.51\right)$ – $P_{rm} = 3.3266...2.8311$; сухого льда $\rho_{di} = 700...917$ кг/м^3 $\left(\varepsilon'_{di} = 2.51...3.179\right)$ – $P_{rm} = 2.8311...2.4753$. Решение обратной задачи реконструкции слоев осуществляется посредством косвенного определения комплексной относительной диэлектрической проницаемости каждого последующего нижележащего слоя с разрешением по действительной части 10^{-2}. Устанавливается тождественность полученных характеристик слоев снежно-ледяного покрова с расчетными (образцовыми) значениями.

Заключение. Дистанционная идентификация составляющих элементов структуры снежно-ледяного покрова позволяет автоматизировать процесс оценки возможности выполнения посадки, тем самым снизив время принятия решения и повысив уровень безопасности. В отличие от известных методов идентификации приповерхностного слоя осуществляется идентификация слоев многослойной среды.

Ключевые слова: состояние снежно-ледяного покрова, подстилающая поверхность, диэлектрическая проницаемость, наклонное зондирование, коэффициент отражения Френеля

Для цитирования: Машков В. Г. Метод дистанционной идентификации состояния снежно-ледяного покрова по отношениям коэффициентов отражения Френеля // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2020. Т. 23, № 5. С. 46–56. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-5-46-56

Конфликт интересов. Автор заявляет об отсутствии явных и потенциальных конфликтов интересов, связанных с публикацией настоящей статьи.

Статья поступила в редакцию 04.09.2020; принята к публикации после рецензирования 12.10.2020; опубликована онлайн 25.11.2020

© Машков В. Г., 2020

Контент доступен по лицензии Creative Commons Attribution 4.0 License
This work is licensed under a Creative Commons Attribution 4.0 License

Известия вузов России. Радиоэлектроника. 2020. Т. 23, № 5. С. 46–56
Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2020, vol. 23, no. 5, pp. 46–56

Radar and Navigation

Original article

Method for Remote State Identification Snow-Ice Cover by the Ratio of Fresnel Reflection Coefficients

Viktor G. Mashkov ✉

Military Educational-Research Centre Air Force "Air Force Academy named after professor N. E. Zhukovsky and Y. A. Gagarin", Voronezh, Russia

✉mvgblaze@mail.ru

Abstract

Introduction. Currently, the development of safe helicopter landing systems as the most complex and dangerous stage of a flight is one of the priority tasks. A significant number of companies in Russia and abroad are engaged in its solution. Landing on unprepared (unequipped) sites with snow-ice cover may be caused by the need to deliver units, cargo and ammunition in combat conditions, search and rescue operations, evacuations of victims, etc. A key factor for a landing decision is information about the height of snow and about the depth of ice cover. In the paper remote identification of the state of snow-ice cover, excluding the need to present any person (crew member or rescue worker) on a landing site is proposed.

Aim. To develop a method for the remote identification of the state of snow-ice cover used to determine the possibility of a helicopter - type aircraft safe landing on a reservoir with snow-ice cover.

Materials and methods. Numerical simulation of echo signals Fresnel reflection coefficients polarization ratio was realized in MatLab. Vertical and horizontal polarizations in the range from 25 to 45 degrees were simulated.

Results. Intervals of polarization relations correspond to the interval density of snow-ice layers for fixed angles. For example, when $\theta = 34^{o}$ for dry snow $\rho_{ds} = 100...500$ kg/m^3 $\left(\varepsilon'_{ds} = 1.162...1.984\right)$ – $P_{rm} = 5.6915...3.3266$, dry firn $\rho_{df} = 500...700$ kg/m^3 $\left(\varepsilon'_{df} = 1.984...2.51\right)$ – $P_{rm} = 3.3266...2.8311$, dry ice $\rho_{di} = 700...917$ kg/m^3 $\left(\varepsilon'_{di} = 2.51...3.179\right)$ – $P_{rm} = 2.8311...2.4753$. A layer reconstruction inverse problem was solved by indirect determining of complex relative permittivity of each successive underlying layer with 10^{-2}. real part resolution. The identity of the obtained characteristics of snow-ice layers with calculated (standard) values was established.

Conclusion. Remote identification of components of a snow-ice cover structure allows one to automate the process of evaluating of landing possibility. Thereby it reduces a decision-making time and increases a level of safety. In contrast to the known methods of identification of the surface layer the identification of multilayer medium layers was carried out.

Keywords: state snow-ice cover, underlying surface, permittivity, inclined sensing, the coefficient of Fresnel reflection

For citation: Mashkov V. G. Method for Remote State Identification Snow-Ice Cover by the Ratio of Fresnel Reflection Coefficients. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2020, vol. 23, no. 5, pp. 46–56. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-5-46-56

Conflict of interest. The author declares that there are no obvious and potential conflicts of interest related to the publication of this article.

Submitted 04.09.2020; accepted 12.10.2020; published online 25.11.2020

Введение. При выполнении посадок на заснеженных, песчаных или пыльных площадках вокруг вертолета возникают снежные или пыльные вихри, ухудшающие видимость экипажу. В процессе выполнения посадки вертолет входит в снежное (пыльное) облако, при этом ухудшается видимость ориентиров, намеченных для посадки, с дальнейшим их исключением. Если видимость ориентиров (деталей рельефа) продолжает ухудшаться, снижение прекращают, выполняя зависание и раздувая снежное (пыльное) облако. После зависания экипаж продолжает снижение вертолета плавно с таким расчетом, чтобы к моменту ухудшения горизонтальной видимости была обеспечена надежная вертикальная видимость вплоть до момента приземления либо имелся визуальный

контакт с землей через переднее остекление. В противном случае запрещается вертикальное снижение и приземление, а также запрещается поиск ориентиров посредством перемещений вертолета у земной поверхности в стороны[1]. При посадке в условиях ограниченной видимости или возможного ее ухудшения командир экипажа должен быть в постоянной готовности к переходу на пилотирование по приборам.

На сегодняшний момент оценка возможности посадки воздушного судна вертолетного типа (ВСВТ) на заснеженную площадку заключается в определении глубины снежного покрова человеком, двигающимся по посадочной площадке[1]. Это может быть, например, бортовой техник либо человек из числа спасателей (рис. 1, *а*[2], 1, *б*[3]). При этом направление ветра и примерную его скорость у поверхности определяют по дыму выстрелом из ракетницы или сбросом дымовой шашки с ВСВТ. При отсутствии человека на посадочной площадке вероятность выбора площадки для безопасной посадки ВСВТ минимальна.

Посадка на неподготовленные (необорудованные) площадки может быть вызвана необходимостью доставки подразделений, грузов и боеприпасов в боевых условиях, поисково-спасательными операциями, эвакуацией пострадавших и т. д. Посадка на водоем со снежно-ледяным покровом (СЛП) требует дополнительного определения состояния льда. Дистанционная идентификация составляющих элементов структуры СЛП позволяет автоматизировать процесс оценки возможности посадки ВСВТ на такие площадки.

Эффективное сканирование радиосигналом сквозь снежную взвесь подстилающей поверхности зоны посадки ВСВТ в виде СЛП позволяет осуществлять дистанционное зондирование многослойной структуры. Задача оценки состояния СЛП сводится к идентификации его слоев в виде снега, фирна, льда, так как их количество и структура определяются формированием при воздействии целого комплекса гидрометеорологических условий с последующим определением глубины снежного и толщины ледяного покровов, являющихся ключевым звеном в принятии решения на посадку ВСВТ на неподготовленную (необорудованную) снежно-ледяную площадку [1–3]. Глубина снежного покрова выше допустимой или толщина ледяного покрова меньше допустимой в зависимости от типа ВСВТ может привести к проваливанию под снег, лед или к опрокидыванию ВСВТ днем и ночью, в простых и сложных метеоусловиях (туман, дымка, дождь, снег, запыленность или задымленность атмосферы), а также в условиях поднятого снега его вращающимся винтом[1].

Решение проблемы посадки ВСВТ на неподготовленные (необорудованные) заснеженные площадки или водоем со СЛП видится в разра-

а *б*

Рис. 1. Посадка на неподготовленную площадку: *а* – S-61 ВС США; *б* – МИ-8
Fig. 1. Landing on an unprepared platform: *а* – S-61 of the U.S. armed forces; *б* – the MI-8

[1] Приказ Минтранса РФ от 31 июля 2009 г. № 128 «Об утверждении Федеральных авиационных правил «Подготовка и выполнение полетов в гражданской авиации РФ». URL: https://base.garant.ru/196235/

[2] Сажаем вертолет вслепую: обзор технологий синтетического зрения. [Фото] URL: https://www.pvsm.ru/nauchno-populyarnoe/185283 (дата обращения 07.12.2019)

[3] На Ямале из-за метели задерживаются вертолетные рейсы. [Фото] URL: https://tass.ru/ural-news/4709945 (дата обращения 07.12.2019)

ботке системы управления посадкой (СУП) ВСВТ в таких условиях. Одним из элементов СУП является радиолокационная система зондирования подстилающей поверхности (РЛС ЗПП), позволяющая идентифицировать слои СЛП и сравнить измеренные значения глубин с пороговыми для принятия решения на посадку ВСВТ.

Идентификация слоев снежно-ледяного покрова. В [4, 5] комплексная относительная диэлектрическая проницаемость материалов с потерями в СВЧ-диапазоне измеряется косвенным путем по зависимости коэффициента отражения Френеля плоского образца материала от угла падения в пределах $\theta = 40...90^\circ$, когда электрическое поле волны параллельно плоскости падения, после чего по графику зависимости коэффициента отражения Френеля от угла падения определяют угол Брюстера θ_B, а относительную комплексную диэлектрическую проницаемость ε образца материала или участка поверхности земли рассчитывают по формуле $\varepsilon = \left(\operatorname{tg}\theta_B\right)^2$.

В [6, 7] на основе облучения контролируемого участка морской поверхности СВЧ-радиоволнами на наклонной поляризации в интервале $\theta = 25...75^\circ$ регистрируют рассеянный назад сигнал, определяемый брэгговским механизмом рассеяния, одновременно на вертикальной и горизонтальной поляризациях, вычисляют поляризационное отношение нормированных сечений обратного рассеяния, измеренных на вертикальной σ^0_{vv} и горизонтальной σ^0_{hh} поляризациях, и рассчитывают относительную диэлектрическую проницаемость среды под границей "атмосфера–океан".

Снежно-ледяной покров представляет собой многослойную структуру с различными плотностями, долями содержания воды и собственными структурами. При определении границ раздела сред "воздух–снег" (air–snow), "снег–лед" (snow–ice), "лед–вода" (ice–water) для последующего вычисления глубины снежного и толщины ледяного покровов установление тождественности свойств (диэлектрической проницаемости) слоев является важным фактором при определении состояния СЛП.

Различие диэлектрических проницаемостей слоев позволяет получить пики эхосигналов от границ раздела слоев СЛП [8], за исключением случаев равномерного уплотнения снежного покрова таким образом, что на границе s–i $\varepsilon_s \approx \varepsilon_i$ и отражение от границы s–i вообще будет отсутствовать[4]. Обычно снежный покров имеет слои с различными комплексными относительным диэлектрическими проницаемостями, увеличивающиеся в глубину. Это связано с их уплотнением в процессе снегопадов, оттепелей, похолоданий и т. д., что позволяет получать эхосигналы от границ раздела слоев СЛП.

Суммарный коэффициент отражения Френеля от СЛП без учета многократных отражений между границами слоев при наклонном зондировании плоскими СВЧ-радиоволнами с вертикальной и горизонтальной поляризациями определяется по рекуррентной формуле [4]:

$$R_{i,m} = \frac{R_{i,i+1} + R_{i+1,m}\exp\left(-j4\pi h_{ri+1}/\lambda\sqrt{\varepsilon_{ri+1}}\right)}{1 + R_{i,i+1}R_{vi+1,m}\exp\left(-j4\pi h_{ri+1}/\lambda\sqrt{\varepsilon_{ri+1}}\right)}, \quad (1)$$

где h_{ri+1} – глубина $(i+1)$-слоя; λ – длина волны зондирующего сигнала; m – количество слоев СЛП;

$$R_{i,i} = 0,\ m \neq i,\ m \neq i+1,\ \ R_{i,i+1} = \frac{\sqrt{\varepsilon_{ri+1}} - \sqrt{\varepsilon_{ri}}}{\sqrt{\varepsilon_{ri+1}} + \sqrt{\varepsilon_{ri}}}.$$

Для вертикальной поляризации (vv – первый индекс зондирующего, второй – принятого радиосигнала) [4]:

$$R_{vv\,i,i+1} = \frac{\left\{\varepsilon_{ri+1}\cos\theta_i - \sqrt{\varepsilon_{ri}\left[\varepsilon_{ri+1} - \varepsilon_{ri}\left(\sin\theta_i\right)^2\right]}\right\}}{\left\{\varepsilon_{ri+1}\cos\theta_i + \sqrt{\varepsilon_{ri}\left[\varepsilon_{ri+1} - \varepsilon_{ri}\left(\sin\theta_i\right)^2\right]}\right\}}, \quad (2)$$

где $\theta_i = \arcsin\left(\sin\theta_1/\sqrt{\varepsilon_{ri}}\right)$.

Для горизонтальной поляризации (hh – первый индекс зондирующего, второй – принятого радиосигнала) [4]:

$$R_{hh\,i,i+1} = \frac{\left\{\sqrt{\varepsilon_{ri}}\cos\theta_i - \sqrt{\left[\varepsilon_{ri+1} - \varepsilon_{ri}\left(\sin\theta_i\right)^2\right]}\right\}}{\left\{\sqrt{\varepsilon_{ri}}\cos\theta_i + \sqrt{\left[\varepsilon_{ri+1} - \varepsilon_{ri}\left(\sin\theta_i\right)^2\right]}\right\}}. \quad (3)$$

Расчеты выполнялись в среде MatLab. На зависимости коэффициента отражения Френеля с вер-

[4] Финкельштейн М. И., Лазарев Э. И., Чижов А. Н. Радиолокационные аэроледомерные съемки рек, озер, водохранилищ. Л.: Гидрометеоиздат, 1984. 112 с.

тикальной поляризацией R_{vv}, рассчитанной по (2), от комплексной относительной диэлектрической проницаемостями среды ε_r и угла зондирования в пределах $\theta = 0...90^\circ$ наблюдается ярко выраженный провал значений (рис. 2, *а*), именуемый углом Брюстера, по сравнению с зависимостью коэффициента отражения Френеля с горизонтальной поляризацией R_{hh}, рассчитанной по (3) (рис. 2, *б*).

