

ISSN 2587-9936
eISSN 0000-0000

**ИНФОКОММУНИКАЦИОННЫЕ
И
РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ
ТЕХНОЛОГИИ**

**Infocommunications
and
Radio Technologies**

**Том 9
№ 1**

**Vol. 9
No. 1**

2026

ИНФОКОММУНИКАЦИОННЫЕ И РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ

2026

Том 9

№ 1

Журнал основан в 2018 г.
Выходит 6 раз в год

Почетный главный редактор

Гуляев Юрий Васильевич — научный руководитель Института радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН, академик, член Президиума РАН (Москва, Россия)

Главный редактор

Вольвач Александр Евгеньевич — доктор физико-математических наук, заместитель директора по научной работе Крымской астрофизической обсерватории РАН (Крым, Россия)

Заместитель главного редактора

Ермолов Павел Петрович — кандидат технических наук, профессор кафедры «Радиоэлектроника и телекоммуникации» Института радиоэлектроники и информационной безопасности федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования «Севастопольский государственный университет» (Севастополь, Россия)

Редакционная коллегия

Абрамов Игорь Иванович — доктор физико-математических наук, профессор кафедры микро- и нанoeлектроники, заведующий научно-исследовательской лабораторией «Физика приборов микро- и нанoeлектроники» Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники (Минск, Беларусь)

Афонин Игорь Леонидович — доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой «Радиоэлектроника и телекоммуникации» Института радиоэлектроники и интеллектуальных технических систем Севастопольского государственного университета (Севастополь, Россия)

Белкин Михаил Евсеевич — доктор технических наук, профессор, заведующий научно-технологической лабораторией и профессор МИРЭА — Российского технологического университета (Москва, Россия)

Бичурин Мирза Имамович — доктор физико-математических наук, профессор, заведующий кафедрой проектирования и технологии радиоэлектронной аппаратуры Новгородского государственного университета (Великий Новгород, Россия)

Богатырёв Юрий Владимирович — доктор технических наук, главный научный сотрудник Научно-практического центра НАН Беларуси по материаловедению (Минск, Беларусь)

Борисова Нина Александровна — доктор исторических наук, доцент, заместитель директора по науке и технике Центрального музея связи им. А. С. Попова, профессор кафедры инфокоммуникационных систем Санкт-Петербургского университета телекоммуникаций им. профессора М. А. Бонч-Бруевича (Санкт-Петербург, Россия)

Громов Дмитрий Викторович — доктор технических наук, профессор отделения нанотехнологий в электронике, спинтронике и фотонике офиса образовательных программ, главный научный сотрудник центра экстремальной прикладной электроники института нанотехнологий в электронике, спинтронике и фотонике Национального исследовательского ядерного университета «МИФИ» (Москва, Россия)

Гудков Александр Григорьевич — доктор технических наук, профессор кафедры «Технология приборостроения» МГТУ им. Н. Э. Баумана (Москва, Россия)

Запарий Владимир Васильевич — доктор исторических наук, профессор Уральского федерального университета им. первого Президента России Б. Н. Ельцина (Екатеринбург, Россия)

Запевалов Владимир Евгеньевич — доктор физико-математических наук, заведующий лабораторией гиротронов для управляемого термоядерного синтеза Института прикладной физики РАН (Нижний Новгород, Россия)

Иванов Вячеслав Элизбарович — доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой радиоэлектроники и телекоммуникаций Института радиоэлектроники и информационных технологий — РТФ Уральского федерального университета им. первого Президента России Б. Н. Ельцина» (Екатеринбург, Россия)

Ipeev Dimov Stojce — Professor at University of Johannesburg (South Africa)

Ипатов Александр Васильевич — доктор технических наук, профессор, научный руководитель Института прикладной астрономии РАН (Санкт-Петербург, Россия)

Касьянов Александр Олегович — доктор технических наук, профессор кафедры радиотехнических и телекоммуникационных систем Инженерно-технологической академии Южного федерального университета (Таганрог, Россия)

Колосов Станислав Васильевич — доктор физико-математических наук, профессор кафедры вычислительных методов и программирования Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники (Минск, Беларусь)

Криворучко Юрий Тимофеевич — доктор технических наук, профессор кафедры радиоэлектронных систем Санкт-Петербургского государственного университета гражданской авиации (Санкт-Петербург, Россия)

Ларионов Михаил Григорьевич — доктор физико-математических наук, заместитель руководителя Астрокосмического центра Физического института им. П. Н. Лебедева (Москва, Россия)

Малютин Николай Дмитриевич — доктор технических наук, профессор кафедры конструирования узлов и деталей радиоэлектронной аппаратуры, директор НИИ систем электрической связи Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники (Томск, Россия)

Носков Владислав Яковлевич — доктор технических наук, профессор кафедры радиоэлектроники и телекоммуникаций Института радиоэлектроники и информационных технологий — РТФ Уральского федерального университета им. первого Президента России Б. Н. Ельцина» (Екатеринбург, Россия)

Обухов Илья Андреевич — доктор физико-математических наук, заместитель генерального директора по научной работе НПП «Радиотехника» (Москва, Россия)

Овчинникова Елена Викторовна — доктор технических наук, профессор кафедры 406 Национального исследовательского университета «Московский авиационный институт» (Москва, Россия)

Пестриков Виктор Михайлович — доктор технических наук, профессор кафедры аудиовизуальных систем и технологий Санкт-Петербургского государственного института кино и телевидения (Санкт-Петербург, Россия)

Пестряков Александр Валентинович — доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой «Радиооборудование и схемотехника», руководитель научно-исследовательского отдела «Радиотехнические системы и устройства» Московского технического университета связи и информатики (Москва, Россия)

Руденко Константин Васильевич — доктор физико-математических наук, руководитель лаборатории физики и технологий приборов нанoeлектроники НИЦ «Курчатовский институт» — ФТИАН им. К. А. Валиева, профессор НИУ МФТИ (Москва, Россия)

Совлуков Александр Сергеевич — доктор технических наук, профессор, главный научный сотрудник Института проблем управления им. В. А. Трапезникова РАН (Москва, Россия)

Старостенко Владимир Викторович — доктор физико-математических наук, профессор кафедры радиофизики и электроники Физико-технического института Крымского федерального университета им. В. И. Вернадского» (Симферополь, Россия)

Чаусов Денис Николаевич — доктор физико-математических наук, доцент, заведующий лабораторией фотоники и органической электроники Центра биофотоники Института общей физики им. А. М. Прохорова Российской академии наук (Москва, Россия)

Широков Игорь Борисович — доктор технических наук, профессор кафедры «Радиоэлектроника и телекоммуникации» Института радиоэлектроники и интеллектуальных технических систем Севастопольского государственного университета (Севастополь, Россия)

Международный редакционный совет

Богущ Вадим Анатольевич — доктор физико-математических наук, профессор, ректор Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники (Минск, Беларусь)

Евстигнеев Максим Павлович — доктор физико-математических наук, профессор, проректор по научной деятельности Севастопольского государственного университета (Севастополь, Россия)

Nemai Chandra Karmakar — associate professor at Department of Electrical and Computer Systems Engineering Monash University (Australia)

Новиков Владимир Витальевич — доктор технических наук, профессор кафедры ракетного вооружения надводных кораблей Черноморского высшего военно-морского ордена Красной Звезды училища им. П. С. Нахимова» (Севастополь, Россия)

Содержание

Физические науки (1.3)

Вольвач А. Е., Курбасова Г. С., Вольвач Л. Н.

Когерентные связи между изменениями параметров среднего полюса и геомагнитного поля Земли за последнее столетие 1

Электроника, фотоника, приборостроение и связь (2.2)

Богатырев Е. В., Вишняков Д. С., Игнатков К. А.,

Кувшинов О. А., Носков В. Я.

Сигнальные и шумовые характеристики автодинных радиолокаторов миллиметрового диапазона с одновременной импульсной модуляцией амплитуды и синусоидальной модуляцией частоты излучения 15

Парфёнов В. И., Калининский А. А.

Сравнительный анализ комплексных алгоритмов оценивания параметров разрывного сигнала в сенсорных сетях 43

Норман Р. М., Гурнов К. Б.

Оценка влияния балльности морского волнения на точность определения скорости движения надводного судна по радиолокационному изображению его кильватерного следа 58

Дегтярев А. Н., Слёзкин Г. В., Поляков А. Л., Афонин И. Л.

Обнаружитель детерминированных сигналов 78

Мелёшин Ю. М.

Энергетическая эффективность секторных ММО радиолокаторов на базе двумерных антенных решеток 90

История науки и техники (5.6.6)

Носов Н. В.

История технического воплощения всеракурсности Цифровой Земли 108

Пестриков В. М.

Промышленный шпионаж — двигатель технического прогресса в радиоламповых технологиях 123

Ермолов П. П.

История испытаний систем радиолокации на Черноморском флоте. РЛС управления артиллерийским и торпедным оружием 152

Ермолов П. П., Свиридова Е. И.

Инициатор создания в Севастополе памятного знака, посвященного 100-летию изобретения радиосвязи (к 100-летию Евгения Антониновича Федотова) 167

INFOCOMMUNICATIONS and RADIO TECHNOLOGIES

2026

Vol. 9

No. 1

The journal was founded in 2018
Published 6 times a year

Honorary Chief Editor

Gulyaev Yury Vasilievich – Scientific Director of the Institute of Radio Engineering and Electronics n. a. V. A. Kotelnikov RAS, academician, member of the Presidium of the Russian Academy of Sciences (Moscow, Russia)

Editor-in-Chief

Volvach Alexander Evgenyevich – Doctor of Physical and Mathematical Sciences, Deputy Director for Research of the Crimean Astrophysical Observatory of the Russian Academy of Sciences (Crimea, Russia)

Deputy Editor-in-Chief

Yermolov Pavel Petrovich – Candidate of Technical Sciences, Associate Professor, Professor of the Department “Radio electronics and telecommunications” of the Institute of Radioelectronics and Intellectual Technical Systems of Sevastopol State University (Sevastopol, Russia)

Editorial Board

Abramov Igor Ivanovich – Doctor of Physical and Mathematical Sciences, Professor of the Department of Micro- and Nanoelectronics, Head of the Research Laboratory “Physics of Micro- and Nanoelectronics Devices” of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (Minsk, Belarus)

Afonin Igor Leonidovich – Doctor of Technical Sciences, Professor, Head of the “Radio electronics and telecommunications” Department of the Institute of Radioelectronics and Intellectual Technical Systems of the Sevastopol State University (Sevastopol, Russia)

Belkin Mikhail Yevseyevych – Doctor of Technical Sciences, Professor, Head of the Scientific and Technological Laboratory and Professor of MIREA — Russian Technological University (Moscow, Russia)

Bichurin Mirza Imamovich – Doctor of Physical and Mathematical Sciences, Professor, Head of the Department of Design and Technology of Radio-Electronic Equipment of Novgorod State University (Veliky Novgorod, Russia)

Bogatyryov Yury Vladimirovych – Doctor of Technical Sciences, Chief researcher of the Scientific and Practical Center of the National Academy of Sciences of Belarus for Materials Science (Minsk, Belarus)

Borisova Nina Aleksandrovna – Doctor of Historical Sciences, Associate Professor, Deputy director for science and technology of the Central Museum of Communications n. a. A. S. Popov, Professor of the department of information communication systems of the St. Petersburg University of Telecommunications n. a. Professor M. A. Bonch-Bruevich (St. Petersburg, Russia)

Gromov Dmitry Viktorovich – Doctor of Technical Sciences, Professor of the Department of Nanotechnologies in Electronics, Spintronics and Photonics of the Office of Educational Programs, Chief Researcher of the Center for Extreme Applied Electronics Institute of Nanotechnologies in Electronics, Spintronics and Photonics of the National Research Nuclear University “MEPhI” (Moscow, Russia)

Gudkov Aleksandr Grigoryevich – Doctor of Technical Sciences, Professor of the Department “Technology of Instrumentation” of Bauman Moscow State Technical University (Moscow, Russia)

Zaparyi Vladimir Vasilyevich – Doctor of Historical Sciences, Professor of the Ural Federal University n. a. first President of Russia B. N. Yeltsin (Ekaterinburg, Russia)