При восстановлении структуры СЛП (последовательном демонтаже слоев [8]) необходим учет скорости распространения электромагнитной волны (ЭМВ), поскольку она ниже скорости распространения в воздухе, в зависимости от его плотности, доли содержания воды и структуры. Для сухого снега (dry snow) $v_{ds} = 278.1...212.7$ м/мкс, сухого фирна (dry firn) $v_{df} = 212.7...189.0$ м/мкс и сухого льда (dry ice) $v_{di} = 189.0...167.9$ м/мкс, т. е. эти показатели весьма заметно изменяются в зависимости от доли содержания воды, поскольку для чистой воды (pure water) $v_{pw} = 32.74\ldots41.97$ м/мкс, преимущественной ориентировки и формы включений льда и воздуха в снеге [3, 9].

Подставив в (1) длину волны в слое

$$\lambda_{ri+1} = \frac{\lambda}{\sqrt{\varepsilon_{ri+1}}}$$

и относительную глубину $(i+1)$-слоя

$$H_{ri+1} = \frac{h_{ri+1}}{\lambda_{ri+1}},$$

получаем:

$$R_{i,m} = \frac{R_{1,2} + R_{2,3}\exp(\gamma_1) + R_{3,4}\exp(\gamma_1+\gamma_2) + \ldots}{1 + R_{1,2}R_{2,3}\exp(\gamma_1)R_{3,4}\exp(\gamma_1+\gamma_2)\times\ldots} \frac{\ldots + R_{i+1,m}\exp(\gamma_1+\gamma_2+\ldots+\gamma_i)}{\ldots\times R_{i+1,m}\exp(\gamma_1+\gamma_2+\ldots+\gamma_i)}, \quad (4)$$

где $\gamma_1 = -j\frac{4\pi h_{r2}}{\lambda\sqrt{\varepsilon_{r2}}}$; $\gamma_2 = -j\frac{4\pi h_{r3}}{\lambda\sqrt{\varepsilon_{r3}}}$; …;

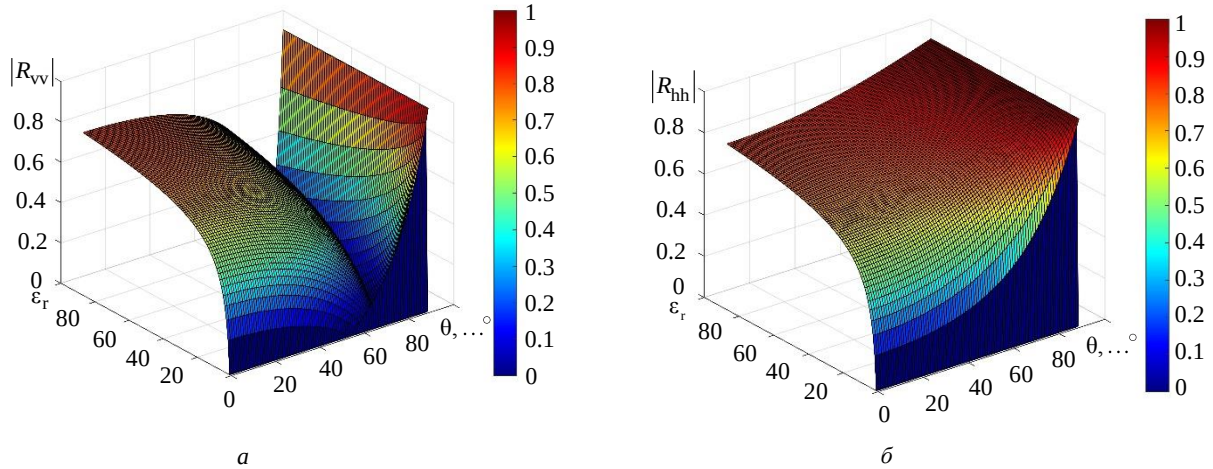
$\gamma_i = -j\frac{4\pi h_{ri+1}}{\lambda\sqrt{\varepsilon_{ri+1}}} = -j\frac{4\pi H_{ri+1}}{\varepsilon_{ri+1}}$.

Мощность отраженного сигнала от СЛП определяется формулой [10]:

$$P_r = \frac{P_{tx}\lambda^2 G^2 |R_{i,m}|^2}{(4\pi)^2 (2h)^2}, \quad (5)$$

где P_{tx} – мощность передающего устройства; λ – длина волны; G – коэффициент усиления антенны; h – высота ВСВТ.

На обеих поляризациях радиосигнал (5) в конкретный момент времени имеет одни и те же



а *б*

Рис. 2. Зависимость коэффициента отражения Френеля (*а* – с вертикальной поляризацией R_{vv}; *б* – с горизонтальной поляризацией R_{hh}) от комплексной относительной диэлектрической проницаемости среды ε_r и угла зондирования в пределах $\theta = 0...90^\circ$

Fig. 2. Dependence of the Fresnel reflection coefficient (*а* – with vertical polarization R_{vv}; *б* – with horizontal polarization R_{hh}) on the complex relative permittivity the medium ε_r and the sensing angle within $\theta = 0...90^\circ$

параметры P_{tx}, λ, G, h, и, поскольку эта зависимость нивелируется при вычислении отношения коэффициентов отражения Френеля вертикально и горизонтально поляризованных сигналов, отношение будет определяться тремя параметрами: ε_{rm}, θ и f_{tx}. Выражение (5) не учитывает шероховатость слоев СЛП, поскольку радиоволна не зеркально отражается, а рассеивается под различными углами, но при вычислении отношений коэффициентов отражения Френеля вертикально и горизонтально поляризованных сигналов эта зависимость также нивелируется.

Согласно предложенному методу зондирование радиосигналом одновременно с вертикальной и горизонтальной поляризациями контролируемого участка СЛП в пределах $\theta = 25...45^{\circ}$ позволяет определить зависимость коэффициентов отражения Френеля с вертикальной $R_{\text{vv}i,i+1}$ и горизонтальной $R_{\text{hh}\,i,i+1}$ поляризациями, $(i, i+1)$-границы раздела слоев от угла падения радиоволны.

Относительные диэлектрические проницаемости слоев СЛП определяются из отношений коэффициентов отражения Френеля по мощности $P_{\text{r}m}$ (рис. 3) сигналов с вертикальной поляризацией $\left|R_{\text{vv}(\text{r}m)}\right|^2$ (см. рис. 2, *а*), полученных по формулам (2), (4), и горизонтальной поляризацией $\left|R_{\text{hh}(\text{r}m)}\right|^2$ (см. рис. 2, *б*), полученных по формулам (3), (4):

$$P_{\text{r}m} = \frac{\left|R_{\text{hh}(\text{r}m)}\right|^2}{\left|R_{\text{vv}(\text{r}m)}\right|^2}, \qquad (6)$$

где $\left|R_{\text{hh}(\text{r}m)}\right|^2$, $\left|R_{\text{vv}(\text{r}m)}\right|^2$ – коэффициенты отражения Френеля по мощности (отражательная способность), измеренные на горизонтальной (hh) и вертикальной (vv) поляризациях соответственно; m – количество пиков эхосигнала (границ раздела слоев СЛП с разными относительными диэлектрическими проницаемостями), соответствующих количеству слоев СЛП.

Максимальный угол наклонного зондирования $\theta = 25...45^{\circ}$ контролируемого участка СЛП определяется меньшим угла Брюстера $\theta_{\text{B}} = 46^{\circ}$ для слоя СЛП с наименьшей относительной диэлектрической проницаемостью сухого снега (dry snow) – $\varepsilon_{\text{rds}} = 1.07 - j0.0008$.

На рис. 3 представлены отношения коэффициентов отражения Френеля по мощности $P_{\text{r}m}$ для слоев с комплексными относительными диэлектрическими проницаемостями в зависимости от угла зондирования в пределах $\theta = 25...45^{\circ}$.

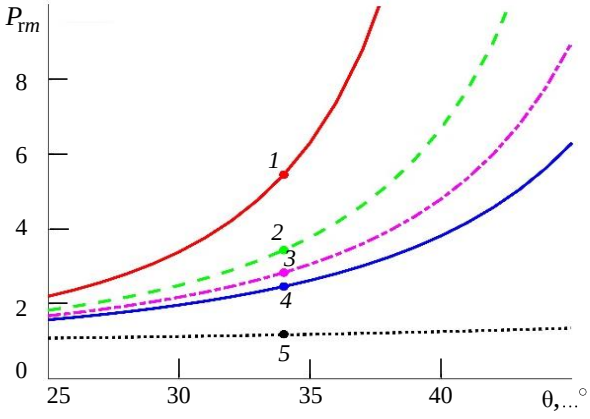


Рис. 3. Отношения коэффициентов отражения Френеля по мощности $P_{\text{r}m}$ сигналов с вертикальной (полученных по формулам (2), (4)) и горизонтальной (полученных по формулам (3), (4)) поляризациями:
1 – $\varepsilon_{\text{r2}} = 1.2 - j0.0008$; *2* – $\varepsilon_{\text{r3}} = 1.9 - j0.0008$;
3 – $\varepsilon_{\text{r4}} = 2.5 - j0.0008$; *4* – $\varepsilon_{\text{r5}} = 3.2 - j0.0008$;
5 – $\varepsilon_{\text{r6}} = 74 - j$ в зависимости от угла зондирования в пределах $\theta = 25...45^{\circ}$

Fig. 3. The ratio of Fresnel reflection coefficients for the power $P_{\text{r}m}$ signals from the vertical (obtained by formulas (2), (4)) and horizontal (obtained by formulas (3), (4)) polarization: *1* – $\varepsilon_{\text{r2}} = 1.2 - j0.0008$;
2 – $\varepsilon_{\text{r3}} = 1.9 - j0.0008$; *3* – $\varepsilon_{\text{r4}} = 2.5 - j0.0008$;
4 – $\varepsilon_{\text{r5}} = 3.2 - j0.0008$; *5* – $\varepsilon_{\text{r6}} = 74 - j$ depending on the sensing angle within $\theta = 25...45^{\circ}$

Последовательное определение диэлектрической проницаемости каждого последующего нижележащего слоя $\varepsilon_{\text{r}m}$, где $m = 2, 3, ..., M$ – номер слоя СЛП, осуществляется по формуле

$$\varepsilon_{\text{r}m} = \left[1 + \frac{4\sqrt{P_{\text{r}m}(\theta)}}{\left(1 - \sqrt{P_{\text{r}m}(\theta)}\right)^2}\sin(\theta)^2\right]\text{tg}(\theta)^2, \qquad (7)$$

что соответствует графикам (рис. 3) зависимости (6).

Интервалам плотностей СЛП будут соответ-

ствовать интервалы отношений коэффициентов отражения Френеля по мощности P_{rm}. Так, например, при $\theta = 34^\circ$ для сухого снега (dry snow) $\rho_{ds} = 100\ldots500$ кг/м^3 $\left(\varepsilon'_{ds} = 1.162\ldots1.984\right)$ – $P_{rm} = 5.6915...3.3266$, сухого фирна (dry firn) $\rho_{df} = 500\ldots700$ кг/м^3 $\left(\varepsilon'_{df} = 1.984\ldots2.51\right)$ – $P_{rm} = 3.3266...2.8311$, сухого льда (dry ice) $\rho_{di} = 700\ldots917$ кг/м^3 $\left(\varepsilon'_{di} = 2.51\ldots3.179\right)$ – $P_{rm} = 2.8311\ldots2.4753$. С увеличением содержания влаги значения отношений коэффициентов отражения Френеля по мощности P_{rm} уменьшаются, стремясь к значениям для воды. Для морской воды $\varepsilon'_{sw} = 74$ (sea water) соленостью $S_{sw} = 35$ г/кг – $P_{rm} = 1.1923$, а для чистой (талой) воды с $\varepsilon'_{pw} = 87$ (pure water) – $P_{rm} = 1.1760$.

Для идентификации слоев СЛП устанавливается тождественность полученных значений диэлектрических проницаемостей слоев ε_{rm} с заданными расчетными (образцовыми) значениями диэлектрических проницаемостей слоев $\varepsilon_{vr\Delta}$ по условию $\varepsilon_{rm} = \varepsilon_{vr\Delta}$: "снежный покров", "фирн", "ледяной покров" либо "вода".

Расчетные (образцовые) значения диэлектрических проницаемостей слоев. Расчетные (образцовые) значения диэлектрических проницаемостей слоев СЛП $\varepsilon_{vr\Delta}$ как трехкомпонентной среды, состоящей из льда с включениями воды и воздуха, определяются по формуле

$$\varepsilon_{vr\Delta} = \varepsilon'_{vr\Delta} - j\varepsilon''_{vr\Delta},$$

где $\varepsilon'_{vr\Delta}$ и $\varepsilon''_{vr\Delta}$ – действительная и мнимая часть расчетных (образцовых) значений диэлектрических проницаемостей слоев СЛП.

Действительная часть расчетных (образцовых) значений относительных диэлектрических проницаемостей влажных сред $\varepsilon'_{vr\Delta}$: $\varepsilon'_{vs\Delta}$ – снега (snow), $\varepsilon'_{vf\Delta}$ – фирна (firn), $\varepsilon'_{vi\Delta}$ – льда (ice) определяется по формуле [3, 9, 11–13]:

$$\varepsilon'_{vr\Delta} = \left[\sqrt[3]{\varepsilon'_r}\left(1 - P_{wa}\right) + P_w\left(\sqrt[3]{\varepsilon'_w} + P_{wa} - P_w\right)\right]^3,$$

где ε'_r (ε'_s – снега (snow), ε'_f – фирна (firn), ε'_i – льда (ice)) с плотностью слоя $\rho_r = 100\ldots917$ кг/м^3 $\left(\rho_s = 100\ldots500\right.$ кг/м^3; $\rho_f = 500\ldots700$ кг/м^3; $\left.\rho_i = 700\ldots917\right.$ кг/м^3); ε'_w ($\varepsilon'_{pw\Delta}$ и $\varepsilon'_{sw\Delta}$ – чистой воды (pure water) и морской воды (sea water), определяемые дебаевской моделью); P_{wa} – общая доля содержания воды и воздуха; P_w – общая доля содержания воды.

Например, на графиках (см. рис. 3) при $\theta = 34^\circ$ соответствующие поляризационные отношения выглядят следующим образом: *1* – $P_{r2} = 5.4553$, *2* – $P_{r3} = 3.4396$, *3* – $P_{r4} = 2.8381$, *4* – $P_{r5} = 2.4668$, *5* – $P_{r6} = 1.1923$, что соответствует: $\varepsilon_{r2} = 1.2 - j0.0008$ – сухому снегу, $\varepsilon_{r3} = 1.9 - j0.0008$ – сухому снегу, $\varepsilon_{r4} = 2.5 - j0.0008$ – сухому фирну, $\varepsilon_{r5} = 3.2 - j0.0008$ – сухому льду, $\varepsilon_{r6} = 74 - j$ – морской воде соленостью $S_{sw} = 35$ г/кг.

Определение глубин слоев снежно-ледяного покрова. В основу определения глубин слоев СЛП заложен частотный принцип выделения частоты биения (разностного сигнала), получаемой при перемножении принятого и зондирующего (опорного) сигналов, с помощью быстрого преобразования Фурье с последующей оцифровкой и реализацией алгоритмов цифровой обработки. Зондирование контролируемого участка СЛП осуществляется линейно-частотным модулированным (ЛЧМ) сигналом, сформированным в передающем устройстве с частотой $f_{tx}(t)$ [10, 14], что позволяет получить эхосигналы от границ слоев СЛП на разных частотах [15]

$$f_{tx}(t) = f_0 + \alpha t_n, \ \forall\ 0 < t_n < T_n, \qquad (8)$$

где f_0 – начальная частота; α – скорость изменения частоты (крутизна ЛЧМ); t_n – длительность отдельного периода модуляции ЛЧМ-сигнала (быстрое время); T_n – период модуляции (ЛЧМ-сигнала) и прием эхосигналов приемным устройством с частотой [10, 14]

$$f_{rx}(t) = f_0 + \alpha\left(t_n - \tau\right), \ \forall\ \tau < t_n < T_n. \qquad (9)$$

Здесь τ – временная задержка принятого эхосигнала от границ раздела слоев СЛП.

Временная задержка τ_{rm} в m-слое принятого эхосигнала между границами раздела слоев СЛП пропорциональна глубине h_{rm} и определяется выражением

$$\tau_{rm} = 2h_{rm}/v_{rm}, \quad (10)$$

где v_{rm} – скорость распространения ЭМВ в m-слое [3, 9, 11–13].

Частотная составляющая биения f_b непосредственно связана с задержкой эхосигнала (10), являясь разницей выражений (8) и (9):

$$f_b = f_{tx} - f_{rx} = \alpha\tau_{rm} = 2h_{rm}B/(v_{rm}T_n), \quad (11)$$

где B – ширина полосы ЛЧМ-сигнала. Из (11) определяются глубины слоев СЛП, возникающие между разностью расстояний, которые проходят излученный и отраженный сигналы при зондировании подстилающей поверхности в надир, определяемые по формуле

$$h_{rm} = f_b v_{rm} T_n/(2B).$$

Полное время прохождения слоев СЛП в общем виде определяется по формуле

$$\tau_d = \tau_{iw} = \tau_{as} + \tau_s + \tau_i = 2h_a/c + 2h_s/v_s + 2h_i/v_i,$$

где τ_{as} – временная задержка до границы раздела среды "воздух–снежный покров"; τ_s, τ_i – временная задержка в снежном и ледяном покровах соответственно; h_a – расстояние от ВСВТ до границы раздела сред "воздух–снег"; h_s – высота снежного покрова; h_i – глубина ледяного покрова; v_s, v_i – скорости распространения электромагнитной волны в снеге и льде соответственно.

Результаты. Резюмируя изложенное, можно отметить следующее. Нормальное зондирование подстилающей поверхности в виде СЛП не показывает отличительных особенностей параметров принимаемых радиосигналов с вертикальной и горизонтальной поляризациями. При увеличении угла наклона зондирования с 25 до 45° наблюдается увеличение отношений коэффициентов отражения от границ раздела слоев с различными диэлектрическими проницаемостями.

Решение обратной задачи реконструкции слоев СЛП в виде снега, фирна, льда и воды осуществляется посредством косвенного определения комплексной относительной диэлектрической проницаемости каждого последующего нижележащего слоя с разрешением по действительной части, например при $\theta = 34^\circ$ для $\varepsilon_{r7} = 1.07 - j0.0008$ с поляризационным отношением $P_{r7} = 6.401$, для $\varepsilon_{r8} = 1.08 - j0.0008$ с поляризационным отношением $P_{r8} = 6.312$, соответствующей 10^{-2}.

Прием эхосигналов осуществляется на тех же поляризациях, и определяются отношения коэффициентов отражения радиосигналов в зависимости от угла падения на границы раздела слоев контролируемого участка с последующим вычислением относительной диэлектрической проницаемости каждого последующего нижележащего слоя СЛП. Далее следует установление тождественности вычисленных значений с расчетными (образцовыми) значениями относительных диэлектрических проницаемостей слоев СЛП с целью дистанционной идентификации состояния СЛП.

Сверхширокополосный сигнал с линейно-частотной модуляцией позволяет получить эхосигнал как от границ раздела "воздух–снег", "снег-лед", "лед–вода", так и от границ раздела слоев снежного и ледяного покровов на основе контраста их диэлектрических проницаемостей. Определение глубин слоев СЛП, реализующее частотный принцип, осуществляется посредством демодуляции, перемножением принятого и зондирующего (опорного) сигналов, выделением частоты биения (разностного сигнала) и оцифровки с последующей реализацией алгоритмов цифровой обработки сигналов.

Полоса 6 ГГц сверхширокополосного ЛЧМ-сигнала с частотой от 2 ГГц до 8 ГГц позволяет увеличить разрешающую способность по глубине до значения около 4 см [10]. При этом методическая погрешность определения относительной диэлектрической проницаемости слоев по отношениям коэффициентов отражения Френеля при заданных расчетных (образцовых) значениях относительной диэлектрической проницаемости и согласно предложенной формуле составляет не более 1.5 %.

Получены интервалы поляризационных отношений, соответствующих интервалам плотностей слоев СЛП для фиксированных углов. Так, например, при $\theta = 34^\circ$ для сухого снега $\rho_{ds} = 100\ldots500$ кг/м^3 $\left(\varepsilon'_{ds} = 1.162\ldots1.984\right)$ –

$P_{rm} = 5.6915...3.3266$, сухого фирна $\rho_{df} = 500\ldots700$ кг/м^3 $\left(\varepsilon'_{df} = 1.984\ldots2.51\right)$ – $P_{rm} = 3.3266...2.8311$, сухого льда $\rho_{di} = 700\ldots917$ кг/м^3 $\left(\varepsilon'_{di} = 2.51\ldots3.179\right)$ – $P_{rm} = 2.8311\ldots2.4753$.

Заключение. Таким образом, дистанционная идентификация составляющих элементов структуры снежно-ледяного покрова позволяет автоматизировать процесс оценки возможности выполнения посадки, тем самым снизив время принятия решения и повысив уровень безопасности. В отличие от известных методов идентификации приповерхностного слоя [4–7] осуществляется идентификация слоев многослойной среды в виде снежно-ледяного покрова водоема. Полученное значение методической погрешности определения относительной диэлектрической проницаемости слоев по отношениям коэффициентов отражения Френеля при заданных расчетных (образцовых) значениях и согласно предложенной формуле свидетельствует о правомерности использования данного метода при посадке ВСВТ на неподготовленную площадку со СЛП.

Список литературы

1. Машков В. Г., Малышев В. А. Модель управления посадкой воздушного судна вертолетного типа на неподготовленную заснеженную площадку // Моделирование, оптимизация и информационные технологии. 2019. № 4 (27). С. 1–10. doi: 10.26102/2310-6018/2019.27.4.037

2. Пат. RU 2707275 G01S 13/94 (2006.01). Способ выбора площадки для посадки воздушного судна вертолетного типа / В. Г. Машков, В. А. Малышев; опубл. 26.11.2019. Бюл. № 33.

3. Малышев В. А., Машков В. Г. Скорость распространения электромагнитной волны в снежно-ледяной подстилающей поверхности // Радиотехника. 2020. № 3 (5). С. 40–54. doi: 10.18127/j00338486-202003(05)-05

4. О возможности определения диэлектрической проницаемости верхних слоев подстилающих сред по измеренным коэффициентам отражения при наклонном зондировании плоскими волнами вертикальной и горизонтальной поляризации в СВЧ диапазоне / А. С. Шостак, В. В. Загоскин, С. П. Лукьянов, А. С. Карауш // Журн. радиоэлектроники. 1999. № 11. URL: http://jre.cplire.ru/mac/nov99/4/abstract.html (дата обращения 07.12.2017).

5. Пат. RU 2613810 G01R 27/00 (2006.01). Способ измерения относительной комплексной диэлектрической проницаемости материала с потерями в СВЧ диапазоне / Г. Г. Валеев; опубл. 21.03.2017. Бюл. № 9.

6. Пат. RU 2623668 G01R G01N (2006.01). Способ дистанционного определения относительной диэлектрической проницаемости среды под границей атмосфера-океан / А. С. Запевалов; опубл. 28.06.2017. Бюл. № 19.

7. Пинчук А. Н. Влияние поляризации зондирующего радиосигнала на эффективность выделения отклика надводной цели // Наука и образование. 2015. Т. 15, № 3. С. 140–152. doi: 10.7463/0315.0760670.

8. Гринев А. Ю., Темченко В. С., Багно Д. В. Радары подповерхностного зондирования. Мониторинг и диагностика сред и объектов. М.: Радиотехника, 2013. 392 с.

9. Скорость распространения радиоволн в сухом и влажном снежном покрове / В. М. Котляков, Ю. Я. Мачерет, А. В. Сосновский, А. Ф. Глазовский // Лед и снег. 2017. Т. 57, № 1. С. 45–56. doi:10.15356/2076-6734-2017-1-45-56

10. Sudarsan Krishnan B. E. Modeling and simulation analysis of an FMCW radar for measuring snow thickness / Electronics and communication engineering. University of Madras, 2000. 84 p.

11. Мачерет Ю. Я. Оценка содержания воды в ледниках по гиперболическим отражениям // Материалы гляциологических исследований. 2000. № 89. С. 3–10.

12. Глазовский А. Ф., Мачерет Ю. Я. Вода в ледниках. Методы и результаты геофизических и дистанционных исследований. М.: ГЕОС, 2014. 528 с.

13. Macheret Yu. Ya., Glazovsky A. F. Estimation of absolute water content in Spitsbergen glaciers // Polar Research. 2000. Vol. 19, № 2. P. 205–216. doi: 10.3402/polar.v19i2.6546

14. Купряшкин И. Ф., Лихачев В. П., Рязанцев Л. Б. Малогабаритные многофункциональные РЛС с непрерывным частотно-модулированным излучением. М.: Радиотехника, 2020. 288 с. doi: 10.18127/B9785931081915

15. Пат. RU 2262718 G01S13/95 (2006.01). Способ измерения толщины снежного покрова / Е. Л. Шошин, А. М. Суханюк, И. И. Плюснин; опубл. 20.10.2005. Бюл. № 29.

Информация об авторе

Машков Виктор Георгиевич – инженер по специальности "Радиоэлектронные системы" (2001, Тамбовский военный авиационный инженерный институт), кандидат технических наук (2008, Тамбовское высшее военное авиационное инженерное училище радиоэлектроники (военный институт)), доцент (2017, Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил "Военно-воздушная академия им. проф. Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина" (г. Воронеж)), докторант кафедры "Эксплуатации радиотехнических средств (обеспечения полетов)" Военного учебно-научного центра Военно-воздушных сил "Военно-воздушная академия им. проф. Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина" (г. Воронеж). Автор 230 научных публикаций. Сфера научных интересов: подповерхностная радиолокация и радиовидение.
Адрес: Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил "Военно-воздушная академия им. проф. Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина" (г. Воронеж), ул. Старых Большевиков, д. 54А, г. Воронеж, 394064, Россия
E-mail: mvgblaze@mail.ru
https://orcid.org/0000-0002-3406-7444

References

1. Mashkov V. G., Malyshev V. A. Control model for landing a helicopter – type aircraft on an unprepared snow-covered platform. *Modelirovanie, optimizaciya i informacionnye tekhnologii* [Modeling, optimization and information technology]. 2019, no. 4 (27), pp. 1–10. (In Russ.). doi: 10.26102/2310-6018/2019.27.4.037

2. Mashkov V. G., Malyshev V. A. *Sposob vybora ploshchadki dlya posadki vozdushnogo sudna vertoletnogo tipa* [Method for selecting a landing site for a helicopter-type aircraft]. Patent RF, no. 2707275, 2019. (In Russ.)

3. Malyshev V. A., Mashkov V. G. Speed of electromagnetic wave propagation in the snow-ice underlying surface. *Radiotekhnika* [Radioengineering]. 2020, no. 3 (5), pp. 40–54. (In Russ.). doi: 10.18127/j00338486-202003(05)-05

4. Shostak A. S., Zagoskin V. V., Lukyanov S. P., Karaush A. S. *O vozmozhnosti opredeleniya dielektricheskoj pronicaemosti verhnih sloev podstilayushchih sred po izmerennym koefficientam otrazheniya pri naklonnom zondirovanii ploskimi volnami vertikal'noj i gorizontal'noj polyarizacii v SVCH diapazone // Zhurnal radioelektroniki* [Radio electronics magazine]. 1999, no. 11. Available at: http://jre.cplire.ru/mac/nov99/4/abstract.html (date accessed: 07.12.2017). (In Russ.)

5. Valeev G. G. *Sposob izmereniya otnositel'noj kompleksnoj dielektricheskoj pronicaemosti materiala s poteryami v SVCH diapazone* [Method for measuring the relative complex permittivity of a material with losses in the microwave range]. Patent RF, no. 2613810, 2017. (In Russ.)

6. Zapevalov A. S. *Sposob distancionnogo opredeleniya otnositel'noj dielektricheskoj pronicaemosti sredy pod granicej atmosfera-okean* [Method for remote determination of the relative permittivity the medium under the atmosphere-ocean boundary]. Patent RF, no. 2623668, 2017. (In Russ.).

7. Pinchuk A. N. Influence of polarization of the probing radio signal on the efficiency of surface target response selection. *Nauka i obrazovanie* [Science and education]. 2015, no. 3, pp. 140–152. (In Russ.). doi: 10.7463/0315.0760670

8. Grinev A. Yu., Temchenko V. S., Bagno D. V. *Radary podpoverhnostnogo zondirovaniya. Monitoring i diagnostika sred i ob'ektov* [Subsurface sensing radars. Monitoring and diagnostics among objects]. M., Radiotekhnika, 2013, 392 p. (In Russ.)

9. Kotlyakov V. M., Macheret Yu. Ya., Sosnovsky A.V., Glazovsky A. F. Speed of radio waves propagation in dry and wet snow cover. *Led i sneg* [Ice and Snow]. 2017, no. 57 (1), pp. 45–56. (In Russ.). doi:10.15356/2076-6734-2017-1-45-56

10. Sudarsan Krishnan B. E. Modeling and simulation analysis of an FMCW radar for measuring snow thickness. Electronics and communication engineering. University of Madras, 2000, 84 p.

11. Macheret Yu. Ya. Estimation of water content in glaciers by hyperbolic reflections. *Materialy glyaciologicheskih issledovanij* [Materials of glaciological research]. 2000, no. 89, pp. 3–10. (In Russ.)