Zapevalov Vladimir Yevgenyevich – Doctor of Physical and Mathematical Sciences, Head of the Laboratory of Gyrotrons for Controlled Thermonuclear Fusion at the Institute of Applied Physics of the Russian Academy of Sciences (Nizhny Novgorod, Russia)

Ivanov Vyacheslav Elizbarovich – Doctor of Technical Sciences, Professor, Head of the Department of Radio Electronics and Telecommunications of the Institute of Radio Electronics and Information Technologies – RTF of Ural Federal University n. a. first President of Russia B. N. Yeltsin (Ekaterinburg, Russia)

Ilcev Dimov Stojce — Professor at University of Johannesburg (South Africa)

Ipatov Aleksandr Vasilyevich – Doctor of Technical Sciences, Professor, Scientific Supervisor of the Institute of Applied Astronomy of the Russian Academy of Sciences (St. Petersburg, Russia)

Kasyanov Aleksandr Olegovich – Doctor of Technical Sciences, Professor of the Department of Radio Engineering and Telecommunication Systems of the Engineering and Technology Academy of the Southern Federal University (Taganrog, Russia)

Koloso Stanislav Vasilyevich – Doctor of Physical and Mathematical Sciences, Professor of the Department of Computing Methods and Programming of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (Minsk, Belarus)

Krivoruchko Yuri Timofeyevich – Doctor of Technical Sciences, Professor of the Department of Radio-Electronic Systems of the St. Petersburg State University of Civil Aviation (St. Petersburg, Russia)

Larionov Mikhail Grigoryevich – Doctor of Physical and Mathematical Sciences, Deputy Head of the Astrocosmic Center of the Physical Institute n. a. P. N. Lebedev (Moscow, Russia)

Malyutin Nikolay Dmitriyevich – Doctor of Technical Sciences, Professor of the Department of Designing Components and Parts of Radioelectronic Equipment, Director of the Research Institute of Electrical Communication Systems at Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (Tomsk, Russia)

Noskov Vladislav Yakovlevich – Doctor of Technical Sciences, Professor of the Department of Radio Electronics and Telecommunications of the Institute of Radio Electronics and Information Technologies – RTF of Ural Federal University n. a. first President of Russia B. N. Yeltsin (Ekaterinburg, Russia)

Obukhov Ilya Andreyevich – Doctor of Physical and Mathematical Sciences, Deputy General Director for Research, Radiotekhnika Co. (Moscow, Russia)

Ovchinnikova Yelena Viktorovna – Doctor of Technical Sciences, Professor of Department 406 of the National Research University “Moscow Aviation Institute” (Moscow, Russia)

Pestrikov Victor Mikhaylovich – Doctor of Technical Sciences, Professor of the Department of Audiovisual Systems and Technologies of St. Petersburg State Institute of Film and Television (St. Petersburg, Russia)

Pestryakov Alexandr Valentinovich – Doctor of Technical Sciences, Professor, Head of the Department of Radio Equipment and Circuitry, Head of the Research Department of Radio Engineering Systems and Devices of Moscow Technical University of Communications and Informatics (Moscow, Russia)

Rudenko Konstantin Vasilyevich – Doctor of Physical and Mathematical Sciences, Head of the Laboratory of Physics and Technologies of Nanoelectronics Devices of the National Research Center “Kurchatov Institute – K. A. Valiev Institute of Physics and Technology of the Russian Academy of Sciences, Professor of the National Research University Moscow Institute of Physics and Technology (Moscow, Russia)

Sovlukov Alexandr Sergeyevich – Doctor of Technical Sciences, Professor, Chief Researcher of the Institute of Control Problems n. a. V. A. Trapeznikov of the Russian Academy of Sciences (Moscow, Russia)

Starostenko Vladimir Viktorovich – Doctor of Physical and Mathematical Sciences, Professor of the Department of Radiophysics and Electronics of the Physico-Technical Institute of Crimean Federal University n. a. V. I. Vernadsky (Simferopol, Russia)

Chausov Denis Nikolayevich – Doctor of Physical and Mathematical Sciences, Associate Professor, Head of the Laboratory of Photonics and Organic Electronics of the Biophotonics Center of the Institute of General Physics named after. A. M. Prokhorov Russian Academy of Sciences (Moscow, Russia)

Shirokov Igor Borisovich – Doctor of Technical Sciences, Professor of the Department “Radio electronics and telecommunications” of the Institute of Radio Electronics and Intelligent Technical Systems, Sevastopol State University (Sevastopol, Russia)

International Editorial Council

Bogush Vadim Anatolyevich – Doctor of Physical and Mathematical Sciences, Professor, Rector of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (Minsk, Belarus)

Evstigneyev Maksim Pavlovich – Doctor of Physical and Mathematical Sciences, Professor, Vice-Rector for Research, Sevastopol State University (Sevastopol, Russia)

Nemai Chandra Karmakar – Associate Professor at Department of Electrical and Computer Systems Engineering Monash University (Australia)

Novikov Vladimir Vitalyevich – Doctor of Technical Sciences, Professor of the Department of Missile Weapons of Surface Ships of Black Sea Higher Naval School n. a. P. S. Nakhimov (Sevastopol, Russia)

Address:

Sevastopol State University
33, Universitetskaya str., Sevastopol, 299053, Russian Federation
E-mail: icrt.mail@mail.ru
Website: <https://www.sevsu.ru/icrt>

Contents

Physical sciences

A. E. Volvach, G. N. Kurbasova, and L. N. Volvach	
Coherently the Relationship between Changes in the Parameters of the Earth's	
Mean Pole and the Geomagnetic Field over the Last Century	1

Electronics, photonics, instrumentation and communications

E. V. Bogatyrev, D. S. Vishnyakov, K. A. Ignatkov,	
O. A. Kuvshinov, and V. Ya. Noskov	
Signal and Noise Characteristics of Autodyne Radars in the Millimeter Range with	
Simultaneous Pulse Amplitude Modulation and Sinusoidal Frequency Modulation	15
V. I. Parfenov and A. A. Kalininsky	
Comparative Analysis of Comprehensive Parameters Estimation Algorithms	
for Discontinuous Signals in Sensor Networks	43
R. M. Norman and K. B. Gurnov	
Estimation the Impact of Sea State Condition on the Accuracy of Determining	
the Ship Velocity Based on the SAR Image of Ship Wake	58
A. N. Degtyaryov, G. V. Slyozkin, A. L. Polyakov, and I. L. Afonin	
The Locator of the Deterministic Signal	78
Y. M. Meleshin	
Energy Efficiency of Sector MIMO Radars Based	
on Two-Dimensional Antenna Arrays	90

History of science and technology

N. V. Nosov	
The History of the Technical Implementation of the 3D-Representation	
of the Digital Earth	108
V. M. Pestrikov	
Industrial Espionage is the Driving Force Behind Technical Progress	
in Radio Tube Technology	123
P. P. Yermolov	
History of Testing of Radar Systems in the Black Sea Fleet.	
Artillery and Torpedo Weapon Control Radar	152
P. P. Yermolov and E. I. Sviridova	
Initiator of the Creation of a Monument in Sevastopol Dedicated	
to the 100th Anniversary of the Invention of Radio Communications	
(for the 100th Anniversary of Yevgeny Antoninovich Fedotov)	167

Когерентные связи между изменениями параметров среднего полюса и геомагнитного поля Земли за последнее столетие

Вольвач А. Е., Курбасова Г. С., Вольвач Л. Н.

*Отдел радиоастрономии и геодинамики,
Крымская астрофизическая обсерватория РАН
Ялта, 298688, Российская Федерация*

volvach@bk.ru

Получено: 24 сентября 2025 г.

Отрецензировано: 01 октября 2025 г.

Принято к публикации: 10 октября 2025 г.

Аннотация: *Изучен характер изменения траектории движения среднего Северного географического полюса по поверхности Земли за последнее столетие. Установлены особенности в изменениях его координат. Эпохи появления особых точек сопоставлены с эпохами скачков в данных о параметрах геомагнитного поля. Получена модель вековых вариаций геомагнитного склонения в пункте с геодезическими координатами 90° северной широты, 0° западной долготы. Установлены когерентные связи между изменениями параметров среднего полюса Земли и геомагнитного поля за последнее столетие.*

Ключевые слова: *средний полюс; Земля; вековые вариации; IGRF-калькулятор.*

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Вольвач А. Е., Курбасова Г. С., Вольвач Л. Н. Когерентные связи между изменениями параметров среднего полюса и геомагнитного поля Земли за последнее столетие // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2026. Т. 9, № 1. С. 1—14.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Вольвач, А. Е. Когерентные связи между изменениями параметров среднего полюса и геомагнитного поля Земли за последнее столетие / А. Е. Вольвач, Г. С. Курбасова, Л. Н. Вольвач // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. — 2026. — Т. 9, № 1. — С. 1—14.

1. Введение

Точки пересечения воображаемой оси вращения Земли с земной поверхностью называются географическими полюсами. Мгновенная ось вращения Земли не хранит в теле Земли неизменного направления, в ре-

зультате чего происходит его перемещение по земной поверхности; это явление называется движением полюсов Земли. Сведения о дрейфе географических полюсов имеют важное значение в астрономии, геодезии, так как он вызывает непрерывные изменения координат точек поверхности Земли и азимутов земных предметов, что сказывается на результатах астрономических и геодезических измерений. Для получения этих сведений в 1899 г. была создана Международная служба широты, переименованная в 1961 г. в Международную службу движения полюсов Земли. Международная служба движения полюсов Земли (*International Polar Motion Service, IPMS*) образована в 1961 г. по постановлению 11-й Генеральной ассамблеи Международного астрономического союза путем реорганизации Международной службы широты (*International Latitude Service, ILS*), существовавшей с 1898 г.

Поскольку в середине XX в. наряду с периодическими движениями полюса было обнаружено его возрастающее движение в направлении -76° западной долготы со скоростью 110 мм/год, возникла необходимость приводить все широтные наблюдения к какому-либо неизменному началу.

На Международную службу движения полюсов Земли была возложена обязанность публикации координат полюса, отнесенные к тому положению среднего полюса, который он имел в эпоху 1903.0 (т. н. Условное международное начало). В последующее время проблемы движения полюса находятся в ведении Международной службы (*International Earth Rotation and Reference Systems Service, IERS*). Нами использовались данные *IERS* о движении среднего полюса: Средний Северный полюс в определениях *IERS* [1].

В определениях *IERS* модели гравитационного поля включают тессеральные коэффициенты C_{21} и коэффициенты S_{21} . Эти величины описывают положение оси фигуры Земли по отношению к земной системе отсчета. Эта ось должна совпадать с наблюдаемым положением полюса в среднем за тот же период времени. Наземные координаты средней оси вращения в модели *IERS* можно рассматривать как долгосрочный тренд, полученный после фильтрации колебания Чандлера и сезонных составляющих за период с 1900 по 2014 гг. Рис. 1 представляет собой движение полюса (полодии) в 2008—2012 гг. и траекторию Северного среднего полюса с 1900 по 2013 гг. С 1900 по 2000 гг. на среднее движение полюса повлиял долгосрочный дрейф в западном направлении со скоростью 4,2 угловых миллисекунд в год. Смещение полюса в настоящую эпоху направлено в сторону Гринвича.

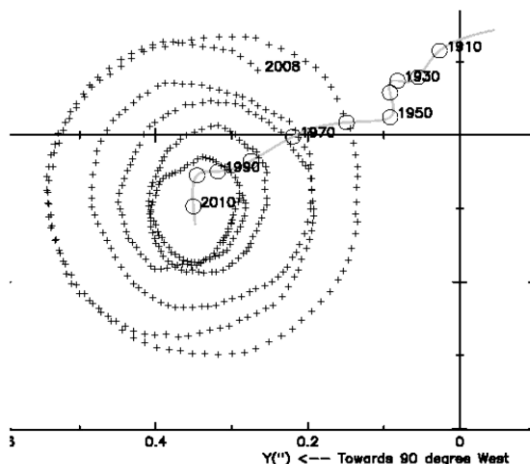


Рис. 1. Средний полюс. На рисунке приведены полодии (координаты X, Y) и координаты среднего полюса за период 1900—2013 гг. [http://www.iers.org, с. 60].