12. Glazovsky A. F., Macheret Y. Ya. *Voda v lednikah. Metody i rezul'taty geofizicheskih i distancionnyh issledovanij.* [Water in glaciers. Methods and results of geophysical and remote sensing studies]. M., GEOS, 2014, 528 p. (In Russ.)

13. Macheret Yu. Ya., Glazovsky A. F. Estimation of absolute water content in Spitsbergen glaciers. Polar Research. 2000, no. 19 (2), pp. 205–216. doi: 10.3402/polar.v19i2.6546

14. Kupreskic I. F., Likhachev V. P., Ryazantsev L. B. *Malogabaritnye mnogofunkcional'nye RLS s nepreryvnym chastotno-modulirovannym izlucheniem* [Small-sized multifunctional radars with continuous frequency-modulated radiation]. M., *Radiotekhnika*, 2020, 288 p. (In Russ.). doi: 10.18127/B9785931081915

15. Shoshin E. L., Suchanek A. M., Plyusnin I. I. *Sposob izmereniya tolshchiny snezhnogo pokrova* [The method of measuring the snow cover thickness]. *Patent RF*, no. 2262718, 2005. (In Russ.)

Information about the author

Viktor G. Mashkov, Engineer specialty "Radio-Electronic systems" (2001, Tambov military aviation engineering Institute), candidate technical Sciences (2008, Tambov higher military aviation engineering school of Radioelectronics (military Institute)), docent (2017, Military Educational-Research Centre Air Force "Air Force Academy named after professor N. E. Zhukovsky and Y. A. Gagarin" (Voronezh)), doctoral student the Department "Operation radio equipment (flight support)" Military Educational-Research Centre Air Force "Air Force Academy named after professor N. E. Zhukovsky and Y. A. Gagarin" (Voronezh)). Author 230 scientific publications. Area of expertise: subsurface radar and radio vision.
Address: Military Educational-Research Centre Air Force "Air Force Academy named after professor N. E. Zhukovsky and Y. A. Gagarin" (Voronezh), 54A Starykh Bolshevikov St., Voronezh 394064, Russia
E-mail: mvgblaze@mail.ru
https://orcid.org/0000-0002-3406-7444

Известия вузов России. Радиоэлектроника. 2020. Т. 23, № 5. С. 57–62
Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2020, vol. 23, no. 5, pp. 57–62

Quantum, Solid-state, Plasma and Vacuum Electronics

Original article

https://doi.org/10.32603/1993-8985-2020-23-5-57-62

Optimization and Fabrication of Heterojunction Silicon Solar Cells Using an Experimental-Industrial Facility AK-1000 Inline

Nikolay A. Chuchvaga[1,2], Julius Schulze[3], Vassiliy V. Klimenov[1,2,4], Kairat S. Zholdybayev[1], Kazybek P. Aimaganbetov[1,2], Sultan R. Zhantuarov[1]✉, Abay S. Serikkanov[1], Eugeny I. Terukov[5,6], Serekbol Zh. Tokmoldin[2,4], Nurlan S. Tokmoldin[1,7]

[1] Satbayev University, Institute of Physics and Technology, LLP, Almaty, Kazakhstan

[2] Scientific-Production Center of Agricultural Engineering, LLP

[3] Meyer Burger (Germany) AG, Germany

[4] RDC SiTech, LLP, Almaty, Kazakhstan

[5] A.F. Ioffe Physical-Technical Institute, St Petersburg, Russia

[6] R&D Center for Thin-Film Technologies in Energetics at A.F. Ioffe Physical-Technical Institute, St Petersburg, Russia

[7] University of Potsdam, Potsdam, Germany (currently)

✉ stokmoldin@mail.ru

Abstract

Introduction. Heterojunction silicon solar cells represent one of the most promising directions for the development of solar photovoltaics. This is due to both their high power conversion efficiency and reasonable likelihood for further growth in performance, as well as good commercial potential of this technology, which relies on a transition from conventional diffusion-based processes to thin film deposition.

Aim. The paper describes results of optimization and fabrication of heterojunction silicon solar cells using the AK-1000 inline tool, adapted for processing of 6-inch wafers.

Materials and methods. In the manufacturing of solar cells, crystalline silicon wafers were subjected to wet chemical processes, and then electron, hole, and intrinsic types of conductivity of the layers based on amorphous silicon were deposited by plasma-chemical deposition. Precipitation of oxide transparent conductive layers was carried out by magnetron sputtering. To optimize the processes of obtaining solar cells, measurements of the reflection coefficient, of lifetime of minority carriers, and of current – voltage characteristics were used.

Results. As a result of the work, heterojunction solar cells were obtained in a laboratory in Kazakhstan with an efficiency of 20% without using of traditional diffusion processes for solar cells manufacturing.

Conclusions. The output parameters associated with light conversion efficiency demonstrate the possibility of further optimization of the parameters affecting the performance of heterojunction solar cells.

Keywords: heterojunction, silicon, solar cell, power conversion efficiency

For citation: Chuchvaga N. A., Schulze J., Klimenov V. V., Zholdybayev K. S., Aimaganbetov K. P., Zhantuarov S. R., Serikkanov A. S., Terukov E. I., Tokmoldin S. Zh., Tokmoldin N. S. Optimization and Fabrication of Heterojunction Silicon Solar Cells Using an Experimental-Industrial Facility AK-1000 Inline. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2020, vol. 23, no. 5, pp. 57–62. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-5-57-62

Acknowledgements. The authors acknowledge the funding support of the Ministry of Education of Science of the Republic of Kazakhstan within projects AP05133645, BR05236498, 0355-18-GK, AP05133651. The solar cell fabrication facility was built in the framework of the purpose-funding program O.0652.

Conflict of interest. The authors declare the absence of the conflict of interests.

Submitted 25.04.2020; accepted 05.10.2020; published online 25.11.2020

© Chuchvaga N. A., Schulze J., Klimenov V. V., Zholdybayev K. S., Aimaganbetov K. P., Zhantuarov S. R., Serikkanov A. S., Terukov E. I., Tokmoldin S. Zh., Tokmoldin N. S., 2020

Контент доступен по лицензии Creative Commons Attribution 4.0 License
This work is licensed under a Creative Commons Attribution 4.0 License

Introduction. Being the second most abundant chemical element in the earth crust, superseded by only oxygen, silicon is poised to dominate the field of large-scale terrestrial photovoltaics through years to come [1, 2]. Among the silicon-based photovoltaic devices, the highest power conversion efficiency is currently demonstrated by heterostructured solar cells employing a semiconductor junction between crystalline and amorphous silicon. The technology of formation of such a heterojunction relies on plasma chemical vapor deposition of thin films of hydrogenated silicon (a-Si:H) onto a monocrystalline silicon wafer (c-Si). This combination enables to obtain solar cells with record power conversion efficiencies exceeding 26 % [3–5]. One of the confirmations of the high promise of this technology is its successful commercialization in the Commonwealth of the Independent States (CIS) [6, 7]. Further expansion of this technology is linked to demonstration of the industrial capability of the heterojunction silicon cell technology and its expansion to various parts of the world.

A monocrystalline silicon wafer is the main component for photovoltaic devices. Upon formation of the semiconductor junction, high-quality passivation of the wafer surface is required to reduce surface recombination of the charge carriers. The surface lifetime τ_s of minority carriers in a wafer with thickness W, diffusion coefficient D and surface recombination rate S can be determined from the following expression:

$$\tau_s = \frac{W}{2S} + \frac{1}{D}\left(\frac{W}{\pi}\right)^2,$$

where both sides of the wafer are considered to be identical. The effective (measured) lifetime of the carriers τ_{ef} is obtained via

$$\frac{1}{\tau_{ef}} = \frac{1}{\tau_b} + \frac{1}{\tau_s},$$

where τ_b is the bulk lifetime, which depends on the quality and purity of initial silicon ingots used for slicing of the wafers. The use of intrinsic amorphous hydrogenated silicon (i-a-Si:H) for passivation of crystalline silicon demonstrates the possibility of significant improvement in the lifetime of minority carriers in the wafer [8, 9]. This represents an important factor for achieving high power conversion efficiencies demonstrated by heterojunction silicon solar cells. This paper describes the results of optimization and fabrication of a heterojunction silicon solar cell with a power conversion efficiency of 20 %.

Experimental methods. The process of fabrication of heterojunction silicon solar cells has been reported previously elsewhere [10]. At the first stage, wet chemical treatment of crystalline wafers comprising a variety of operations targeting removal of surface contaminants and wafer texturing. During the process, the wafers were sequentially immersed into caustic and acidic solutions and rinsed with water to conduct the processes of saw damage etching, texturing, oxidation and oxide layer removal. Deionized water with resistivity of 1…2 MΩ·cm, measured directly in rinsing baths, was employed for cleaning and texturing. Following removal of the oxide layer, the wafers were loaded into a plasma chemical deposition chamber for coating with intrinsic amorphous silicon and amorphous silicon doped with boron (B) and phosphorous (P) impurities, utilizing, respectively, monosilane (SiH_4), trimethylborane ($B(CH_3)_3$) and phosphine (PH_3) as process gases. Further, indium tin-oxide transparent electrodes were deposited on both sides of the samples. Wafer metallization was performed using the DEK Eclipse tool. Minority carrier lifetimes, reflectivity and current-voltage characteristics were measured using the Sinton WCT-120, PV Measurements QEX10 and PV Measurements IV-16L tools, respectively.

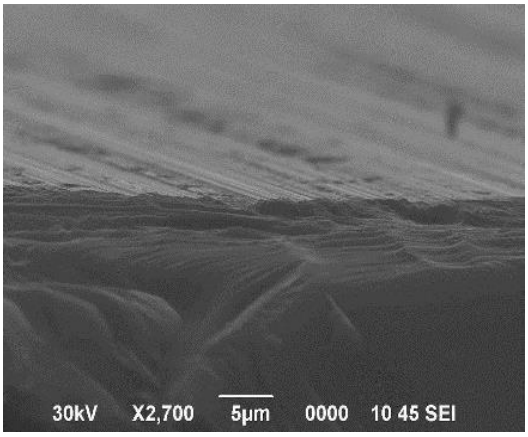
Results and Discussion. Texturing of the silicon wafers is performed in order to reduce their reflectivity and enhance optical absorption. Table 1 shows the reflectivity values of a non-textured wafer, as well as the wafers subjected to the texturing process at various concentrations of the etching agent.

Table 1. Dependence of reflectivity of the silicon wafer samples (R) at optical wavelength of 600 nm on concentration of the etching agent (C) following texturing

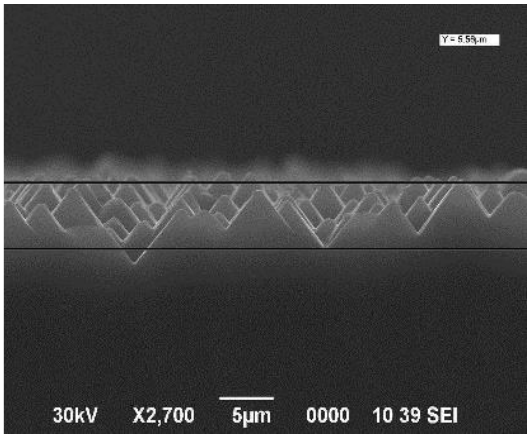
C, ml/l	R, %
Initial wafer	39.0
6	17.4
8	15.5
10	13.0
12	12.4

It is evident, that the reflectivity is significantly reduced with the etchant concentration, however above 10 ml/l the rate of reduction in reflectivity with concentration slows down significantly. Surface images of the initial and textured wafers obtained by means of scanning electron microscopy (SEM), are shown in Fig. 1.

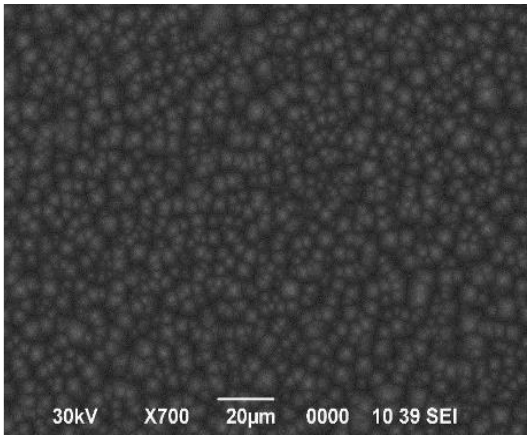
The size of the resulting pyramids is approximately 5 μm, the concentration of the etching agent is 12 ml/l, and the corresponding reflectance is 12 %. Similar results were obtained in [11], where for pyramids of 5 μm the reflection coefficient varied in close values of approximately 12.5…19 % at the incident light wavelengths of 400, 500, 600, and 700 nm. It also notes that usually a reflection coefficient of 14…15 % is typical for pyramids with sizes of 2…8 μm. In another work [12] by our team, textured samples with the lowest reflectance of the order of 12…13 % were obtained with a pyramid base of 5 μm.



a



b



c

Fig. 1. Surface SEM images of the samples:
a – an initial untreated wafer (top-side view);
b – following texturing at the etching agent concentration of 12 ml/l (side view);
c – following texturing at the etching agent concentration of 12 ml/l (top view)

Table 2 presents the results of minority carrier lifetime measurements in monocrystalline silicon wafers following the deposition of intrinsic, as well as n- and p-doped amorphous silicon layers on both sides.

The measured lifetime values correlate with the results of other authors and indirectly confirm the results of computer simulations on the influence of amorphous layer thickness on solar cell output parameters, in particular, the open-circuit voltage [13, 14]. It must be noted that, according to our preliminary study, the optimal thickness of the intrinsic amorphous silicon layers in the heterojunction cell is around 10 nm, as higher thicknesses result in reduction in the short-circuit current and, consequently, power conversion efficiency due to the growth in the device series resistance [15].

Table 2. Minority carrier lifetimes in a monocrystalline silicon wafer following passivation with intrinsic amorphous silicon

di, nm	τ, μs
0	50
11.6	656
13.4	1505
16.4	1775

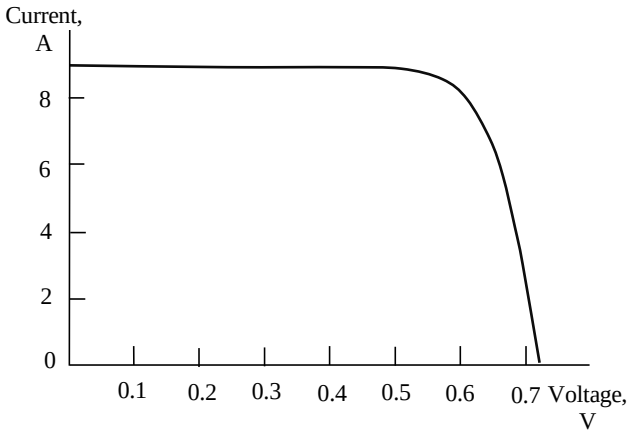


Fig. 2. Illuminated current-voltage characteristic of the fabricated photovoltaic cell

Fig. 2 demonstrates the current-voltage characteristic of the fabricated photovoltaic cell.

Output cell parameters are given in Table 3.

Table 3. Output characteristics of the fabricated photovoltaic cell

η, %	*FF*, %	V_{OC}, V	I_{SC}, A
20.00	75.92	0.721	8.93

The efficiency of the device exceeds 20 % at the open-circuit voltage of 720 mV, which is somewhat lower than the conventional values for this class of solar cells, showing the potential for further growth in power conversion efficiency upon optimization of fabricating conditions and an improvement in the quality of silicon wafer surface passivation.

Conclusion. This paper demonstrates the technological sequence and results of fabricating heterojunction silicon solar cells based on the semiconductor junction between crystalline and amorphous silicon. The influence of concentration of the etching agent on reflectivity of textured wafers, as well as the impact of thickness of intrinsic amorphous silicon on its surface passivation are investigated. Output parameters of the fabricated cell with efficiency exceeding 20 % demonstrate the possibility of further optimization. Nevertheless, the obtained result, according to the available data, is a record for a solar cell whose main fabrication steps have been performed within Kazakhstan. It also shows the simplicity and safety of the heterojunction technology, which is based on deposition of thin films of semiconductor materials, rather than conventional diffusion-based processes.

Author's contributions

Nikolay A. Chuchvaga, thin-film deposition, writing.
Julius Schulze, process support, thin-film deposition.
Vassiliy V. Klimenov, process support, editing.
Kairat S. Zholdybayev, thin-film deposition, writing.
Kazybek P. Aimaganbetov, thin-film deposition, analysis.
Sultan R. Zhantuarov, wet etching, writing.
Abay S. Serikkanov, analysis, administration.
Eugeny I. Terukov, analysis, editing.
Serekbol Zh. Tokmoldin, project supervision, analysis, editing.
Nurlan S. Tokmoldin, conceptualization, wet etching, writing.

References

1. Battaglia C., Cuevas A., De Wolf S. High-efficiency crystalline silicon solar cells: status and perspectives. Energy Environ. Sci. 2016, vol. 9, iss. 5, pp. 1552-76. doi: 10.1039/C5EE03380B

2. Andreani L. C., Bozzola A., Kowalczewski P., Liscidini M., Redorici L. Silicon solar cells: toward the efficiency limits. Advances in Physics: X. 2019, vol. 4, iss. 1, p. 1548305. doi: 10.1080/23746149.2018.1548305

3. Yoshikawa K., Kawasaki H., Yoshida W., Irie T., Konishi K., Nakano K., Uto T., Adachi D., Kanematsu M., Uzu H., Yamamoto K. Silicon heterojunction solar cell with interdigitated back contacts for a photoconversion efficiency over 26 %. Nature Energy. J. Art. 2017, vol. 2, iss. 5. doi: 10.1038/nenergy.2017.32

4. Haschke J., Dupré O., Boccard M., Ballif C. Silicon heterojunction solar cells: Recent technological development and practical aspects-from lab to industry. Sol. Energy Mater Sol. Cells. 2018, vol. 187, pp. 140-53. doi: 10.1016/j.solmat.2018.07.018

5. Liu Y., Li Y., Wu Y., Yang G., Mazzarella L., Procel-Moya P., Tamboli A. C., Weber K., Boccard M., Isabella O., Yang X. High-Efficiency Silicon Heterojunction Solar Cells: Materials, Devices and Applications. Mater. Sci. Eng. R Rep. 2020, vol. 142, p. 100579. doi: 10.1016/j.mser.2020.100579

6. Terukov E., Kosarev A., Abramov A., Malchukova E. From 11 % Thin Film to 23 % Heterojunction Technology (HJT) PV Cell: Research, Development and Implementation Related 1600 × 1000 mm PV Modules in Industrial Production. Book Chapter in: Zaidi B. (ed) Solar Panels and Photovoltaic Materials. 2018. doi: 10.5772/intechopen.75013

7. Abramov A. S., Andronikov D. A., Abolmasov S. N., Terukov E. I. Silicon Heterojunction Technology: A Key to High Efficiency Solar Cells at Low Cost. Book Chapter in: Petrova-Koch V., Hezel R., Goetzberger A. (eds) High-Efficient Low-Cost Photovoltaics. Springer Series in Optical Sciences. 2020, vol. 140, pp. 113–132. Springer, Cham. doi: 10.1007/978-3-030-22864-4_7

8. Pankove J. I., Tarng M. L. Amorphous silicon as a passivant for crystalline silicon. Applied Physics Lett. 1979, vol. 34, iss. 2, pp. 156–157. doi: 10.1063/1.90711

9. Herasimenka S. Y. Large area ultrapassivated silicon solar cells using heterojunction carrier collectors.

Doctoral Dis. Arizona State University. USA, 2013, 233 p.

10. De Wolf S., Descoeudres A., Holman Z. C., Ballif C. High-efficiency Silicon Heterojunction Solar Cells: A Review. 2012, vol. 2, iss. 1, pp. 7–24. doi: 10.1515/green-2011-0018

11. Han Y., Yu X., Wang D., & Yang D. Formation of Various Pyramidal Structures on Monocrystalline Silicon Surface and Their Influence on the Solar Cells. J. of Nanomaterials. 2013, vol. 2013, pp. 1–5. doi: 10.1155/2013/716012

12. Chuchvaga N. A., Kislyakova N. M., Tokmoldin N. S., Rakymbetov B. A., Serikkanov A. S. *Problemy pri ispol'zovanii travitelya KOH-IPA dlya teksturirovaniya kremnievyh plastin* [Problems when using KOH-IPA Etchant for silicon wafer texturing]. Technical Physics Journal. 2020, vol. 90, iss. 10, pp. 1758–1763. doi: 10.21883/JTF.2020.10.49810.431-19 (In Russ.)

13. Yao Y., Xiao S., Zhang X., Gu X. Simulation optimizing of n-type HIT solar cells with AFORS-HET. J. Modern Physics Letters B. 2017, vol. 31, iss. 19–21, 1740025 p. doi: 10.1142/S0217984917400255

14. Keshuov S., Tokmoldin N., Chuchvaga N., Tokmoldin S., Isova A. An algorithm for optimization of heterojunction silicon solar cells by ranking of fabrication parameters influencing their efficiency. J. Ekoloji. 2019, vol. 28, iss. 108, pp. 2681–2692.

15. Chuchvaga N. A., Zhilina D. V., Zhantuarov S. R., Tokmoldin S. Zh., Terukov E. I., Tokmoldin N. S. Study and optimization of heterojunction silicon solar cells. J. Phys. Conf. Series. Mar. 2018, vol. 993, pp. 1–7. doi: 10.1088/1742-6596/993/1/012039

Information about the authors

Nikolay A. Chuchvaga, PhD (2019), Senior Researcher at the Institute of Physics and Technology LLP and MNS LLP Scientific and Production Center of Agroengineering, Almaty, Kazakhstan. Senior lecturer at al-Farabi Kazakh National University and the Kazakh-German University. From 2010 to 2014, he was an employee, and also wrote bachelor's and master's theses at the P.I. Ioffe RAS. He completed his PhD thesis at the P.I. Ioffe RAS (Russia) and IPT LLP (Kazakhstan). Area of expertise: solid state physics, photonics and electronics, semiconductor devices, radiation resistance of materials, silicon carbide, mathematical physics.
Address: Satbayev University, Institute of Physics and Technology, 11 Ibragimov St., 050032, Almaty, Kazakhstan
E-mail: nikolay.chuchvaga@gmail.com
https://orcid.org/0000-0003-4417-4996

Julius Schulze, Master of science, Technologist, Meyer Burger (Germany)
Address: An der Baumschule 6-8, 09337 Hohenstein-Ernstthal, Germany
E-mail: julius.schulze@meyerburger.com

Vassiliy V. Klimenov, Chief Technologist of the Physico-Technical Institute LLP and the Scientific and Production Center of Agroengineering LLP. Postgraduate studies - "Solid State and Condensed Matter Physics" Physics and Technology Institute 2006-2009. Area of expertise: technical physics, materials science, photovoltaics.
Address: Satbayev University, Institute of Physics and Technology, 11 Ibragimov St., 050032, Almaty, Kazakhstan
E-mail: vasyly_vasyly@rambler.ru
https://orcid.org/0000-0001-6836-3033

Kairat S. Zholdybayev, Junior Researcher of the Satbayev University, Institute of Physics and Technology, LLP. Education: Master (Kazakh National University named after Al-Farabi, 2016, specialty - Nuclear Physic). After graduating from the master degree in 2016, he is engaged in research in the field of research of heterojunction silicon and perovskite solar cells at the Laboratory of Photoelectric Phenomena and Devices (LPNP). On this topic, he is preparing a thesis for the degree of Doctor of Philosophy PhD. Area of expertise: silicon solar cells, perovskites.
Address: Satbayev University, Institute of Physics and Technology, 11 Ibragimov St., 050032, Almaty, Kazakhstan
E-mail: gaisin0510@gmail.ru
https://orcid.org/0000-0002-0208-9104

Kazybek P. Aimaganbetov, Researcher LLP "Physics and Technology Institute" and LLP "Research and Production Center of Agroengineering". Master 2017 (Technical Physics, KazNRTU named after Satpayev). At the moment he is studying under the PhD program. Area of expertise: photovoltaics, cryo-technologies.
Address: Satbayev University, Institute of Physics and Technology, 11 Ibragimov St., 050032, Almaty, Kazakhstan
E-mail: a.k_012@mail.ru
https://orcid.org/0000-0001-6367-9135

Sultan R. Zhantuarov, Junior Researcher of the Satbayev University, Institute of Physics and Technology, LLP. Education: Master (National Research Tomsk Polytechnic University, 2014, specialty - 011200, «Physics»). After graduating from master's degree in 2014, he is engaged in research in the field of research of perovskite solar cells at the Laboratory of Photoelectric Phenomena and Devices. On this topic, he is preparing a PhD thesis. Area of expertise: nanopowders, photovoltaics, perovskites.
Address: Satbayev University, Institute of Physics and Technology, 11 Ibragimov St., 050032, Almaty, Kazakhstan
E-mail: sultzhantuarov@mail.ru
https://orcid.org/0000-0002-2467-0178

Abay S. Serikkanov, Director of FTI LLP. Candidate of Physical and Mathematical Sciences, Chief Researcher of the Physico-Technical Institute LLP. Area of expertise: materials science, new materials, solid state physics, alternative and renewable energy sources.
Address: Satbayev University, Institute of Physics and Technology, 11 Ibragimov St., 050032, Almaty, Kazakhstan
E-mail: a.serikkanov@gmail.com
https://orcid.org/0000-0001-6817-9586

Eugeny I. Terukov, Dr. Sci. (Eng.) in Technical Sciences in the specialty of "Semiconductors and Dielectrics" (1996), Professor, Head of laboratory of Ioffe Physics and technical Institute, St Petersburg. The author of more than 400 scientific publications. Area of expertise: physics and technology of amorphous semiconductors, semiconductors devices.
Address: Ioffe Physics and Technical Institute, 26 Polytechnicheskaya St., 194021, St Petersburg, Russia
E-mail: eug.terukov@mail.ioffe.ru
https://orcid.org/0000-0002-4818-4924

Serekbol Zh. Tokmoldin, Dr. Sci. (Physics and Mathematics), Chief Researcher of the Research and Production Center of Agroengineering LLP, Director of Silica Metals LLP and RDC SiTech LLP, Almaty, Kazakhstan. Authored more than 40 publications in high-profile peer reviewed research journals. Area of expertise: solid state physics, alternative and renewable energy sources, photonics and electronics, semiconductor devices, radiation resistance of materials.
Address: Scientific-Production Center of Agricultural Engineering, 312 Raiymbek Ave., 050005, Almaty, Kazakhstan
E-mail: stokmoldin@mail.ru
https://orcid.org/0000-0003-0633-4733

Nurlan S. Tokmoldin, PhD in Organic Electronics (2011), at the time of preparing the manuscript Head of Laboratory of Photovoltaic Phenomena and Devices, Institute of Physics and Technology, Almaty (Kazakhstan). Currently, post-doctoral researcher at the University of Potsdam (Germany). Author over 40 research publications. Area of expertise: solar energy, renewables, low-temperature physics.
Address: Satbayev University, Institute of Physics and Technology, 11 Ibragimov St., 050032, Almaty, Kazakhstan
E-mail: ntokmoldin@gmail.com
https://orcid.org/0000-0002-0663-0228

Электроника СВЧ

УДК 537.87 УДК 534.014.2; 537.622.4 Оригинальная статья

https://doi.org/10.32603/1993-8985-2020-23-5-63-70

Нелинейные колебания намагниченности в касательно намагниченном пленочном ферромагнитном резонаторе

Р. В. Гапончик[1]✉, Э. Лахдеранта[2], А. Б. Устинов[1]

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

[2]ЛТУ-Университет, Лаппеенранта, Финляндия

✉ferumno33@gmail.com

Аннотация

Введение. Резонаторы на основе эпитаксиально выращенных монокристаллических пленок железо-иттриевого граната находят применение в сверхвысокочастотной электронике. Известно, что с ростом падающей на резонатор СВЧ-мощности начинают проявляться различные нелинейные эффекты: эффект бистабильности, нелинейный сдвиг частоты, нелинейное затухание и др. В настоящее время перечисленные нелинейные эффекты достаточно хорошо экспериментально исследованы. Ранее при описании колебаний различных динамических систем нелинейное затухание и нелинейный сдвиг частоты обычно рассматривались по отдельности. Известно, что эти эффекты могут возникать одновременно в пленочных ферромагнитных резонаторах с ростом амплитуды колебаний намагниченности.

Цель работы. Построение модели вынужденных колебаний в слабонелинейных системах с учетом нелинейного сдвига частоты и нелинейного затухания, а также ее экспериментальное обоснование на примере пленочного ферромагнитного резонатора.

Материалы и методы. Построение модели проводилось методом медленно меняющихся амплитуд. Экспериментальное исследование проводилось на макете пленочного ферромагнитного резонатора. Использовался векторный анализатор цепей Rohde&Schwarz ZVA 40. Измерялась частотная зависимость коэффициента отражения СВЧ-сигнала от резонатора.

Результаты. Модель нелинейных колебаний намагниченности с одновременным учетом нелинейного сдвига частоты и нелинейного затухания. Экспериментально измерены резонансные кривые при различных уровнях падающей на резонатор СВЧ-мощности. Показано, что нелинейное затухание ограничивает нелинейный сдвиг частоты колебаний намагниченности в касательно намагниченном пленочном ферромагнитном резонаторе.