Fig. 1. Mean pole. The figure shows the polodi (X, Y coordinates) and coordinates of the mean pole for the period 1900–2013. [http://www.iers.org, p. 60]

В отличие от двух географических полюсов, принято рассматривать четыре полюса, характеризующие магнитное поле Земли: два геомагнитных и два магнитных.

Геомагнитный и магнитный полюса Земли представляют собой условные точки, определяемые различными моделями распределения магнитного поля. Геомагнитное поле, регистрируемое на поверхности планеты, является результатом суперпозиции нескольких магнитных компонентов, генерируемых различными источниками. Эти компоненты взаимодействуют между собой, формируя сложную структуру поля. Более 90 % наблюдаемого магнитного поля обусловлено внутренними источниками, включая ядро и земную кору. Эта составляющая часто обозначается как главное магнитное поле. В первом приближении оно может быть описано как магнитный диполь, ось которого наклонена примерно на $11,5^\circ$ относительно оси вращения Земли [2].

Наклон между геомагнитной и географической осями сокращаются со временем и в настоящее время составляет около $9,7^\circ$ в 2015 г. и прогнозируется на уровне $9,4^\circ$ в 2020 г. [3]. Геомагнитная ось проходит на расстоянии примерно 490 километров от центра Земли (по данным 1980 г.) в направлении Тихого океана (21 градус северной широты и 147 градусов восточной долготы). Точки пересечения этой магнитной оси с поверхностью Земли называют геомагнитными полюсами. Координаты геомагнитных полюсов: в Северном

полушарии 78,5 градуса северной широты и 70 градусов западной долготы; в Южном полушарии 78,5 градуса южной широты и 110 градусов восточной долготы. Магнитными полюсами Земли называют точки на ее поверхности, в которых вектор индукции магнитного поля Земли направлен вертикально: вниз на Северном полюсе и вверх на Южном. Координаты магнитных полюсов: в Северном полушарии 75 градусов северной широты и 100 градусов западной долготы (Северная Канада), в Южном полушарии 68 градусов южной широты и 145 градусов восточной долготы (французская полярная станция Дюмон-Дюрвиль). Полярность магнитного поля Земли в текущую эпоху такова, что в Северном полушарии находится южный магнитный полюс, а в Южном полушарии – северный. Однако полюса общепринято называть в соответствии с полушарием, в котором каждый из них находится.

Так как геомагнитное поле представляет собой векторное поле, необходимо как минимум три элемента (компоненты) чтобы представить поле. Элементы, характеризующие направление поля: склонение **D**, наклон **I**. **D** и **I** измеряются в единицах угловых градусов. **D** — угол между горизонтальной составляющей и направлением на географический северный полюс, **I** — угол между горизонтальной плоскостью и вектором интенсивности общего поля. Элементы, характеризующие напряженность поля: общая интенсивность **F**, горизонтальная составляющая **H**, вертикальная составляющая **Z**, а также направленные на север **X** и восток **Y** составляющие горизонтальной интенсивности, связаны следующими основными уравнениями:

$$F = \sqrt{(X^2 + Y^2 + Z^2)} = \sqrt{(H^2 + Z^2)},$$

$$H = F \cdot \cos(I), Z = F \cdot \sin(I), X = H \cdot \cos(D), Y = H \cdot \sin(D).$$

В начале XVIII в. Эдмунд Галлей отметил, что прямая линия, линия нулевого склонения **D** на графике склонений, медленно движется на запад. С тех пор было точно установлено, что некоторые особенности вековых вариаций дрейфуют на запад со средней скоростью около 0,2° в год. Однако западный дрейф не везде одинаков. Он сильнее в Атлантическом океане, чем в Тихом, и меньше, чем средний дрейф в Северной Америке за последние 150 лет¹.

Главное магнитное поле меняется медленно во времени [4] и может быть описано такими математическими моделями, как Международная геомагнитная рекомендуемая модель (*The International Geomagnetic Reference Field, IGRF*), Глобальная магнитная модель (*WMM*)².

¹ http://geomag.nrcan.gc.ca/mag_fld/sec-en.php

² <http://www.ngdc.noaa.gov/IGAG/vmod/igrf.html>

Международная ассоциация по геомагнетизму и аэронавтике (*The International Association of Geomagnetism and Aeronomy, IAGA*) определила Международное геомагнитное стандартное поле 12-го поколения — новую версию стандартного математического описания основного магнитного поля Земли, широко используемую при изучении глубинных процессов Земли, ее коры, ионосферы и магнитосферы. Определение коэффициентов для этой основной модели поля до 13 степени было завершено рабочей группой *IAGA* в декабре 2014 г. *IGRF* является продуктом совместной работы отдельных ученых и институтов, которые занимаются сбором и распространением спутниковых и наземных наблюдений магнитного поля по всему миру [3]. Математическое описание *IGRF* [3] представляет собой серию математических моделей главного геомагнитного поля $\mathbf{B}(r, \theta, \phi, t)$ и его изменений из года в год (вековых вариаций). Магнитное поле $\mathbf{B}$ на поверхности Земли и над ней определяют в терминах шкалы магнитного потенциала $\mathbf{V}$ так что $\mathbf{B} = -\nabla \mathbf{V}$.

$$\mathbf{V}(r, \theta, \phi, t) = a \sum_{n=1}^N \sum_{m=0}^n \left(\frac{a}{r} \right)^{n+1} \left[g_n^m(t) \cos(m\phi) + h_n^m(t) \sin(m, \phi) P_n^m(\cos \theta) \right], \quad (1)$$

где r обозначает радиальное расстояние до центра Земли; $a = 6371.2$ км — геомагнитный средний сферический радиус Земли; θ — геоцентрическая широта; ϕ — восточная долгота.

В модели (1) *IGRF*–12 коэффициенты Гауса g_n^m, h_n^m предназначены для определения основного поля в эпохах, разделенных на 5 лет между 1900,0 и 2015,0. Временная зависимость коэффициентов Гаусса предполагается линейной каждые 5 лет и определяется следующими выражениями:

$$\begin{aligned} g_n^m(t) &= g_n^m(T_0) + \dot{g}_n^m(T_0) \cdot (t - T_0), \\ h_n^m(t) &= h_n^m(T_0) + \dot{h}_n^m(T_0) \cdot (t - T_0), \end{aligned} \quad (2)$$

где коэффициенты Гауса $\dot{g}_n^m, \dot{h}_n^m$ определяются в нТ/год и представляют собой 5-летние средние первые производные (линейные вековые изменения); t — текущая эпоха в единицах год и T_0 — предыдущая эпоха, кратная 5 годам, так что $T_0 \leq t < (T_0 + 5.0)$.

Если существуют модели магнитного поля для T_0 и $T_0 + 5.0$, то коэффициенты $\dot{g}_n^m(T_0)$, в отличие от (2), могут быть вычислены как $[g_n^m(T_0 + 5.0) - g_n^m(T_0)] / 5.0$.

Фактический процесс, при котором происходит создание геомагнитного поля, крайне сложный. Однако наиболее правдоподобной гипотезой генерации дипольного магнитного поля является аналог динамо-генератора — устройства для преобразования механической энергии в электрическую энергию [5]. Считается, что во внешнем ядре существуют условия для такого преобразования³. Взаимосвязь между процессами в различных оболочках Земли допускает возможность синхронизации внутренних и внешних механических движений и воспроизводимых ими событий даже при отсутствии причинно-следственных связей между этими событиями. Сопоставление времени появления особых точек на графиках изменений положений географических и геомагнитных полюсов способствует дальнейшему исследованию и моделированию взаимосвязей, а также возможной на данном этапе знаний физической интерпретации.

2. Особенности на графиках данных об изменении параметров движения географического и геомагнитного северных полюсов

В дальнейшем анализе под особенностями будем понимать кратковременные изменения знака первой производной по времени и возвращение ее на прежний уровень значений, или кратковременный переход на другой уровень [6].

Критические точки (точки возврата, скачки), следуя принятым определениям [7], будем называть особыми точками.

Особые точки на графиках изменения координат северного географического полюса Земли связаны не с разрывами, а с обращением в нуль некоторых производных.

Нелинейная тенденция изменения положений среднего полюса Земли хорошо видна на рис. 1. При этом график изменения скорости и направления смещения из года в год среднего полюса Земли демонстрирует присутствие 6 особых точек.

Моменты их появления на плоскости $dXdY$ наблюдаются в 1913, 1928, 1942, 1962, 1972, 1993 гг. Причины появления этих точек разные и недостаточно изучены. Существующая в настоящее время гипотеза генерации геомагнитного поля Земли допускает возможность их связи с вековыми вариациями геомагнитного поля.

3. Вековые вариации

Вековые вариации геомагнитного поля не только медленно меняются, но и склонны к кратковременным скачкам. Геомагнитный скачок — срав-

³ <http://geomag.nrcan.gc.ca>

нительно резкое изменение скорости вековых вариаций одного или нескольких параметров геомагнитного поля Земли. Это явление впервые открыли французские исследователи [1, 8]. Они заметили, что на многих магнитных обсерваториях тенденция в вековых вариациях до 1969 г. заметно отличается от тенденции после 1969 г. Эта тенденция, наиболее заметная в восточной составляющей магнитного поля на европейских обсерваториях, наблюдалась на многих обсерваториях мира. Примерно до 1971 г. северный геомагнитный полюс смещался равномерно со скоростью около 9 км/год, потом неожиданно стал ускоряться. Это ускорение геофизики связывают с так называемым геомагнитным скачком, который произошел в 1969—1970-х гг. С момента открытия скачка в 1969 г. ученые нашли пять дополнительных скачков в XX веке: в 1901, 1913, 1925, 1978 и 1992 гг.⁴. Обращает на себя внимание близкая локализация во времени особых точек среднего полюса (рис. 2) и найденных учеными⁵ проявлений скачков геомагнитного поля.

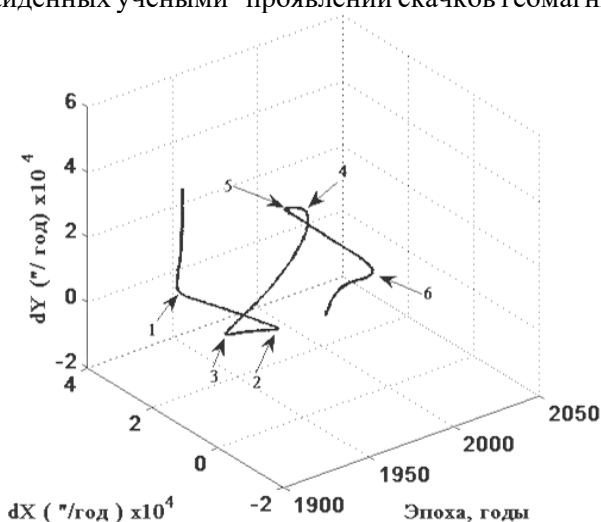


Рис. 2. График ежегодных изменений dX , dY координат среднего полюса Земли.

Fig. 2. Graph of annual changes in dX , dY coordinates of the Earth's mean pole

Используя последнюю модель геомагнитного поля *IGRF-12*, вычислим вековые вариации геомагнитного склонения dd в пункте с геодезическими координатами 90° северной широты, 0° западной долготы за период 1900—2020 гг. с помощью калькулятора склонений⁶. По результатам этих

⁴ http://geomag.nrcan.gc.ca/mag_fld/sec-en.php

⁵ http://geomag.nrcan.gc.ca/mag_fld/sec-en.php

⁶ NGDC Geomagnetic Calculators,

<https://www.ngdc.noaa.gov/geomag/calculators/magcalc.shtml?model=igrf>

вычислений построим график и гладкую модель вековых изменений геомагнитного склонения в пункте с геодезическими координатами 90° северной широты, 0° западной долготы за период 1900—2020 гг.

Графики на рис. 3 демонстрируют: глобальная тенденция изменений вековых вариаций склонения геомагнитного поля возрастает после 1970 года и имеет нелинейный тренд; скачки наблюдаются в 1950, 1955, 1965, 1975 гг.