Заключение. Построенная модель адекватно описывает поведение резонансных кривых пленочных ферромагнитных резонаторов при повышенных уровнях СВЧ-мощности. Нелинейное затухание приводит к расширению резонансных кривых, тем самым увеличивая потери. Этот эффект также увеличивает коэффициент отражения СВЧ-сигнала от резонатора.

Ключевые слова: пленочный ферромагнитный резонатор, железоиттриевый гранат, спиновые волны, нелинейные колебания

Для цитирования: Гапончик Р. В., Лахдеранта Э., Устинов А. Б. Нелинейные колебания намагниченности в касательно намагниченном пленочном ферромагнитном резонаторе // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2020. Т. 23, № 5. С. 63–70. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-5-63-70

Источник финансирования. Работа поддержана Министерством науки и высшего образования Российской Федерации (проект "Госзадание", грант №0788-2020-0005).

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 04.08.2020; принята к публикации после рецензирования 11.09.2020; опубликована онлайн 25.11.2020

© Гапончик Р. В., Лахдеранта Э., Устинов А. Б., 2020

Контент доступен по лицензии Creative Commons Attribution 4.0 License
This work is licensed under a Creative Commons Attribution 4.0 License

Известия вузов России. Радиоэлектроника. 2020. Т. 23, № 5. С. 63–70
Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2020, vol. 23, no. 5, pp. 63–70

SHF Electronics

Original article

Nonlinear Oscillations of Magnetization in a Tangentially Magnetized Ferromagnetic Film Resonator

Roman V. Haponchyk[1]✉, Erkki Lähderanta[2], Alexey B. Ustinov[1]

[1]Saint Petersburg Electrotechnical University, St Petersburg, Russia

[2]LUT–University, Lappeenranta, Finland

✉ferumno33@gmail.com

Abstract

Introduction. Resonators based on epitaxially grown single-crystal films of yttrium iron garnet are used in various applications of microwave electronics. It is known that with increasing of microwave power incident on a resonator, various nonlinear effects begin to manifest themselves. There are: bistability effect, nonlinear frequency shift, nonlinear damping, etc. By now, the listed nonlinear effects have been quite good studied experimentally. Previously, when describing oscillations of various dynamical systems, the nonlinear damping and the nonlinear frequency shift were usually considered separately. At the same time, it was known that, when studying nonlinear magnetization oscillations in ferromagnetic film resonators with an increase in oscillation amplitude, these effects could occur simultaneously.

Aim. Development of a model of magnetization oscillations taking into account the nonlinear frequency shift and nonlinear damping, as well as its experimental justification for a ferromagnetic film resonator.

Materials and methods. The development of the model was carried out by the method of slowly varying amplitudes. An experimental study was carried out with a ferromagnetic film resonator. For the measurements, we used Rohde & Schwarz ZVA 40 vector network analyzer. We measured the frequency dependence of the reflection coefficient of the microwave signal from the resonator.

Results. A model of nonlinear magnetization oscillations was developed taking into account both a nonlinear frequency shift and a nonlinear attenuation. The resonance curves were experimentally measured at various levels of the microwave power incident on the resonator. It was shown that nonlinear damping limits the nonlinear frequency shift of the magnetization oscillations in a tangentially magnetized ferromagnetic film resonator.

Conclusion. The developed model adequately describes behavior of the resonance curves of ferromagnetic film resonators at high microwave power levels. The nonlinear damping leads to broadening of the resonance curves, thereby increasing losses. This effect also increases the reflection coefficient of the microwave signal from the resonator.

Keywords: ferromagnetic film resonator, yttrium iron garnet, spin waves, nonlinear oscillations

For citation: Haponchyk R. V., Lähderanta E., Ustinov A. B. Nonlinear Oscillations of Magnetization in a Tangentially Magnetized Ferromagnetic Film Resonator. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2020, vol. 23, no. 5, pp. 63–70. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-5-63-70

Source of financing. The work was supported by the Ministry of Science and higher education of the Russian Federation (project "*Goszadanie*", grant no. 0788-2020-0005).

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

Submitted 04.08.2020; accepted 11.09.2020; published online 25.11.2020

Введение. Резонаторы на основе эпитаксиально выращенных монокристаллических пленок железоиттриевого граната находят различное применение в сверхвысокочастотной электронике [1–5]. Известно, что с ростом падающей на резонатор СВЧ-мощности начинают проявляться различные нелинейные эффекты: эффект бистабильности [6–17], нелинейный сдвиг частоты [18–20], нелинейное затухание [18, 21], параметрическая регенерация колебаний [20] и др. К настоящему времени перечисленные нелинейные эффекты достаточно хорошо экспериментально исследованы.

Ранее при описании колебаний различных динамических систем нелинейное затухание и нелинейный сдвиг частоты обычно рассматривались по отдельности (см., например, [16]). Вместе с тем известно, что эти эффекты могут возникать одновременно в пленочных ферромагнитных резонаторах с ростом амплитуды колебаний намагниченности [18].

Целью настоящей статьи является построение модели вынужденных колебаний в слабонелинейных системах с учетом нелинейного сдвига частоты и нелинейного затухания, а также ее экспериментальное обоснование на примере пленочного ферромагнитного резонатора.

Модель вынужденных нелинейных колебаний. Из теории колебаний известно, что вынужденные колебания в линейных диссипативных системах описываются уравнением

$$\ddot{x} + 2\delta\dot{x} + \omega_0^2 x = P\cos(pt),$$

где x – нормальная координата; δ – параметр релаксации; ω_0 – резонансная частота свободных колебаний; P – амплитуда вынуждающей силы; p – частота вынуждающей силы. При воздействии на такую систему периодической внешней силы, варьируя ее частоту, можно наблюдать известное явление резонанса.

При одновременном учете нелинейного затухания и нелинейного сдвига частоты уравнение колебаний приобретает вид

$$\ddot{x} + 2\delta\dot{x}\left(1+\beta\dot{x}^2\right) + \omega_0^2 x\left(1+\gamma x^2\right) = P\cos(pt), \quad (1)$$

где β, γ – коэффициенты нелинейного затухания и нелинейного сдвига частоты соответственно. Перечисленные параметры являются феноменологическими. Они возникают в результате разложения параметра диссипации и частоты в степенной ряд.

Уравнение (1) будем решать методом медленноменяющихся амплитуд [21]. Сначала приведем уравнение к виду

$$\ddot{x} + x = \mu f(x, \dot{x}, t), \quad (2)$$

где $\mu \ll 1$ – коэффициент, показывающий малость правой части (2) и не участвующий в расчетах. Будем искать решение (2) в виде

$$x = A(\tau)\cos[\tau + \vartheta(\tau)], \quad (3)$$

где $A(\tau)$ и $\vartheta(\tau)$ – функции, с течением времени $\tau = pt$ изменяющиеся медленно.

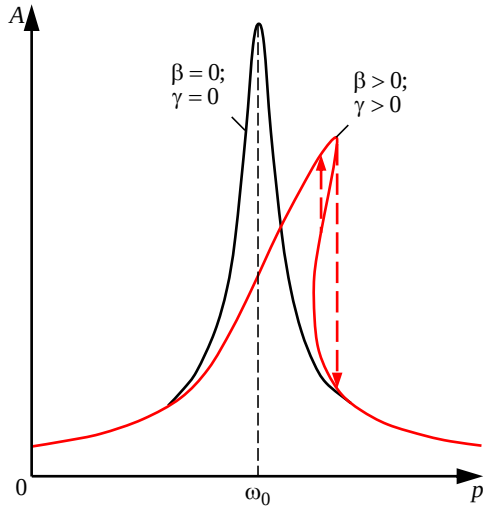


Рис. 1. Резонансные кривые при нулевых и ненулевых коэффициентах нелинейного затухания и нелинейного сдвига частоты

Fig. 1. Resonant curves for zero and nonzero coefficients of nonlinear damping and frequency shift

После ряда математических преобразований получим выражение, описывающее резонансную кривую нелинейного осциллятора:

$$p^2 = \omega_0^2 N - 2\delta^2 D^2 \pm \sqrt{\left(P^2/A^2\right) + \left(2\delta^2 D^2 - \omega_0^2 N\right)^2 - \omega_0^2 N^2}, \quad (4)$$

где $N = 1 + 3/(4\gamma A^2)$; $D = 1 + 3/(4\beta A^2)$.

На рис. 1 показаны качественные теоретические зависимости, рассчитанные по (4) для резонансной частоты ω_0 при линейных колебаниях $(\beta = 0,\ \gamma = 0)$ и в случае нелинейных колебаний $(\beta > 0,\ \gamma > 0)$. Из графиков видно, что полученное выражение одновременно учитывает нелинейный сдвиг частоты и нелинейное затухание. Нелинейное затухание приводит к расширению резонансной кривой и к уменьшению амплитуды колебаний, а нелинейный сдвиг частоты вызывает сдвиг максимума амплитуды колебаний и появление бистабильности.

Эксперимент. Экспериментальное исследование проводилось с целью изучения режима нелинейных колебаний намагниченности в пленочном ферромагнитном резонаторе (ПФР). Резонатор был изготовлен из пленки железоиттриевого граната (ЖИГ). Образец ПФР (рис. 2) имел в плоскости квадратную форму с размерами сторон $a = b = 1$ мм. Толщина пленки составляла $L = 7$ мкм. Намагниченность насыщения $M_0 = 0.175$ Тл. Резонатор был намагничен в плоскости полем $H_0 = 14 \cdot 10^4$ А/м (рис. 2).

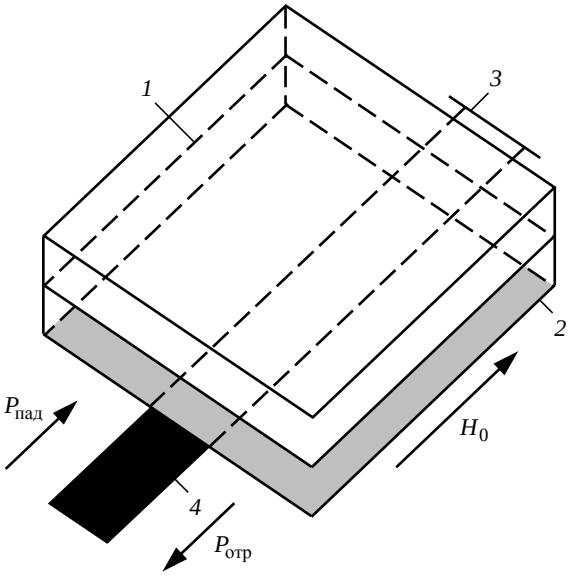


Рис. 2. Схематическое изображение макета резонатора: *1* – подложка из галлий-гадолиниевого граната, *2* – пленка ЖИГ, *3* – короткое замыкание, *4* – микрополосковая антенна

Fig. 2. Schematic diagram of the resonator layout: *1* – GGG substrate, *2* – yttrium iron garnet film resonator, *3* – short circuit, *4* – microstrip antenna

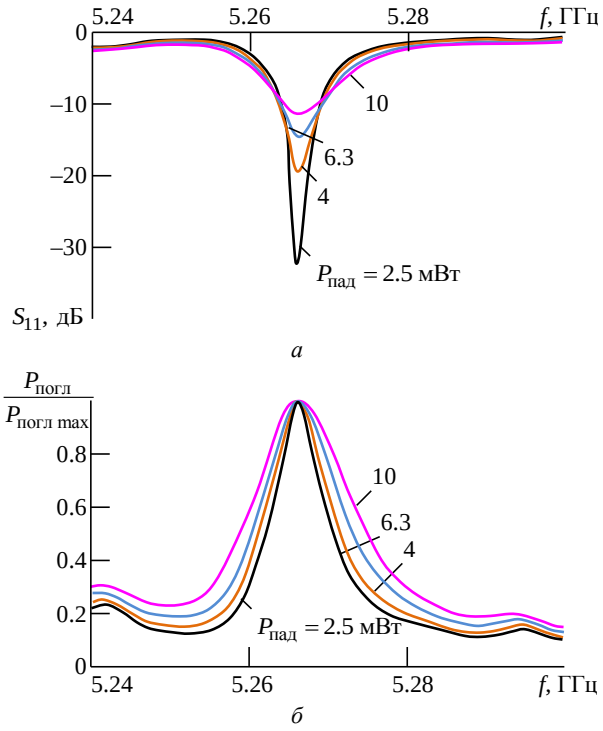


Рис. 3. Зависимости коэффициента отражения (*а*) и поглощенной мощности (*б*) пленочного ЖИГ-резонатора от частоты

Fig. 3. Frequency dependences of the reflection coefficient (*а*) and absorbed power (*б*) of the YIG film resonator

Исследование резонансных кривых пленочного ферромагнитного резонатора проводилось на экспериментальной установке, состоявшей из векторного анализатора цепей Rohde&Schwarz ZVA 40, экспериментального макета резонатора и постоянного магнита. Характеристики резонатора на пленке ЖИГ измерялись в диапазоне частот от 5.1 до 5.3 ГГц. Определялся коэффициент отражения СВЧ-сигнала от резонатора как функция частоты: $S_{11} = 10\log\left[P_{отр}/P_{пад}\right]$, где $P_{отр}$ и $P_{пад}$ – отраженная и падающая СВЧ-мощности соответственно.

Результаты. На рис. 3, *а* изображены зависимости коэффициента отражения СВЧ-сигнала от резонатора S_{11}, показывающие резонансные кривые, соответствующие колебаниям низшего типа. Измерения проведены при падающей мощности в диапазоне от 0.01 до 10 мВт. На рис. 3, *б* изображены зависимости нормированной поглощенной мощности $P_{погл}$ от частоты, полученные пересчетом зависимостей $S_{11}(f)$ по формулам $S_{11} = 10\log\left[P_{отр}/P_{пад}\right]$ и $P_{погл} = P_{пад} - P_{отр}$.

Обсуждение. Для теоретического описания характеристик исследуемого резонатора используем модель вынужденных нелинейных колебаний, рассмотренную ранее. При рассмотрении колебаний намагниченности за переменную возьмем проекцию вектора переменной намагниченности m на ось x. Тогда (3) примет вид

$$m_x = |m(\tau)|\cos\left[\tau + \vartheta(t)\right].$$

Запишем параметр релаксации с учетом влияния амплитуды колебаний намагниченности в следующем виде:

$$\omega_r\left(|U|^2\right) = 2\delta\left(1 + \beta\omega_0^2|U|^2\right),$$

где $|U| = |m|/\left(\sqrt{2}M\right)$ – нормированная амплитуда колебаний намагниченности [10].

Значения 2δ и β получены по результатам эксперимента. В эксперименте, выполненном при низком уровне мощности, получено $2\delta = 3.32$ МГц. Значение параметра нелинейного затухания, определенное из условия совпадения эксперимента и теории, составило $\beta = 3.7 \cdot 10^{-15}$ Гц$^{-2}$.

По результатам обработки измерений резонансных кривых (рис. 3) получена экспериментальная зависимость частоты релаксации колебаний намагниченности от значения поглощенной пленочным ЖИГ-резонатором мощности (рис. 4).

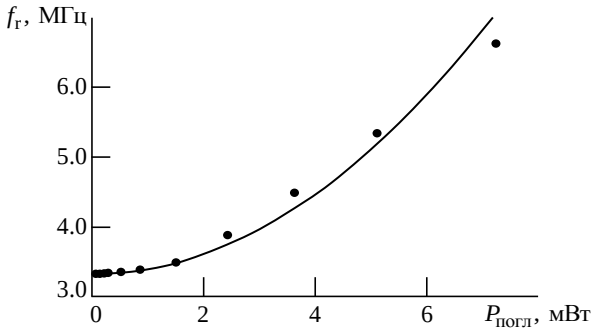


Рис. 4. Зависимость частоты релаксации колебаний намагниченности пленочного ЖИГ-резонатора от поглощенной мощности. Маркеры – экспериментальные данные, линия – результат теоретических расчетов

Fig. 4. Dependence of the relaxation frequency of magnetization oscillations of a YIG film resonator on the absorbed power. Markers – experimental data, line – the result of theoretical calculations

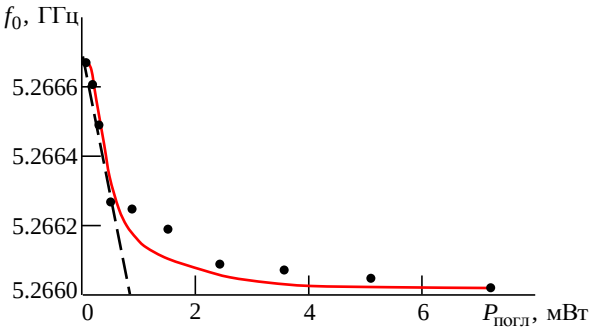


Рис. 5. Зависимость резонансной частоты резонатора от поглощенной мощности. Маркеры – экспериментальные данные, сплошная линия – результат теоретических расчетов, штриховая линия – построение для определения коэффициента связи

Fig. 5. Dependence of the resonant frequency of the resonator on the absorbed power. Markers – experimental data, solid line – the result of theoretical calculations, dashed line – plot for determine of the coupling coefficient

Из нее следует, что с ростом поглощаемой мощности растет и частота релаксации. Эта зависимость проявляется в уширении резонансных кривых. Отсюда можно сделать вывод, что развитие нелинейных процессов уменьшает нагруженную добротность резонаторов и увеличивает вносимые в систему потери, что необходимо учитывать при разработке приборов на основе таких резонаторов.

Резонансную частоту и ее нелинейный сдвиг определим с помощью дисперсионного уравнения, в котором учтена зависимость частоты спиновых волн от квадрата их нормированной амплитуды. Это уравнение имеет вид

$$\omega^2\left(|U|^2\right)=\left[\omega_H+\omega_{M_0}\left(1-|U|^2\right)\left(\frac{1-e^{-kL}}{kL}\right)\right]\times$$
$$\times\left[\omega_H+\omega_{M_0}\left(1-|U|^2\right)\left(\frac{k_y}{k}\right)\left(1-\frac{1-e^{-kL}}{kL}\right)\right], \quad (5)$$

где $\omega_H=2\pi\gamma H_0$; $\omega_{M_0}=2\pi\gamma M_0$; $k=\sqrt{k_y^2+k_z^2}$, причем $k_y=n\pi/a$; $k_z=m\pi/a$ (m и n – целые числа, определяющие моду колебаний); $\gamma=0.035\frac{\text{МГц}\cdot\text{м}}{\text{А}}$ – гиромагнитное отношение. В теории используются обозначения циклической частоты ω, которая связана с частотой f известным соотношением $\omega = 2\pi f$.

Зависимость амплитуды колебаний намагниченности от мощности можно записать в виде

$$U=\frac{\sqrt{P_{погл}/B}}{\sqrt{\left(\omega_0^2-\omega^2\right)^2+\left(2\omega_г\omega\right)^2}}, \quad (6)$$

где B – коэффициент связи между поглощенной мощностью и амплитудой собственных колебаний ферритового резонатора. При совпадении частоты вынужденных колебаний с собственной частотой резонатора из (6) имеем:

$$U=\frac{\sqrt{P_{погл}/B}}{2\omega_г\omega}. \quad (7)$$

Коэффициент B введен для сопоставления теоретической и экспериментальной зависимостей резонансной частоты от поглощенной мощности. Он связывает поглощенную мощность и квадрат амплитуды колебаний намагниченности:

$$P_{погл}=B|U_0|^2. \quad (8)$$

Значение коэффициента было определено сопоставлением экспериментальной и теоретической зависимостей резонансной частоты от поглощенной мощности на начальном линейном участке (рис. 5, штриховая линия). Используя (7) и (8), получено $B = 2185$ Вт. После этого теоретическая зависимость резонансной частоты от поглощенной мощности была рассчитана по (5) (рис. 5, сплошная линия).

Заключение и выводы. Хорошее совпадение экспериментальных (рис. 5, маркеры) и теоретических (рис. 5, сплошная линия) результатов позволяет сделать вывод о том, что метод медленно меняющихся амплитуд применим для описания нелинейных колебаний намагниченности с учетом как нелинейного сдвига частоты, так и нелинейного затухания. Нелинейное затухание

приводит к уширению резонансных кривых, тем самым увеличивая потери. Этот эффект также увеличивает коэффициент отражения СВЧ-сигнала от резонатора. Наличие нелинейного затухания позволяет существенно ограничить влияние нелинейного сдвига частоты колебаний намагниченности в ПФР.

На основе исследованных нелинейных эффектов возможно создание различных приборов для обработки и генерации СВЧ-сигналов. В качестве примера приведем СВЧ-ограничители и шумоподавители.

Список литературы

1. Ishak W. S., Chang K-W. Tunable Microwave Resonators using Magnetostatic Wave in YIG films // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 1986. Vol. 34, № 12. P. 1383–1393. doi: 10.1109 /TMTT.1986.1133553

2. Ferrite Devices and Materials / J. D. Adam, L. E. Davis, G. F. Dionne, E. F. Schloemann, S. N. Stitzer // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 2002. Vol. 50, № 3. P. 721–737. doi: 10.1109/22.989957

3. Ustinov A. B., Srinivasan G., Fetisov Y. K. Microwave Resonators based on Single-crystal YttriumIron Garnet and Single-crystal Lead Magnesium Niobate-lead Titanate Layered Structures // J. Appl. Phys. 2008. Vol. 103, № 6. Art. 063901. 6 p.

4. Dual Tunable Thin-film Ferrite-ferroelectric Slotline Resonator / A. A. Semenov, P. Yu. Beljavski, A. A. Nikitin, S. F. Karmanenko, B. A. Kalinikos, G. Srinivasan // Electronics Lett. 2008. Vol. 44, № 24. P. 1406–1407. doi:10.1049/el:20082122

5. Fetisov Y. K., Patton C. E. Thermal Microwave Foldover and Bistabilityin Ferromagnetic Resonance // IEEE Trans. on Magnetics. 2004. Vol. 40, № 2. P. 473–482. doi: 10.1109/TMAG.2004.824132

6. Microwave Bistability in Active Ring Resonators with Dual Spin-wave and Optical Nonlinearities / V. V. Vitko, A. A. Nikitin, A. B. Ustinov, B. A. Kalinikos // IEEE Magnetics Lett. 2018. Vol. 9. Art. 3506304. doi: 10.1109/LMAG.2018.2870060

7. Fetisov Y. K., Patton C. E., Synogach V. T. Nonlinear Ferromagnetic Resonance and Foldoverin Yttrium Iron Garnet Thin Films-inadequacy of the Classical Model // IEEE Trans. on Magnetics. 1999. Vol. 35, № 6. P. 4511–4521. doi: 10.1109/20.809144

8. Гуревич А. Г., Мелков Г. А. Магнитные колебания и волны. М.: Физматлит, 1994. 464 с.

9. Zhang Y. T., Patton C. E., Kogekar M. Ferromagnetic Resonance Foldoverin Single Crystal YIG Films – Sample Heating or Suhl Instability // IEEE Trans. on Magnetics. 1986. № 5. P. 993–995. doi: 10.1109/TMAG.1986.1064446

10. Gui Y. S., Wirthmann A., Hu C.-M. Foldover Ferromagnetic Resonance and Damping in Permalloy Microstrips // Physical Review B. 2009. Vol. 80. Art. 184422. 13 p. doi: 10.1103/PhysRevB.80.184422

11. Zhang Y. T., Patton C. E., Srinivasan G. Spinwave Instability and "true" Foldoverin Single Crustal YIG Films // J. Appl. Phys. 1988. Vol. 63. P. 13–18.

12. Praveen-Janantha P. A., Kalinikos B. A., Wu M. Foldover of Nonlinear Elgenmodesin Magnetic Thin Filmbased Feedback Rings // Physical Review B. 2017. № 95, № 6. Art. 0644225 p. doi: 10.1103 /PhysRevB.95.064422

13. Direct Measurement of Foldover in Cavity Magnon-polariton Systems / P. Hyde, B. M. Yao, Y. S. Gui, G.-Q. Zhang, C.-M. Hu, J. Q. You, C.-M. Hu // Physical Review B. 2018. № 95. Art. 174423. 9 p. doi:10.1103/PhysRevB.98.174423

14. Ferromagnetic Resonance Foldover and Spin-wave Instability in Single-crystal YIG Films / M. Chen, C. E. Patton, G. Srinivasan, Y. T. Zhang // IEEE Trans. on Magnetics. 1989. Vol. 25, № 5. P. 3485–3487. doi: 10.1109/20.42343

15. Seagle D. J., Charap S. H., Artman J. O. Foldover in YIG // J. Appl. Phys. 1985. Vol. 57, № 8. P. 3706–3708.

16. Дроздовский А. В., Устинов А. Б. Нелинейный отклик пленочного ферромагнитного резонатора в условиях нелинейного затухания колебаний намагниченности // Письма в ЖТФ. 2010. Т. 36, № 18. С. 10–18.

17. Yan H., Wang Q., Awai I. Resonant frequency shift in a MSSW-SER with excitation power// Electronics Lett. 1996. Т. 32, №. 19. С. 1787–1789.

18. Львов В. С. Нелинейные спиновые волны. М.: Наука, 1987. 270 с.

19. Nonlinear Damping of High-power Magnetostatic Waves in Yttrium-Iron-Garnet Films / M. M. Scott, C. E. Patton, M. P. Kostylev, B. A. Kalinikos // J. Appl. Phys. 2004. Vol. 95, № 11. P. 6294–6301.

20. Калиникос Б. А., Ковшиков Н. Г., Оспанов Е. А. Параметрическая регенерация спиновых колебаний пленочного ферромагнитного резонатора сверхвысокочастотной накачкой // Письма в ЖТФ. 1997. Т. 23, №. 16. С. 82–84.

21. Основы теории колебаний / В. В. Мигулин, В. И. Медведев, Е. Р. Мустель, В. Н. Парыгин. М.: Наука, 1988. 392 с.

Авторский вклад

Гапончик Роман Валерьевич – разработка теории; проведение экспериментальных измерений и математических расчетов; подготовка статьи.

Лахдеранта Эркки – обсуждение результатов; руководство научными исследованиями.

Устинов Алексей Борисович – постановка задачи; обсуждение результатов; руководство научными исследованиями; подготовка статьи.

Author's contribution

Roman V. Haponchyk, development of the theory; carrying out the measurements and calculations; preparation of the paper text.

Erkki Lähderanta, discussion of the results; management of the work.

Alexey B. Ustinov, formulation of the problem; discussion of the results; management of the work; preparation of the paper text.

Информация об авторах

Гапончик Роман Валерьевич – бакалавр по направлению "Электроника и наноэлектроника" (2018), студент 2-го курса магистратуры Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Сфера научных интересов: нелинейные колебания, резонаторы, бистабильность, спиновые волны, радиофотоника.
Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5, Санкт-Петербург, 197376, Россия
E-mail: ferumno33@gmail.com
https://orcid.org/0000-0002-8764-7100

Эркки Лахдеранта – доктор философии (физика твердого тела) (1993), профессор физики (2004) Школы технических наук ЛТУ-Университета (Лаппеенранта, Финляндия). Автор более 300 научных публикаций. Сфера научных интересов: спинтроника, магнитные материалы, сверхпроводимость, дендримеры.
Адрес: LUT-University, 34 Yliopistonkatu, Lappeenranta, 53850, Finland
E-mail: erkki.lahderanta@lut.fi
https://orcid.org/0000-0002-1596-2849

Устинов Алексей Борисович – доктор физико-математических наук (2012), доцент (2010) кафедры физической электроники и технологии Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 200 научных публикаций. Сфера научных интересов: линейные и нелинейные колебания и волны в магнитных пленках и слоистых структурах, СВЧ-электроника, радиофотоника.
Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5, Санкт-Петербург, 197376, Россия
E-mail:Ustinov_rus@yahoo.com
https://orcid.org/0000-0002-7382-9210

References

1. Ishak W. S., Chang K-W. Tunable Microwave Resonators using Magnetostatic Wave in YIG films. IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 1986, vol. 34, no. 12, pp. 1383–1393. doi: 10.1109/TMTT.1986.1133553

2. Adam J. D., Davis L. E., Dionne G. F., Schloemann E. F., Stitzer S. N. Ferrite Devices and Materials. IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 2002, vol. 50, no. 3, pp. 721–737. doi: 10.1109/22.989957

3. Ustinov A. B., Srinivasan G., Fetisov Y. K. Microwave Resonators based on Single-crystal YttriumIron Garnet and Single-crystal Lead Magnesium Niobate-lead Titanate Layered Structures. J. Appl. Phys. 2008, vol. 103, no. 6, art. 063901, 6 p.