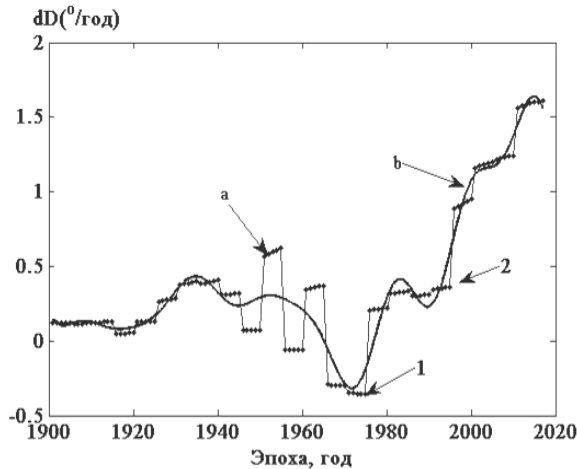


Рис. 3. Графики: а — изменения из года в год геомагнитного склонения dD в пункте с геодезическими координатами 90° северной широты, 0° западной долготы за период 1900—2020 гг.; б — приближение тенденции изменений dD с помощью глобальной модели.

Fig. 3. Graphs: a – year-to-year changes in the geomagnetic declination dD at a point with geodetic coordinates of 90° north latitude, 0° west longitude for the period 1900–2020; b – approximation of the trend of dD changes using a global model

Математическое описание нелинейного тренда (рис. 3б) имеет вид:

$$f(t) = a_0 + a_1 \cos(t^*w) + b_1 \sin(t^*w) + a_2 \cos(2^*t^*w) + b_2 \sin(2^*t^*w) + a_3 \cos(3^*t^*w) + b_3 \sin(3^*t^*w) + a_4 \cos(4^*t^*w) + b_4 \sin(4^*t^*w) + a_5 \cos(5^*t^*w) + b_5 \sin(5^*t^*w) + a_6 \cos(6^*t^*w) + b_6 \sin(6^*t^*w) + a_7 \cos(7^*t^*w) + b_7 \sin(7^*t^*w) + a_8 \cos(8^*t^*w) + b_8 \sin(8^*t^*w).$$

В этой модели отсчет аргумента t ведется относительно эпохи 1900 в единицах (год); коэффициенты a_i (с 95-процентными доверительными пределами) — в единицах измерений ($^\circ/\text{год}$).

Сопоставления особах точек на графике ежегодных изменений координат среднего полюса (рис. 2, точки 5, 6) и скачков (рис. 3, точки 1, 2) на графике изменения из года в год геомагнитного склонения dD в пункте

с геодезическими координатами 90° северной широты, 0° западной долготы коррелируют с ростом скорости северной составляющей геомагнитного дипольного полюса в северном полушарии (рис. 4).

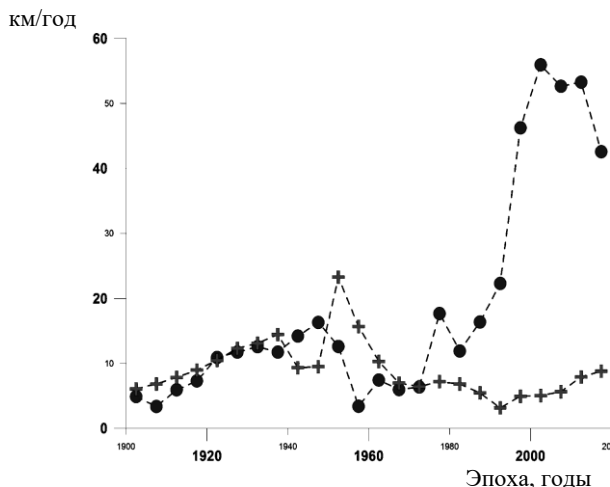


Рис. 4. Северная составляющая скорости геомагнитных дипольных полюсов в северном (шары) и южном (крестики) полушариях, оценена на сфероиде WGS84 [3].

Fig. 4. The northern component of the velocity of the geomagnetic dipole poles in the northern (balls) and southern (crosses) hemispheres, estimated on the WGS84 spheroid [3]

Сравнивая тенденции изменения вековых вариаций геомагнитного склонения $\mathbf{dD}$ (рис. 3, а) и скорости северной составляющей северного дипольного полюса (рис. 4) наблюдаем одновременный ускоренный рост после 1970 года. Кроме того, тенденция изменения северной составляющей скорости северного геомагнитного полюса после 2000 г. меняет знак на противоположный; нелинейная тенденция изменения $\mathbf{dD}$ (рис. 3, b) меняет знак на противоположный в 2015 году.

В опубликованных недавно результатах исследований [9, 10] показано, что появление скачков в данных о магнитном поле коррелирует с изменением параметров вращения Земли. Эти результаты подтверждают факт единства внутри земных процессов, генерирующих геомагнитное поле и вращение Земли. Установление когерентных вариаций в этом случае помогает в создании достоверных моделей причинно-следственных взаимосвязей.

Некоторую качественную и количественную оценку когерентной связи между отдельными вариациями в данных $\mathbf{dR}$ и в данных об изменении характеристик геомагнитного поля дает метод двухканального авторегрессионного анализа.

4. Установление когерентных связей

В анализе когерентных связей использовался метод спектральных оценок, обладающих высокой способностью для ограниченных последовательностей данных [11]. Согласно этому методу установление взаимной корреляции между двумя (одноканальными) процессами заключается в вычислении функции взаимной (двухканальной) спектральной плотности мощности, которая представляет собой дискретно-временное преобразование Фурье взаимной корреляционной функции в виде

$$\begin{aligned} \mathbf{P}_{xy}(f) &= \mathbf{T} \sum_{k=-\infty}^{k=+\infty} \mathbf{r}_{xy}[k] \exp(-j2\pi f k T), \\ \mathbf{F}_{xy}(f) &= \mathbf{P}_{xy}(f) / \sqrt{\mathbf{P}_{xx}(f)} \sqrt{\mathbf{P}_{yy}(f)}, \end{aligned} \quad (4)$$

где x, y — одноканальные процессы, f — частота, T — интервал времени.

Учитывая (4) для измерения сходства (как функции частоты) двух сигналов вычисляем квадрат модуля когерентности (КМК) в виде

$$\text{КМК}(f) = |\mathbf{F}_{xy}(f)|^2 \quad (5)$$

и фазовый спектр когерентности

$$\theta(f) = \arctg[\text{Im}\{\mathbf{F}_{xy}(f)\} / \text{Re}\{\mathbf{F}_{xy}(f)\}]. \quad (6)$$

Размер КМК (5) заключен между 0 (для частот, на которых отсутствует согласованность между каналами) и 1 (для частот, на которых каналы полностью когерентные). Фаза когерентности (6) характеризует отставание или опережение по фазе события в канале x по отношению к событию в канале y .

Проведем анализ результатов этого метода спектральных оценок для выявления когерентных вариаций: между ежегодными изменениями вектора среднего полюса $d\mathbf{R}$ ⁷ и ежегодными изменениями: а) — вектора общей геомагнитной интенсивности $d\mathbf{F}$ в пункте с геодезическими координатами 90° северной широты, 0° западной долготы⁸; б) — геомагнитного дипольного момента $d\mathbf{DIP}$ ⁹.

График КМК на рис. 5, а демонстрирует высокую когерентность (КМК = 0,75) между вариациями с периодом 25 лет в данных $d\mathbf{R}$ и $d\mathbf{F}$. В этом случае фаза когерентности равна 2,5 года: вариация с периодом 25 лет в данных $d\mathbf{R}$ опережает подобную вариацию в данных $d\mathbf{F}$.

⁷ <http://www.iers.org>

⁸ <http://www.ngdc.noaa.gov>

⁹ http://wdc.kugi.kyoto-u.ac.jp/poles/figs/pole_ns.tab

В данных dR и $dDIP$ с большой достоверностью ($KMK=0,79$) установлена когерентность (рис. 5, b) между вариациями с периодом 3,3 года в данных dR и $dDIP$. Причем, вариация с периодом в данных $dDIP$ опережает подобную вариацию в данных dR на 23,2 года.

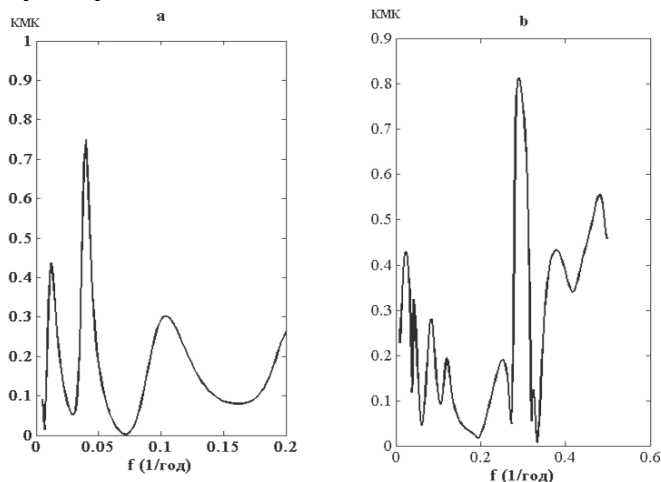


Рис. 5. Когерентность между ежегодными изменениями вектора среднего полюса dR и ежегодными изменениями: а) — вектора общей геомагнитной интенсивности dF в пункте с геодезическими координатами 90° северной широты, 0° западной долготы; б) — геомагнитного дипольного момента $dDIP$.

Fig. 5. Coherence between annual changes in the mean pole vector dR and annual changes in: а) the vector of total geomagnetic intensity dF at the point with geodetic coordinates 90° north latitude, 0° west longitude; б) the geomagnetic dipole moment $dDIP$

5. Выводы

1. Сопоставление времени появления особых точек на графиках изменений параметров природных процессов расширяет возможности установления причинно-следственных взаимосвязей, содержит информацию об их смещении во времени (относительное опережение или отставание), способствует уточнению соответствующих физических моделей.

2. Расположение особых точек на графиках есть результат наложения несколько колебаний. Поэтому расстояние между отдельными точками возврата (особые точки) не всегда свидетельствует о существовании соответствующего гармонического колебания. Это особенно касается определения вариаций с большими периодами, присутствие которых на коротком интервале времени ограничивает достоверность их определения. В то же время, сопоставления особых моментов изменения параметров географического и магнитного поля с глобальными процессами в Солнеч-

ной системе с изменениями гравитационных взаимосвязей (например, парад планет и т. д.), с энергетическими процессами в ядре и перемещением внутренних и внешних оболочек Земли, позволяют изучать условия, при которых возникают критические точки (точки возврата).

3. Вращение Земли вокруг своей оси, кроме известных гравитационных взаимодействий, подвергается воздействию ротационных механизмов, связанных с другими сдвигами и вращениями веществ, расположенными как внутри Земли, так и за ее пределами. В этом случае трудно установить, какой физический процесс является определяющим в изменении геомагнитных характеристик поля и параметров вращения Земли. Тем не менее, так как текущее состояние системы зависит от того, каким образом система пришла в это состояние, прогноз скачков зависит от изучения взаимосвязи факторов, влияющих на текущее состояние системы.

Список литературы

1. Courtillot V., Le Mouél J.-L. Geomagnetic secular variation impulses // *Nature*. 1984. Vol. 311. P. 709–716.
2. Решетняк М. Ю. Адаптации модели среднего поля в геодинамо // *Физика Земли*. 2017. № 4. С. 76—92.
3. Thébault E. [et al.]. International Geomagnetic Reference Field : the 12th generation // *Earth, Planets and Space*. 2015. P. 67–79.
4. Латышев А. В. [и др.]. Вековые вариации геомагнитного поля последних 4000 лет, записанные в лавах и пирокластике северной группы вулканов Камчатки : новые данные // *Физика Земли*. 2017. № 5. С. 139—148.
5. Галле И., Павлов В. Э. Три режима работы геодинамо // *Физика Земли*. 2016. № 2. С. 148—153.
6. Арнольд В. И. Теория катастроф. М. : Наука, 1990. 128 с.
7. Арнольд В. И., Варченко А. Н., Гусейн-Заде С. М. Особенности дифференцируемых отображений. М. : МЦНМО, 2009. 672 с.
8. Courtillot V., Ducruix J. Le Mouél J.-L. Sur une accélération récente de la variation séculaire du champ magnétique terrestre // *CR Hebd. SEances Acad. Sci. Paris*. 1978. №. 287. P. 1095–1098.
9. Vondrák J., Ron C. Geophysical excitation of nutation – comparison of different models // *Acta Geodyn. Geomater*. 2014. Vol. 11, no.3 (175). P. 1–8.
10. Vondrak J., Ron C. Earth orientation and its excitations by atmosphere, oceans, and geomagnetic jerks // *Serb. Astron. J*. 2015. No. 191. P. 59–66.
11. Марпл С. Л. мл. Цифровой спектральный анализ и его приложения. М. : Мир, 1990. 584 с.

Информация об авторах

Вольвач Александр Евгеньевич, доктор физико-математических наук, заместитель директора ФГБУН «Крымская астрофизическая обсерватория РАН», пгт. Научный, Крым.

Курбасова Галина Сергеевна, кандидат физико-математических наук, ведущий научный сотрудник ФГБУН «Крымская астрофизическая обсерватория РАН», пгт. Научный, Крым.

Вольвач Лариса Николаевна, кандидат физико-математических наук, ведущий научный сотрудник ФГБУН «Крымская астрофизическая обсерватория РАН», пгт. Научный, Крым.

Coherently the Relationship between Changes in the Parameters of the Earth's Mean Pole and the Geomagnetic Field over the Last Century

A. E. Volvach, G. N. Kurbasova, and L. N. Volvach

Radio Astronomy and Geodynamics Department,
Crimean Astrophysical Observatory, Yalta, 298688, Russian Federation

volvach@bk.ru

Received: September 24, 2025

Peer-reviewed: October 01, 2025

Accepted: October 10, 2025

Abstract: The character of the change in the trajectory of the motion of the average Northern Geographic Pole over the surface of the Earth over the last century has been studied. Specific features are found in the changes in its coordinates. The epochs for the appearance of singular points are compared with the epochs of jumps in data on the parameters of the geomagnetic field. A model of secular variations of the geomagnetic declination is obtained at a point with geodetic coordinates 90° north latitude, 0° west longitude. A coherent relationship between the changes in the parameters of the Earth's average pole and the geomagnetic field over the last century has been established.

Keywords: Middle Pole, Earth, secular variation, IGRF-calculator.

For citation (APA): A. E. Volvach, G. N. Kurbasova, and L. N. Volvach, G. A. (2026). Coherently the Relationship between Changes in the Parameters of the Earth's Mean Pole and the Geomagnetic Field over the Last Century. *Infocommunications and Radio Technologies*, 9(1), 1–14, doi: 10.21227/axs5-1k23.

References

- [1] V. Courtillot and J.-L. Le Mouél, "Geomagnetic secular variation impulses," *Nature*, vol. 311, pp. 709–716, 1984.
- [2] M. Yu. Reshetnyak, "Adaptations of the mean-field model in the geodynamo," *Izvestiya, Physics of the Solid Earth*, no. 4, pp. 76–92, 2017. (In Russ.).
- [3] E. Thébault [et al.], "International Geomagnetic Reference Field: the 12th generation," *Earth, Planets and Space*, pp. 67–79, 2015.
- [4] A. V. Latyshev [et al.], "Secular variations of the geomagnetic field over the past 4000 years recorded in lavas and pyroclastics of the northern group of Kamchatka volcanoes: new data," *Izvestiya, Physics of the Solid Earth*, no. 5, pp. 139–148, 2017. (In Russ.).
- [5] I. Galle and V. E. Pavlov, "Three Operating Regimes of the Geodynamo," *Izvestiya, Physics of the Solid Earth*, no. 2, pp. 148–153, 2016. (In Russ.).
- [6] V. I. Arnold, *Catastrophe Theory*, Moscow: Nauka, 1990. (In Russ.).
- [7] V. I. Arnold, A. N. Varchenko, and S. M. Gusein-Zade, *Features of Differentiable Mappings*, Moscow: MCNO, 2009. (In Russ.).

- [8] V. Courtillot, J. Ducruix, and J.-L. Le Mouél, “On Recent Accelerations of the Sequential Variation of the Champ Magnetite Terrestre,” *CR Hebd. SEances Acad. Sci. Paris*, no. 287, pp. 1095–1098, 1978.
- [9] J. Vondrák and C. Ron, “Geophysical excitation of nutation – comparison of different models,” *Acta Geodyn. Geomater*, vol. 11, no. 3 (175), pp. 1–8, 2014.
- [10] J. Vondrak and C. Ron, “Earth orientation and its excitations by atmosphere, oceans, and geomagnetic jerks,” *Serb. Astron. J.*, no. 191, pp. 59–66, 2015.
- [11] S. L. Marple Jr., *Digital Spectral Analysis*, Courier Dover Publications, 2019.

Information about the authors

Alexandr E. Volvach, Dr. Sci., FSBSI “Crimean Astrophysical Observatory of RAS”, Nauchni, Crimea, Russian Federation.

Galina S. Kurbatova, PhD. Sci., FSBSI “Crimean Astrophysical Observatory of RAS”, Nauchni, Crimea, Russian Federation.

Larisa N. Volvach, PhD. Sci., FSBSI “Crimean Astrophysical Observatory of RAS”, Nauchni, Crimea, Russian Federation.

УДК 621.373.12; 621.396.962.3

Сигнальные и шумовые характеристики автодинных радиолокаторов миллиметрового диапазона с одновременной импульсной модуляцией амплитуды и синусоидальной модуляцией частоты излучения

^{1,2} Богатырев Е. В., ³ Вишняков Д. С., ³ Игнатков К. А.,

³ Кувшинов О. А., ³ Носков В. Я.

¹ НПП «Радиосвязь»

ул. Декабристов, д. 19, г. Красноярск, 660021, Российская Федерация

² Сибирский федеральный университет

Свободный просп., д. 79, стр. 5, г. Красноярск, 660041, Российская Федерация

³ Уральский федеральный университет

ул. Мира, д. 19, г. Екатеринбург, 620062, Российская Федерация

bogatyrev@krtz.su, daniil.vishniakov.ru@gmail.com, k.a.ignatkov@urfu.ru,

o.a.kuvshinov@urfu.ru, v.y.noskov@urfu.ru

Получено: 3 сентября 2025 г.

Отрецензировано: 19 сентября 2025 г.

Принято к публикации: 26 сентября 2025 г.

Аннотация: На основе разработанной ранее математической модели автодинной системы ближней радиолокации (АСБРЛ) с одновременной импульсной амплитудной (ИАМ) и синусоидальной частотной модуляцией колебаний СВЧ-генератора, находящегося под воздействием собственного отраженного излучения, выполнен анализ сигнальных и шумовых характеристик. Для их расчета использовался метод шагов, который позволил рассмотреть особенности формирования сигнальных и шумовых характеристик в ответ на каждое парциальное воздействие отраженного излучения от точечного объекта локации. Установлены отличительные особенности формирования сигнальных характеристик и величины среднеквадратического уровня шумов на выходе автодинного СВЧ-генератора, получаемые при приеме первого и последующих отражений от объекта локации для различных значений параметра обратной связи АСБРЛ. Результаты экспериментальных исследований АСБРЛ получены при использовании генераторного модуля, выполненного на планарном диоде Ганна 8-миллиметрового диапазона с перестройкой частоты при помощи варикапа.

Ключевые слова: автодин, автодинный генератор, автодинный сигнал, шумовая характеристика автодина, радиоимпульсный генератор, частотная модуляция, параметр обратной связи, метод шагов, ангармонические искажения сигналов, система ближней радиолокации.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Сигнальные и шумовые характеристики автодинных радиолокаторов миллиметрового диапазона с одновременной импульсной модуляцией амплитуды и синусоидальной модуляцией частоты излучения / Е. В. Богатырев [и др.] // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2026. Т. 9, № 1. С. 15—42.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Богатырев, Е. В. Сигнальные и шумовые характеристики автодинных радиолокаторов миллиметрового диапазона с одновременной импульсной модуляцией амплитуды и синусоидальной модуляцией частоты излучения / Е. В. Богатырев, Д. С. Вишняков, К. А. Игнатков [и др.] // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2026. — Т. 9, № 1. — С. 15—42.

1. Введение

Среди современных радиолокационных устройств самого разного практического назначения выделяются как отдельный тип системы ближней радиолокации (СБРЛ), которые наряду со стандартной задачей обнаружения цели (но уже на малых расстояниях) и измерения ее параметров, отличаются специфическими условиями своего функционирования [1—4]. К ним относят чрезвычайно высокую скорость обработки радиолокационного сигнала, высокие надежность обнаружения и точность срабатывания, а также требование малых габаритов и очень низкой стоимости при массовом производстве. Кроме того, к особенностям так называемых «радаров последней мили» следует добавить еще одну, — требование повышенной устойчивости к воздействию активных и пассивных помех.

Помимо военного применения, такие радары нашли широкое применение в качестве надежных и незаметных датчиков охранных систем [5], датчиков предупреждения столкновений транспортных средств, например, автомобильных, включая радары для наблюдения в скрытых зонах автомобилей и их парковки в плотных городских условиях [2, 3]. На железнодорожном транспорте они используются в качестве измерителей параметров движения вагонов на сортировочных горках крупных железнодорожных станций, в обнаружителях занятости стрелочных переводов и железнодорожных переездов [6]. Радиолокационные датчики используются также в аппаратуре для медико-биологических и научных исследований, в качестве сенсоров в робототехнике и измерителей параметров технологических про-

цессов на производстве, для оперативной и бесконтактной диагностики работы турбоагрегатов и многого другого (см., например, [2—4, 7—9]).

С целью снижения габаритов и стоимости СБРЛ в целом и особенно ее радиотракта, высокочастотный узел предпочтительно применять, во-первых, в миллиметровом диапазоне длин волн и, во-вторых, в виде совмещенного приемопередающего устройства — трансивера [10]. Трансивер может быть стандартным и привычным: с полностью разнесенными трактами передатчика и приемника и с отдельными антеннами. При этом архитектура трансивера может быть реализована по супергетеродинной схеме или по схеме прямого преобразования отраженного от цели радиосигнала в область низких или вообще «нулевых» частот. Последняя архитектура называется гомодинной [11].

Вместе с тем, известна и другая архитектура трансивера, названная «автодинной» или «*self-oscillating mixing*» [12—14]. В такой архитектуре радиочастотный тракт реализуется на базе единственного каскада — автогенератора (автодина), совмещающего функции передатчика зондирующего и приемника отраженного от объекта излучений. Таким совмещением достигается уникальная простота конструкции, компактность и относительно низкая стоимость приемопередающего модуля.

В настоящее время автодинные, в том числе генераторно-излучающие модули с различной топологией и исполнением выпускаются в виде монолитных и гибридно-интегральных схем [15—17]. Достоинствами этих устройств являются также высокая чувствительность преобразования первичных данных зондирования в выходной информационный сигнал низкой частоты, бесконтактность и практическая безынерционность измерения различных параметров и характеристик объектов локации.

Принцип действия этих устройств основан на автодинном эффекте, который состоит в изменениях под воздействием отраженного излучения параметров колебаний автогенератора. К его изменяемым параметрам относятся амплитуда колебаний, выходная мощность, частота и фаза, а также все постоянные токи и напряжения смещения активного элемента (АЭ). Данный эффект проявляется во всех типах генераторов в диапазоне частот от радиочастотного до оптического [1, 18—20]. Регистрация этих изменений в виде автодинных сигналов и их последующая обработка обеспечивают возможность получения информации об отражающем объекте и параметрах его относительного движения.

Указанная зависимость между параметрами, которая относит автодины к классу *автопараметрических систем с запаздывающей обратной связью*, является причиной ряда особенностей формирования сигнальных и шумовых характеристик, проявляющихся в наибольшей степени в области

миллиметровых и более коротких волн электромагнитного (ЭМ) излучения. К этим особенностям, прежде всего, относится наличие ангармонических искажений сигналов и периодической нестационарности среднеквадратического уровня шума на выходе автодина в условиях сильной обратной связи системы «автодинный генератор — объект локации» [21—24].