4. Semenov A. A., Beljavski P. Yu., Nikitin A. A., Karmanenko S. F., Kalinikos B. A., Srinivasan G. Dual Tunable Thin-film Ferrite-ferroelectric Slotline Resonator. Electronics Lett. 2008, vol. 44, no. 24, pp. 1406–1407. doi: 10.1049/el:20082122

5. Fetisov Y. K., Patton C. E. Thermal Microwave Foldover and Bistability in Ferromagnetic Resonance. IEEE Trans. on Magnetics. 2004, vol. 40, no. 2, pp. 473–482. doi:10.1109/TMAG.2004.824132

6. Vitko V. V., Nikitin A. A., Ustinov A. B., Kalinikos B. A. Microwave Bistability in Active Ring Resonators with Dual Spin-wave and Optical Nonlinearities. IEEE Magnetics Lett. 2018, vol. 9, art. 3506304. doi: 10.1109/LMAG.2018.2870060

7. Fetisov Y. K., Patton C. E., Synogach V. T. Nonlinear Ferromagnetic Resonance and Foldover in Yttrium Iron Garnet Thin Films-inadequacy of the Classical Model. IEEE Trans. on Magnetics. 1999, vol. 35, no. 6, pp. 4511–4521. doi: 10.1109/20.809144

8. Gurevich A. G., Melkov G. A. Magnetic vibrations and waves. M.: *Fizmatlit*, 1994, 464 p. (In Russ.)

9. Zhang Y. T., Patton C. E., Kogekar M. Ferromagnetic Resonance Foldover in Single Crystal YIG Films – Sample Heating or Suhl Instability. IEEE Trans. on Magnetics. 1986, no. 5, pp. 993–995. doi: 10.1109/TMAG.1986.1064446

10. Gui Y. S., Wirthmann A., Hu C.-M. Foldover Ferromagnetic Resonance and Damping in Permalloy Microstrips. Physical Review B. 2009, vol. 80, art. 184422, 13 p. doi: 10.1103/PhysRevB.80.184422

11. Zhang Y. T., Patton C. E., Srinivasan G. Spinwave

Instability and "true" Foldover in Singlecrustal YIG Films. J. Appl. Phys. 1988, vol. 63, pp. 13–18.

12. Praveen-Janantha P. A., Kalinikos B. A., Wu M. Foldover of Nonlinear Elgenmodes in Magnetic Thin Film based Feedback Rings. Physical Review B. 2017, no. 95, no. 6, art. 064422, 5 p. doi: 10.1103/PhysRevB. 95.064422

13. Hyde P., Yao B. M., Gui Y. S., Zhang G.-Q., Hu C.-M., You J. Q., Hu C.-M. Direct Measurement of Foldover in Cavity Magnon-polariton Systems. Physical Review B. 2018, no. 95, art. 174423, 9 p. doi:10.1103/PhysRevB.98.174423

14. Chen M., Patton C. E., Srinivasan G., Zhang Y. T. Ferromagnetic Resonance Foldover and Spin-wave Instability in Single-crystal YIG Films. IEEE Trans. on Magnetics. 1989, vol. 25, no. 5, pp. 3485–3487. doi: 10.1109/20.42343

15. Seagle D. J., Charap S. H., Artman J. O. Foldover in YIG. J. Appl. Phys. 1985, vol. 57, no. 8, pp. 3706–3708.

16. Drozdovsky A. V., Ustinov A. B. Nonlinear response of a film ferromagnetic resonator under conditions of nonlinear attenuation of magnetization oscillations. Lett. in *ZhTF*. 2010, vol. 36, no. 18, pp. 10–18. (In Russ.)

17. Yan H., Wang Q., Awai I. Resonant frequency shift in a MSSW-SER with excitation power. Electronics Lett. 1996, vol. 32, no. 19, pp. 1787–1789.

18. Lviv V. S. nonlinear spin waves. M.: *Nauka*, 1987, 270 p. (In Russ.)

19. Scott M. M., Patton C. E., Kostylev M. P., Kalinikos B. A. Nonlinear Damping of High-power Magneto-static Waves in Yttrium-Iron-Garnet Films. J. Appl. Phys. 2004, vol. 95, no. 11, pp. 6294–6301.

20. Kalinikos B. A., Kovshikov N. G., Ospanov E. A. Parametric regeneration of spin vibrations of a film ferromagnetic resonator by ultrahigh-frequency pumping. Lett. in *ZhTF*. 1997, vol. 23, no. 16, pp. 82–84. (In Russ.)

21. Migulin V. V., Medvedev V. I., Mustel E. R., Parygin V. N. Fundamentals of the theory of vibrations. M.: *Nauka*, 1988, 392 p. (In Russ.)

Information about the authors

Roman V. Haponchyk, Bachelor's degree in electronic and nanoelectronics (2018), the 2h year master degree student of the Saint Petersburg Elecrotechnical University. Area of expertise: nonlinear oscillators, resonators, bistability, spin waves, microwave photonics.
Address: Saint Petersburg Elecrotechnical University, 5 Professor Popov St., St Petersburg 197376, Russia
E-mail: ferumno33@gmail.com
https://orcid.org/0000-0002-8764-7100

Erkki Lähderanta, Dr. Phil. (Solid State Physics) (1993), Professor in Physics (2004) of LUT School of Engineering Science of LUT-University. The author of more than 300 scientific publications. Area of expertise: spintronics, magnetic materials, superconductivity, dendrimers.
Address: LUT-University, 34 Yliopistonkatu, Lappeenranta 53850, Finland
E-mail: erkki.lahderanta@lut.fi
https://orcid.org/0000-0002-1596-2849

Alexey B. Ustinov, Dr. Sci. (Phys.-Math.) (2012), Associate Professor (2010) of the Department of Physical Electronics and Technologies of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of more than 200 scientific publications. Area of expertise: linear and non-linear properties of magnetic oscillations and waves in ferromagnetic films and layered structures on their basis; microwave devices, microwave photonics.
Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 Professor Popov St., St Petersburg 197376, Russia
E-mail:Ustinov_rus@yahoo.com
https://orcid.org/0000-0002-7382-9210

К СТОЛЕТИЮ СО ДНЯ РОЖДЕНИЯ Ю. М. КАЗАРИНОВА

Профессор Ю. М. Казаринов
(1920–2017)

23 ноября 2020 г. исполняется 100 лет со дня рождения заслуженного профессора СПбГЭТУ «ЛЭТИ», заслуженного деятеля науки и техники, доктора технических наук, профессора Казаринова Юрия Михайловича.

Ю. М. Казаринов поступил в ЛЭТИ в 1938 г., в 1941 г. после окончания 3-го курса вместо продолжения учебы в ЛЭТИ ему пришлось пройти ускоренную подготовку в артиллерийском училище и уже весной 1942 г. принять командование батареей в боях под Харьковом. В июне того же года он был первый раз ранен, но сумел быстро вернуться в строй и в дальнейшем принимал участие в кровопролитных сражениях на Северном Кавказе. После тяжелого ранения в 1943 г. демобилизован в звании капитана. В 1944 г. продолжил учебу в ЛЭТИ. Будучи студентом-фронтовиком, руководил возвращением института из эвакуации после освобождения Ленинграда от блокады. Окончил с отличием ЛЭТИ в 1948 г. по новой специальности "Радиолокация", впервые открытой в СССР на вновь созданном радиолокационном факультете.

С 1948 г. Ю. М. Казаринов работал на кафедре радиосистем. Общий стаж работы в ЛЭТИ 69 лет. Кандидат технических наук (1951), доцент (1952), доктор технических наук (1963), профессор (1964), заслуженный деятель науки и техники РСФСР (1979), Заслуженный профессор СПбГЭТУ "ЛЭТИ" (2003), Почетный профессор Новгородского государственного университета им. Ярослава Мудрого (2001). В течение 36 лет (1953–1989 гг.) заведовал кафедрой радиосистем.

Ю. М. Казаринов – основатель и многолетний глава научной школы ЛЭТИ в области радиоэлектронных комплексов позиционирования движущихся объектов. В его послужном списке научное руководство десятками НИР, имевших статус правительственных и посвященных актуальным теоретическим и технологическим аспектам радиолокации, радионавигации и управления воздушным движением. Принципиальной основой подобных разработок являлись самые передовые идеи таких областей знания, как теория информации, статистическая радиотехника, теория управления, цифровая микроэлектроника и др. Как руководитель и координатор научных исследований Ю. М. Казаринов всегда нацеливал коллег на масштабные задачи, связанные с авангардными тенденциями в их профессиональной сфере. Его организаторский талант ярко проявлялся в умелом формировании научно-поисковых подразделений и подборе их лидеров. Благодаря этому на кафедре и в ее отраслевых лабораториях в содружестве с ведущими предприятиями страны были реализованы весьма значимые и резонансные проекты. Так, в 60–70 гг. одной из исследовательских групп кафедры был создан ряд образцов первых отечественных цифровых приемоиндикаторов систем дальней радионавигации наземного базирования. Прорывной характер осуществления подобной программы был связан с тем, что предше-

ствующая отечественная аппаратура указанного назначения основывалась исключительно на аналоговых технологиях, а зарубежные планы по созданию цифровых навигаторов увидели свет лишь тогда, когда приборы ЛЭТИ уже проходили полномасштабные полевые тесты. Замечательно, что упомянутая техника представляла собой не просто линейку модельных прототипов, но реально эксплуатировалась как инструмент координатной привязки в геолого-геофизических, изыскательских и гидрографических экспедициях в регионах Атлантического и Тихого океанов, Средиземного моря и океанских шельфов. С возникновением спутниковой навигации кафедра активно подключилась к работам и этого профиля, завершившимися к концу 80-х гг. созданием оригинального приемника GPS/ГЛОНАСС, переданного в промышленную доводку.

Важные исследования выполнялись руководимой Ю. М. Казариновым командой и в области ближней навигации, самолетного привода и посадки, разнообразной радиоавионики. Интересные идеи, родившиеся в недрах этого направления, были, в частности, приняты на вооружение разработчиками навигационного комплекса советского космического челнока "Буран".

Ю. М. Казаринов неизменно придавал приоритетное значение пропаганде научных достижений возглавляемого коллектива, всячески поощряя публикационную активность его членов. В 60–80-е годы увидели свет сотни статей сотрудников кафедры в ведущих общесоюзных журналах, ведомственных сборниках и трудах конференций. Параллельно центральными профильными издательствами был выпущен ряд научных монографий, в которых роль ключевого автора или титульного редактора принадлежала Ю. М. Казаринову. В 1975 г. в издательстве "Советское радио" вышла монография "Поиск, обнаружение и измерение параметров в радионавигационных системах" под редакцией Ю. М. Казаринова (В. П. Ипатов, Ю. М. Казаринов, Ю. А. Коломенский, Ю. Д. Ульяницкий), обобщившая исследования авторов в области статистического синтеза цифровых алгоритмов обработки сигналов наземных систем дальней навигации, а выпущенные в 1985 г. книги "Динамические системы, устойчивые к отказам" (Гришин Ю. П., Казаринов Ю. М., "Радио и связь") и "Проектирование устройств фильтрации радиосигналов" (Казаринов Ю. М., Соколов А. И., Юрченко Ю. С., Изд-во ЛГУ) подвели итог многолетней работе авторов по оптимизации сбора и комплексирования информации в системах аэродромной навигации и посадки.

Вторая половина 70-х ознаменовалась революционными подвижками в области цифровой микроэлектроники, и в частности, появлением микропроцессоров. Ю. М. Казаринов был в числе первых, кто своевременно предугадал перспективы их внедрения в радиотехнические разработки и содействовал соответствующим поисковым инициативам сотрудников подведомственных подразделений. Результатом освоения кафедрой передовых на тот момент технологий явились не только образцы и макеты различных информационных устройств, но и монография "Микропроцессоры в радиотехнических системах" (Гришин Ю. П., Казаринов Ю. М., Катиков В. М., "Радио и связь", 1982). Дальнейшее развитие этого направления обусловило появление двух книг: авторов Казаринова Ю. М., Номоконова В. Н. и Филиппова Ф. В. "Применение микропроцессоров и микроЭВМ в радиотехнических системах" и "Микропроцессорный комплект К1810" ("Высшая школа", 1988 и 1990 гг. соответственно).

После распада Советского Союза вузовская наука России лишилась в числе прочих международно признанного профессионального печатного ресурса: журнала "Известия вузов СССР. Радиоэлектроника", издававшегося в Киеве. Последовавшие 90-е гг. оказались периодом безвременья для отечественной высшей технической школы. На этом неблагоприятном фоне выдвинутая Ю. М. Казариновым идея возрождения журнала радиотехнической направленности на базе ЛЭТИ не всеми воспринималась как злободневная и жизнеспособная. Однако благодаря настойчивости и энтузиазму Ю. М. Казаринова и сформированной им инициативной группы журнал "Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника" был в 1998 г. учрежден и уже более двадцати лет регулярно издается нашим университетом, обретя авторитет в экспертном сообществе и престижный статус.

Неоценимы заслуги Ю. М. Казаринова в подготовке научных кадров высшей квалификации. Десятки его питомцев – кандидатов и докторов наук – в разные годы возглавляли профильные подразделения вузов и исследовательских цен-

тров на просторах страны, успешно передавая молодежи знания и опыт, полученные во многом благодаря Учителю.

Научная компонента тесно переплеталась в деятельности Ю. М. Казаринова с учебно-педагогической. Многим поколениям выпускников ЛЭТИ памятен строгий, логически последовательный и выразительно-образный стиль его лекций. Неудивительно, что яркий методический дар Ю. М. Казаринова воплотился в целой серии учебников и учебных пособий, выпущенных центральными издательствами СССР, а затем России. Начиная с 60-х гг., регулярно выходили коллективные пособия по расчету импульсных и цифровых радиотехнических устройств под редакцией Ю. М. Казаринова, а в 1968 г. был издан первый в СССР учебник "Радиотехнические системы" (изд-во "Радио и связь"), ставший на долгие годы основным руководством по соответствующим дисциплинам для студентов-радистов всей страны. Впоследствии издательства "Высшая школа" (1990) и "Академия" (2007) выпустили обновленные версии учебника, авторский состав которых варьировался при неизменном титульном редакторе.

Жизненный путь Ю. М. Казаринова заслуженно увенчан высокими наградами: боевыми (Красной Звезды, Великой Отечественной войны) и трудовыми (Ленина, Трудового Красного Знамени, Знак Почета) орденами, многими медалями и почетными знаками. Перечень официальных отличий нельзя не дополнить безграничным уважением и непререкаемым авторитетом, которыми он неизменно пользовался в среде коллег по профессии, учеников и последователей.

Редакция

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 индентификационный 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 наноэлектроника 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 23 № 5 2020 Vol. 23 No. 5 2020

Научный редактор А. М. Мончак
Редактор Э. К. Долгатов
Компьютерная верстка И. О. Буяновой

Science Editor A. M. Monchak
Editor E. K. Dolgatov
DTP Professional I. O. Buyanova

Подписано в печать 20.11.20. Формат 60×84 1/8.
Бумага офсетная. Печать цифровая.
Уч.-изд. л. 10,27. Печ. л. 10,0. Тираж 300 экз. (1-й завод 1–150 экз.) Заказ 129.

Signed to print 20.11.20. Sheet size 60×84 1/8.
Educational-ed. liter. 10,27. Conventional printed sheets 10,0. Number of copies 300.
Printing plant 1–150 copies. Order no. 129.

Издательство СПбГЭТУ «ЛЭТИ»
197376, С.-Петербург, ул. Проф. Попова, 5

ETU Publishing house
5 Prof. Popov St., St Petersburg 197376, Russia