Использование различных видов модуляции (амплитудной, фазовой, частотной, импульсной) излучения и обработка принятых сигналов значительно расширяет возможности автодинных систем ближней радиолокации (АСБРЛ) [1, 25, 26]. К ним относятся, например, достижение высокой чувствительности автодинов при обнаружении объектов на фоне отражений от подстилающей поверхности, надежность работы в сложных метеосостояниях, возможность селекции объектов на заданных расстояниях и др.

Среди указанных видов модуляции наибольшее распространение в АСБРЛ получила частотная модуляция (ЧМ) [1, 27—31]. Как и в обычных СБРЛ гомодинного типа, в АСБРЛ широко применяются линейный и гармонический (синусоидальный) законы ЧМ. Модуляция по гармоническому закону является самой простой и потому распространенной. При ее осуществлении не накладываются особо жесткие требования к линейности модуляционной характеристики, а сигналы достаточно легко поддаются обработке с помощью фильтрации. Достоинствами гармонической ЧМ являются также сравнительно низкий уровень высших гармоник сигнала паразитной амплитудной модуляции (ПАМ) генератора, простота формирования модулирующей функции и выделения слабых сигналов на фоне основных составляющих спектра ПАМ. Данный закон ЧМ обеспечивает формирование зон селекции цели по дальности, раздельное измерение дальности и скорости отражающего объекта, а также направления его перемещения.

Другим не менее распространенным видом модуляции в АСБРЛ является импульсная модуляция (ИМ) излучения [32—34]. В случае, когда время задержки τ отраженного от цели излучения меньше длительности $t_{\text{и}}$ радиоимпульсов ($\tau < t_{\text{и}}$), процесс приема происходит одновременно с передачей зондирующего радиоимпульса. В этом случае излучаемые и отраженные колебания являются когерентными и выделение полезного сигнала основано на регистрации изменений картины их интерференции в самом генераторе, то есть на его автодинном эффекте. При условии $\tau > t_{\text{и}}$ излучаемый и отраженный радиоимпульсы не перекрываются во времени, поэтому в этом случае в момент действия зондирующего импульса выходной сигнал автодина отсутствует.

Отмеченное свойство радиоимпульсных автодинов обеспечивает повышение устойчивости АСБРЛ к воздействию помех и возможность

формировать дальнюю границу зоны обнаружения по расстоянию. Регистрировать появление движущихся объектов в контролируемой зоне, а также измерять их скорость движения и оценивать текущую дальность до цели — далеко не полный перечень возможностей радиоимпульсных автодинов. Кроме того, прерывистость работы генератора повышает скрытность работы АСБРЛ, а также значительно снижает ее энергопотребление. Поэтому радиоимпульсным автодинам посвящено большое число работ отечественных и зарубежных авторов (см. библиографию [32, 34]).

Перспективы дальнейшего развития автодинных систем связаны с применением более сложных сигналов, комбинирующих различные виды модуляции, например, частотный и импульсный. Такое совмещение обеспечивает объединение достоинств одного и другого видов модуляции, что позволяет реализовать АСБРЛ с качественно новыми возможностями и повышенной помехоустойчивостью. Однако особенности формирования сигнальных и шумовых характеристик в АСБРЛ с комбинацией импульсной и частотной модуляцией в известной авторам литературе не исследовались. Исключение составляет лишь наша недавняя статья [35], в которой рассмотрена радиоимпульсная АСБРЛ с несимметричным пилообразным законом ЧМ.

Необходимо отметить, что для создания перспективных АСБРЛ и грамотного их применения представляет интерес рассмотреть свойства сигнальных и шумовых характеристик также для иных законов ЧМ. Поэтому целью настоящей работы является исследование формирования указанных характеристик на основе развитого ранее подхода к анализу радиоимпульсных автодинов с ЧМ по синусоидальному закону. Данный закон ЧМ в гомодинных СБРЛ является достаточно распространенным, например, в радиовысотомерах, он обеспечивает при сравнительно простой обработке сигнала возможность раздельного измерения дальности и высоты до отражающей поверхности, а также направление перемещения.

2. Исходные уравнения и алгоритм пошагового расчета сигнальных и шумовых характеристик

Функциональная схема АСБРЛ для общего случая наличия одновременно частотной и импульсной модуляции излучения представлена на рис. 1а. Автодинный генератор (АГ), состыкованный с антенной А, содержит помещенные в волноводный резонатор варикап D_1 , генераторный диод D_2 , например, диод Ганна и детекторный диод D_3 . Диод D_3 совместно с его элементами нагрузки служит для регистрации автодинных

изменений амплитуды $A(t)$ колебаний АГ. В цепях смещения этих диодов имеются устройства для выполнения соответственно функций ЧМ, импульсной модуляции ИМ и временной селекции (ВС) сигнала. Процесс выполнения указанных функций управляется синхронизатором, который связан также с блоком обработки сигналов (БОС), на сигнальный вход которого поступает автодинный сигнал $a(t)$ с выхода блока ВС.

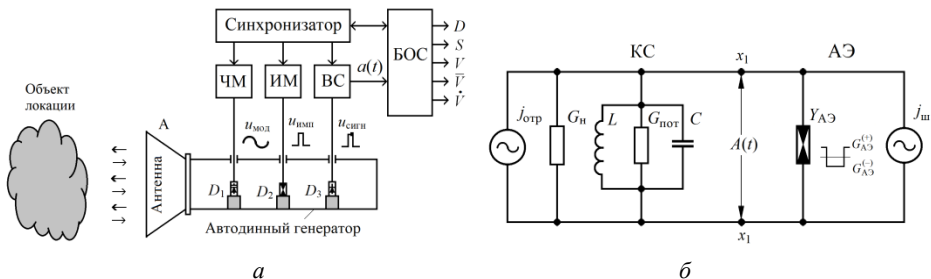


Рис. 1. Функциональная схема АСБРЛ (а) и эквивалентная схемы автодинного генератора (б) с одновременной импульсной и частотной модуляцией излучения.

Fig. 1. Functional scheme of an ASRRS (a) and an equivalent circuit of an autodyne oscillator (b) with simultaneous pulse and frequency modulation of radiation

При подаче на АСБРЛ питания в блоке ИМ формируются импульсы запуска АГ, имеющие длительность $t_{и}$ и период повторения $T_{п}$. При этом в блоке ЧМ формируется напряжение, обеспечивающее изменение частоты АГ по закону модулирующей функции $f_m(t)$, имеющей период $T_m = 2\pi / \Omega_m$. Генерируемые в АГ радиоимпульсы излучаются через антенну в виде электромагнитного (ЭМ) излучения в направлении объекта локации. Отраженное от объекта ЭМ излучение частично возвращается назад в антенну, преобразуется снова в радиоимпульсы и воздействует на АГ, вызывая в нем автодинный эффект.

В случае малых дальностей действия АСБРЛ, когда время задержки меньше длительности радиоимпульсов $\tau < t_{и}$, и при условии $T_m \gg T_{п}$ процесс приема отраженного излучения происходит одновременно с передачей зондирующего радиоимпульса практически на одной и той же частоте. В этом случае выделение сигнала основано на автодинном эффекте, в результате которого в АГ наблюдаются автодинные изменения амплитуды и частоты колебаний. Выделение этих изменений, например, посредством детекторного диода D_3 , и временная селекция принятого импульса в блоке ВС обеспечивают получение автодинного сигнала. Обработка это-

го сигнала в БОС позволяет получить информацию об электрофизических параметрах объекта локации и его кинематических характеристиках, таких как расстояние D , пройденный путь S , скорость V и направление движения $\bar{V}$, а также ускорение $\dot{V}$.

Для анализа функционирования АГ в составе описанной АСБРЛ на рис. 1б представлена эквивалентная схема одноконтурного генератора, основные компоненты которого приведены к сечению $X_1 - X_1$ двухполюсного АЭ, например, диода Ганна. Среднюю за период колебаний комплексную проводимость АЭ $Y_{АЭ}$ примем зависящей как от амплитуды, так и частоты $A \equiv A(t)$ колебаний: $Y_{АЭ} = G_{АЭ} + jB_{АЭ}$, где $G_{АЭ} \equiv G_{АЭ}(A, \omega)$ и $B_{АЭ} \equiv B_{АЭ}(A, \omega)$ — резистивная и реактивная проводимости АЭ соответственно. Параллельно проводимости $Y_{АЭ}$ подключен генератор тока $j_{ш} \equiv j_{ш}(t)$, отображающий эквивалентный источник мгновенного тока внутренних шумов АЭ СВЧ генератора. При этом шум, обусловленный обычно внутренними причинами АЭ, полагаем, является стационарным нормальным процессом с нулевым средним значением.

Колебательная система АГ на схеме представлена резонатором, который содержит параллельное соединение эквивалентных индуктивности L , проводимости потерь $G_{пот}$ и емкости C . При этом емкость C представляет собой совокупность емкостей собственно резонатора, постоянной части эквивалентных параметров АЭ, нагрузки и варикапа. Поэтому нагрузка АГ Y_n на рис. 1б представлена только резистивной проводимостью $Y_n = G_n$, поскольку реактивная проводимость нагрузки B_n учтена в параметрах резонатора. Параллельно колебательной системе КС подключен также генератор тока $j_{отр} \equiv j_{отр}(\tau, t)$, отображающий воздействие на АГ собственного отраженного от цели ЭМ излучения, запаздывающего относительно текущего времени t на время $\tau = 2D/c$, где $D = D(t)$ — расстояние до отражающего объекта, в общем случае переменное; c — скорость распространения ЭМ излучения.

Для эквивалентной схемы рис. 1б на основании первого закона Кирхгофа запишем уравнения для мгновенных значений токов в виде:

$$\operatorname{Re}[\dot{A}Y_{АЭ}] + \operatorname{Re}[\dot{A}Y_{КС}] = j_{отр}(\tau, t) + j_{ш}(t), \quad (1)$$

где $Y_{КС} \equiv Y_{КС}(\omega) = G_{КС}(\omega) + jB_{КС}(\omega)$ — комплексная проводимость ко-

лебательной системы (КС); $G_{\text{КС}}(\omega) = G$; $B_{\text{КС}}(\omega) = 2GQ_n(\omega - \omega_c) / \omega_c$; $G = G_{\text{пот}} + G_n$; $Q_n = \omega_c C / G$ — нагруженная добротность КС, причем $Q_n \gg 1$; $\omega_c = (LC)^{-1/2}$ — собственная частота резонатора.

Промежуточное решение уравнения (1) для малых относительных изменений частоты $\chi = \Delta\omega / \omega_0$ и амплитуды $a = \Delta A / A_0$ колебаний АГ методами медленно меняющихся амплитуд и линеаризации в окрестности стационарного режима амплитуды A_0 и частоты ω_0 колебаний в приближении малого отраженного воздействия, нормированное относительно максимальных значений автодинного отклика $\chi_m = \Gamma L_a$ и $a_m = \Gamma K_a$, имеет вид [35]:

$$\chi_n(\tau_n, t) = (\chi / \chi_m) = -\sin[\delta(\tau_n, t) + \theta] - \chi_{\text{ш.н}}(t), \quad (2)$$

$$a_n(\tau_n, t) = (a / a_m) = \cos[\delta(\tau_n, t) - \psi] + a_{\text{ш.н}}(t), \quad (3)$$

где $\chi_{\text{ш.н}}(t)$, $a_{\text{ш.н}}(t)$ — нормированные составляющие относительного уровня частотного и амплитудного шума соответственно; $\Gamma = (P_{\text{отр}} / P_n)^{1/2}$ — коэффициент, характеризующий относительную величину амплитуды отраженного от объекта ЭМ излучения, вернувшегося обратно в КС АГ; $P_{\text{отр}}$, P_n — мощности отраженного от объекта излучения и на нагрузке генератора; K_a , L_a — коэффициенты автодинных усиления и девиации частоты АГ; $\tau_n = \omega_0 \tau / 2\pi = D / (\lambda / 2)$ — нормированное значение относительного расстояния до цели; $\delta(\tau, t) = \Psi(t) - \Psi(\tau, t) \cong \omega\tau$ — мгновенный набег фазы отраженного излучения при его распространении до объекта локации и обратно; $\Psi(t)$, $\Psi(\tau, t)$ — полная фаза колебаний в текущий момент времени t и из предыстории системы $t - \tau$; θ , ψ — углы фазового смещения автодинных изменений частоты и амплитуды колебаний, обусловленные внутренними параметрами АГ.

Для нахождения окончательного решения уравнений (2) и (3) необходимо задать закон изменения текущей частоты генерации АГ:

$$\omega(t_n) = \omega_0 + \Delta\omega_{\text{чМ}} f_m(t_n) = \omega_0 + \Delta\omega_{\text{чМ}} \sin(2\pi t_n),$$

где $\Delta\omega_{\text{чМ}}$ — девиация частоты генерации вследствие частотной модуляции; $f_m(t_n) = \sin(2\pi t_n)$ — нормированная модулирующая функция; $t_n = t / \tau$ — нормированное время.

Для получения основных соотношений, необходимых для поэтапного расчета фазы $\delta(\tau_n, t_n)$ автодинного отклика, нормированных относительных изменений частоты $\chi_n(\tau_n, t_n)$ и амплитуды $a_n(\tau_n, t_n)$ АГ, воспользуемся квазистатическим методом шагов [34]. При этом получим также выражения для абсолютных значений частоты генерации $\omega(\tau_n, t_n)$ после «включения» АГ. При этом мы исключаем из рассмотрения процесс формирования переднего фронта радиоимпульса и зоны обращения частотной модуляции, поскольку обычно выполняются сильные неравенства: $t_y \ll \tau_a$ и $T_m \gg \tau_a, \tau$, где t_y — время установления переднего фронта радиоимпульса; τ_a — постоянная времени автодинного отклика АГ.

Шаг 0. Данный шаг соответствует интервалу нормированного времени $t_n^{(0)} \in (0, 1)$ от момента включения АГ ($t_n^{(0)} = 0$) до прихода первого отраженного излучения ($t_n^{(0)} = 1$). На этом интервале имеем режим «автономных» колебаний АГ, при котором $\delta(\tau_n, t_n^{(0)}) = 0$, $\chi_n(\tau_n, t_n^{(0)}) = -\chi_{ш.н}(t)$, $a_n(\tau_n, t_n^{(0)}) = a_{ш.н}(t)$, $\omega(t_n^{(0)}) = \omega_0 + \Delta\omega_{\text{ЧМ}} \sin(2\pi t_n^{(0)})$, то есть частота и амплитуда колебаний АГ подвержены шумовой модуляции, а автодинный отклик отсутствует. Здесь и далее индексы в скобках вверху при переменной « t_n » означают номер шага.

Шаг 1. В момент воздействия на АГ первого отраженного излучения, колебания которого соответствовали автономному режиму, на интервале $t_n^{(1)} \in (1, 2)$ устанавливается набег фазы $\delta(\tau, t) = \delta(\tau_n, t_n^{(1)})$, причем

$$\begin{aligned} \delta(\tau_n, t_n^{(1)}) &= \Psi(t_n^{(1)}) - \Psi(\tau_n, t_n^{(1)}) = \int_0^t \omega(t_n^{(0)}) dt - \int_0^{t-\tau} \omega(t_n^{(0)}) dt = \\ &= \int_{t-\tau}^t \omega(t_n^{(0)}) dt \approx \tau \omega(t_n^{(0)}) = 2\pi[\tau_n + p_{\text{ЧМ}} \sin(2\pi t_n^{(0)})], \end{aligned} \quad (4)$$

где $p_{\text{ЧМ}} = \tau \Delta\omega_{\text{ЧМ}} / 2\pi$ — параметр ЧМ, характеризующий изменения фазы сигнала за счет модуляции частоты.

Формула (4) удобна при дальнейших расчетах, так как позволяет обойтись без вычисления интеграла для фазы. С учетом (2) и (3) выражения для относительных изменений частоты $\chi_n(\tau_n, t_n^{(1)})$ и амплитуды $a_n(\tau_n, t_n^{(1)})$, а также абсолютных изменений частоты $\omega(\tau_n, t_n^{(1)})$ колебаний АГ имеют вид:

$$\chi_n(\tau_n, t_n^{(1)}) = -\sin \{2\pi[\tau_n + p_{\text{чм}} \sin(2\pi t_n^{(0)})] + \theta\} - \chi_{\text{ш.н}}(t), \quad (5)$$

$$a_n(\tau_n, t_n^{(1)}) = \cos \{2\pi[\tau_n + p_{\text{чм}} \sin(2\pi t_n^{(0)})] - \psi\} + a_{\text{ш.н}}(t), \quad (6)$$

$$\omega(\tau_n, t_n^{(1)}) = \omega_0 + \Delta\omega_{\text{чм}} \sin(2\pi t_n^{(0)}) - \Delta\omega_m \chi_n(\tau_n, t_n^{(1)}), \quad (7)$$

где $\Delta\omega_m = \Gamma L_a \omega_0$ — величина автодинной девиации частоты генерации АГ.

Отметим, что соотношения (4—7) и последующие выражения справедливы при условии отсутствия разрывов функций на всем интервале $t - \tau \div t$ значений переменных.

Шаг 2. Измененные на первом шаге колебания после задержки на время τ воздействуют на АГ в течение второго шага временного интервала $t_n^{(2)} \in (2, 3)$ с набегом фазы $\delta(\tau_n, t_n^{(2)})$, принимают новые значения параметров. В отличие от систем гомодинного типа, у которых благодаря развязке генератора с антенной автодинные изменения частоты практически отсутствуют, в АД неизбежно их присутствие, что обусловлено воздействием отраженного излучения. Выражение для мгновенной разности фаз $\delta^{(2)}(\tau, t)$ излученных $\Psi^{(2)}(t)$ и отраженных $\Psi^{(2)}(\tau, t)$ колебаний для данного шага запишется аналогично (4):

$$\begin{aligned} \delta(\tau_n, t_n^{(2)}) &= \omega(\tau_n, t_n^{(1)})\tau = 2\pi[\tau_n + p_{\text{чм}} \sin(2\pi t_n^{(1)})] - C_{\text{ОС}}\chi_n(\tau_n, t_n^{(1)}) = \\ &= 2\pi[\tau_n + p_{\text{чм}} \sin(2\pi t_n^{(1)})] - C_{\text{ОС}}\sin \{2\pi[\tau_n + p_{\text{чм}} \sin(2\pi t_n^{(1)})] + \theta\} - C_{\text{ОС}}\chi_{\text{ш.н}}(t), \end{aligned} \quad (8)$$

где $C_{\text{ОС}} = \Delta\omega_m \tau$ — параметр обратной связи автодинной системы «генератор — отражающий объект».

Отметим, что параметр $C_{\text{ОС}}$ является важным при описании свойств АД, особенно в диапазонах миллиметровых и субмиллиметровых волн [23]. С учетом (8) выражения для относительных изменений частоты и амплитуды, а также абсолютных изменений частоты колебаний АГ для второго шага имеют вид:

$$\begin{aligned} \chi_n(\tau_n, t_n^{(2)}) &= -\sin [\delta(\tau_n, t_n^{(2)}) + \theta] - \chi_{\text{ш.н}}(t) = -\sin \{2\pi[\tau_n + p_{\text{чм}} \sin(2\pi t_n^{(1)})] - \\ &- C_{\text{ОС}}\sin \{2\pi[\tau_n + p_{\text{чм}} \sin(2\pi t_n^{(1)})] + \theta\} - C_{\text{ОС}}\chi_{\text{ш.н}}(t) + \theta\} - \chi_{\text{ш.н}}(t), \end{aligned} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} a_n(\tau_n, t_n^{(2)}) &= \cos [\delta(\tau_n, t_n^{(2)}) - \psi] + a_{\text{ш.н}}(t) = \cos \{2\pi[\tau_n + p_{\text{чм}} \sin(2\pi t_n^{(1)})] - \\ &- C_{\text{ОС}}\sin \{2\pi[\tau_n + p_{\text{чм}} \sin(2\pi t_n^{(1)})] + \theta\} - C_{\text{ОС}}\chi_{\text{ш.н}}(t) - \psi\} + a_{\text{ш.н}}(t), \end{aligned} \quad (10)$$

$$\omega(\tau_n, t_n^{(2)}) = \omega_0 + \Delta\omega_{\text{чм}} \sin(2\pi t_n^{(2)}) - \Delta\omega_m \chi_n(\tau_n, t_n^{(2)}). \quad (11)$$

Шаг 3. На третьем временном интервале, где $t_h^{(3)} \in (3, 4)$ происходит взаимодействие измененных на втором шаге отраженных от объекта локации колебаний с собственными колебаниями АГ. При этом набег фазы от отраженного излучения $\delta(t_h^{(3)})$ равен

$$\delta(\tau_h, t_h^{(3)}) = \omega(\tau_h, t_h^{(2)})\tau = 2\pi[\tau_h + p_{\text{чм}} \sin(2\pi t_h^{(2)})] - C_{\text{ОС}} \chi_h(\tau_h, t_h^{(2)}). \quad (12)$$

Выражения (5—7) с учетом (12) перепишем в виде:

$$\chi_h(\tau_h, t_h^{(3)}) = -\sin[\delta(\tau_h, t_h^{(3)}) + \theta] - \chi_{\text{ш.н}}(t), \quad (13)$$

$$a_h(\tau_h, t_h^{(3)}) = \cos[\delta(\tau_h, t_h^{(3)}) - \psi] + a_{\text{ш.н}}(t), \quad (14)$$

$$\omega(\tau_h, t_h^{(3)}) = \omega_0 + \Delta\omega_{\text{чм}} \sin(2\pi t_h^{(3)}) - \Delta\omega_m \chi_h(\tau_h, t_h^{(3)}). \quad (15)$$

Шаг n. Из анализа результатов выполненных выше решений (4—15) следует, что общие выражения для расчета требуемых характеристик фазы $\delta(\tau_h, t_h^{(n)})$, относительных изменений частоты $\chi_h(\tau_h, t_h^{(n)})$, амплитуды $a_h(\tau_h, t_h^{(n)})$ и абсолютных изменений частоты $\omega(\tau_h, t_h^{(n)})$ колебаний АГ на n -м шаге, используя решения, полученные на предыдущем $(n-1)$ -м шаге, можно записать в виде:

$$\delta(\tau_h, t_h^{(n)}) = \omega(\tau_h, t_h^{(n-1)})\tau = 2\pi[\tau_h + p_{\text{чм}} \sin(2\pi t_h^{(n-1)})] + C_{\text{ОС}} \chi_h(\tau_h, t_h^{(n-1)}), \quad (16)$$

$$\chi_h(\tau_h, t_h^{(n)}) = -\sin[\delta(\tau_h, t_h^{(n)}) + \theta] - \chi_{\text{ш.н}}(t), \quad (17)$$

$$a_h(\tau_h, t_h^{(n)}) = \cos[\delta(\tau_h, t_h^{(n)}) - \psi] + a_{\text{ш.н}}(t), \quad (18)$$

$$\omega(\tau_h, t_h^{(n)}) = \omega_0 + \Delta\omega_{\text{чм}} \sin(2\pi t_h^{(n)}) - \Delta\omega_m \chi_h(\tau_h, t_h^{(n)}). \quad (19)$$

Из выражений (16—19) видно, что закономерности изменений частоты $\chi_h(t_h^{(n)})$ и амплитуды $a_h(t_h^{(n)})$ колебаний после включения АГ на n -м шаге определяются набегом фазы $\delta(t_h^{(n)})$ отраженной волны за время τ на частоте $\omega(t_h^{(n-1)})$ предыдущего $(n-1)$ -го шага. Теперь, используя выражения (5—19), рассмотрим поведение шумов на последующих шагах в условиях воздействия на АГ отраженного излучения. Для этого из выражений (5—19) для фаз $\delta(t_h^{(n)})$, относительных изменений частоты $\chi_h(t_h^{(n)})$ и амплитуды $a_h(t_h^{(n)})$ соответственно вычтем детерминированные составляющие, которые описываются этими же выражениями при отсутствии шумов, когда $a_c(t) = a_s(t) = 0$:

$$\delta(\tau_h, t_h^{(n)})_{\text{ш}} = \delta(\tau_h, t_h^{(n)})_{\text{с+ш}} - \delta(\tau_h, t_h^{(n)})_{\text{с}} = C_{\text{ОС}}[\chi_h(\tau_h, t_h^{(n-1)})_{\text{с+ш}} - \chi_h(\tau_h, t_h^{(n-1)})_{\text{с}}], \quad (20)$$

$$\begin{aligned}\chi_n^{(n)}(\tau_n, t_n^{(n)})_{\text{ш}} &= \chi_n^{(n)}(\tau_n, t_n^{(n)})_{\text{с+ш}} - \chi_n^{(n)}(\tau_n, t_n^{(n)})_{\text{с}} = \\ &= -\sin[\delta(\tau_n, t_n^{(n)}) + \theta]_{\text{с+ш}} + \sin[\delta(\tau_n, t_n^{(n)}) + \theta]_{\text{с}} - \chi_{\text{ш.н}}(t),\end{aligned}\quad (21)$$

$$\begin{aligned}a_n^{(n)}(\tau_n, t_n^{(n)})_{\text{ш}} &= a_n^{(n)}(\tau_n, t_n^{(n)})_{\text{с+ш}} - a_n^{(n)}(\tau_n, t_n^{(n)})_{\text{с}} = \\ &= \cos[\delta(\tau_n, t_n^{(n)}) - \psi]_{\text{с+ш}} - \cos[\delta(\tau_n, t_n^{(n)}) - \psi]_{\text{с}} + a_{\text{ш.н}}(t).\end{aligned}\quad (22)$$

Выражения (20—22) позволяют выделить как аддитивные, так и мультипликативные составляющие шума на выходе автодина. Последние отличаются тем, что присутствуют на выходе автодина только при наличии на входе АГ излучения, полученного от объекта локации. Далее полученные выше выражения используем для численного анализа особенностей формирования сигнальных и шумовых характеристик в различных условиях работы АСБРЛ миллиметрового диапазона.

3. Расчет и обсуждение сигнальных и шумовых характеристик

Для дальнейшего анализа сигнальных и шумовых характеристик (5—22) воспользуемся входящей в пакет *MatchCAD* подпрограммой, обеспечивающей возможность моделирования ортогональных составляющих нормального случайного процесса. При этом примем число отсчетов N мгновенных значений шума на каждом интервале равным $N = 1 \times 10^5$. Рассмотрим случай высокого отношения сигнал/шум автодинных откликов, полагая отношение сигнал-шум равным 10^3 .

Результаты расчета модулирующей функции ЧМ $f_m(t_n) = \sin(2\pi t_n)$, автодинных изменений частоты $\chi_n(t_n)$ и амплитуды $a_n(t_n)$ колебаний АГ, полученных из (5—18) для первых шести шагов ($n = 1, 2, \dots, 6$) при отсутствии шумов $\chi_{\text{ш}}(t) = a_{\text{ш}}(t) = 0$, представлены на рис. 2. На этом же рисунке приведены соответствующие указанным характеристикам графики относительных изменений среднеквадратических уровней¹ частотного $q_{\text{ш}\chi}(t_n) = \left| \overline{\chi_n(t_n)}_{\text{ш}} \right| / \left| \overline{\chi_{\text{ш}}(t)} \right|$ и амплитудного $q_{\text{ша}}(\tau_n, t) = \left| \overline{a_n(t_n)}_{\text{ш}} \right| / \left| \overline{a_{\text{ш}}(t)} \right|$ шумов, рассчитанные согласно (20—22), где $\left| \overline{\chi_{\text{ш}}(t)} \right|$ и $\left| \overline{a_{\text{ш}}(t)} \right|$ — средние значения соответствующих шумов на интервале периода автодинного сигнала. Данные характеристики получены путем фиксации их мгновенных значений на n -м шаге с последующей экстраполяцией этих значений при

¹ Усреднение по «времени» при моделировании производилось на интервале ± 10 отсчетов мгновенных значений шума.

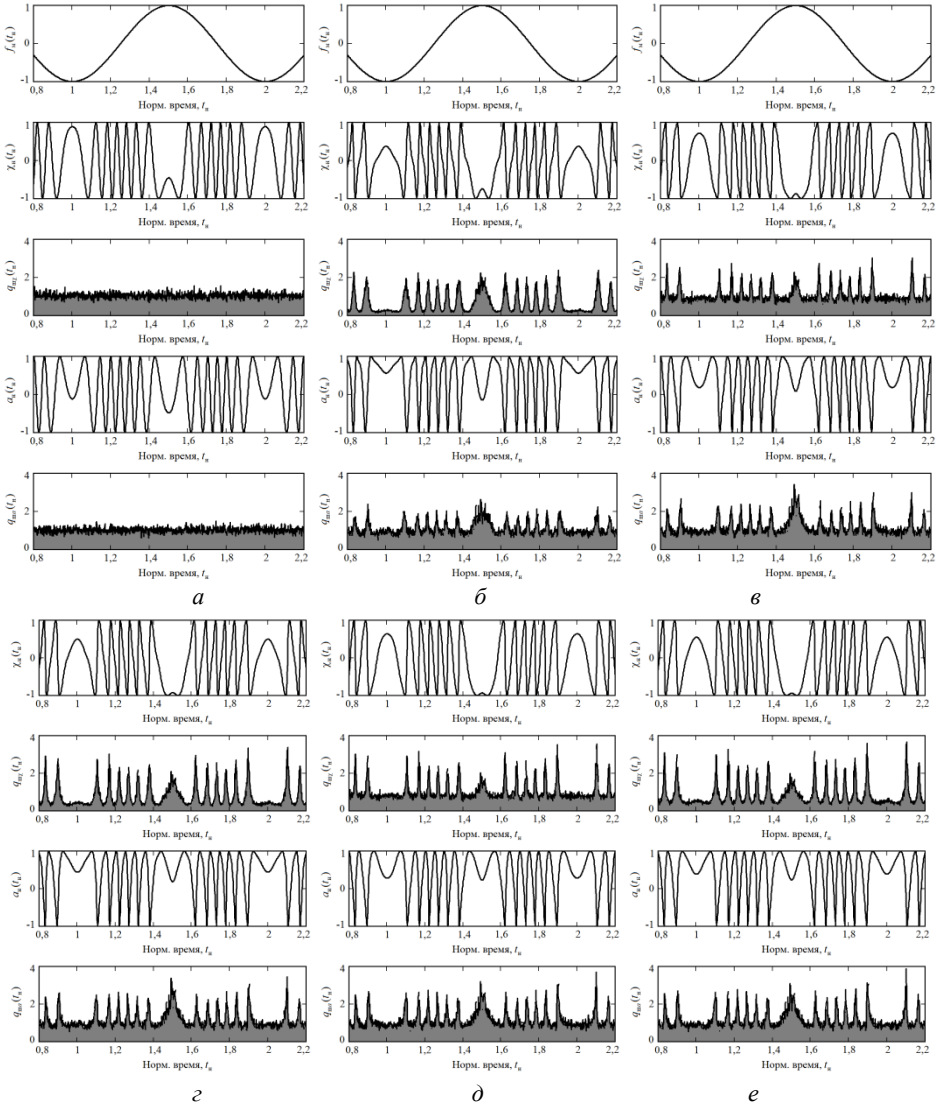


Рис. 2. Графики $f_m(t_n)$, $\chi_n(t_n)$, $a_n(t_n)$ и относительных уровней частотного $q_{ш\chi}^{(n)}(\tau_n, t)$ и амплитудного $q_{ша}^{(n)}(\tau_n, t)$ шумов радиоимпульсного автодина с ЧМ для первых шести шагов, рассчитанные при значениях $\theta=1$, $\psi=-0,2$ и $C_{OC}=0,8$.

Fig. 2. Graphs $f_m(t_n)$, $\chi_n(t_n)$, $a_n(t_n)$ and relative levels of frequency $q_{ш\chi}^{(n)}(\tau_n, t)$ and amplitude $q_{ша}^{(n)}(\tau_n, t)$ noise of radio pulse autodyne with FM for the first six steps, calculated at values $\theta=1$, $\psi=-0,2$ и $C_{OC}=0,8$

перемещении отражающего объекта в n -й зоне воздействия. Расчеты выполнялись при принятых выше значениях $\theta=1$, $\psi=-0,2$ и величине параметра обратной связи $C_{OC}=0,8$. Частота излучаемых колебаний $\omega_0=2\pi\times 37,5\times 10^9$, девиация частоты $\Delta\omega_{\text{ЧМ}}=2\pi\times 30\times 10^6$, $\Omega_m=2\pi\times 10\times 10^3$, расстояние до неподвижного отражателя $D_0=11$ м. При этом автодинные изменения частоты определялись на фоне ЧМ.

Из полученных характеристик следует, что в первой зоне воздействия отраженного излучения, когда оно соответствует режиму стационарных колебаний АГ, сигнальные характеристики $\chi_n(t_n)$ и $a_n(t_n)$ имеют вид гармонических функций от нормированного времени t_n , а шумовым характеристикам характерно постоянство уровня и его соответствие уровню шумов автономного генератора (рис. 2а). При этом в этой зоне изменения мгновенной частоты колебаний АГ вызывают соответствующие нелинейные деформации набега фазы $\delta(t_n^{(2)})$ на втором шаге (8), которые являются причиной формирования ангармонических изменений частоты и амплитуды колебаний АГ с ЧМ. Еще одним следствием деформации фазовой характеристики $\delta(t_n^{(2)})$ является появление периодической нестационарности уровня как частотного $q_{\text{ш}\chi}(t_n^{(2)})$, так и амплитудного $q_{\text{ша}}(t_n^{(2)})$ шума АГ (рис. 2б). При этом один из скатов характеристики $\chi_n(t_n^{(2)})$ выглядит более крутым (с положительной производной), а второй — более пологим. Изменения частоты $\chi_n(t_n^{(2)})$, в свою очередь, являются причиной формирования автодинных изменений амплитуды $a_n(t_n^{(2)})$ колебаний со специфическими искажениями, а также оказывают влияние на вид фазовой характеристики $\delta(t_n^{(3)})$ третьего шага, вызывая дальнейшее увеличение ее крутизны на первом скате и появление прогиба — на втором.

Как видно на графиках рис. 2в, изменения фазы $\delta(t_n^{(3)})$ третьего шага вызывают дополнительные изменения формы частотных $\chi_n(t_n^{(3)})$ и амплитудных $a_n(t_n^{(3)})$ характеристик, а также рост и обострение пиков шумовых характеристик $q_{\text{ш}\chi}(t_n)$ и $q_{\text{ша}}(t_n)$ третьей зоны воздействия отраженного излучения. Последующие отражения ЭМ излучения от объекта локации продолжают описанную тенденцию формирования автодинных характеристик с ангармоническими искажениями. При этом формирова-

ние шумовых характеристик с периодической нестационарностью средне-квадратических значений уровня частотного $q_{ш\chi}(t_n)$ и амплитудного $q_{ша}(t_n)$ шума продолжается с увеличением и обострением пиков в области, где характеристика $\chi_n(t_n)$ имеет наибольшее значение положительной крутизны.

Вычисления характеристик с иными значениями параметра C_{OC} показали, что в случаях, когда $C_{OC} < 1$, рассматриваемый процесс пошагового формирования автодинного отклика завершается видом характеристик $\chi_n(t_n)$ и $a_n(t_n)$, который соответствует непрерывному режиму работы АГ [24]. В случае, когда величина параметра $C_{OC} > 1$, автодинные $\chi_n(t_n)$, $a_n(t_n)$ и шумовые $q_{ш\chi}(t_n)$, $q_{ша}(t_n)$ характеристики в зоне первого отражения ($n=1$) ничем не отличаются от случая, когда $C_{OC} < 1$, то есть они имеют вид синусоидальных функций, а шум является стационарным. Это означает, что в первой зоне воздействия автодинной системы происходит линейное формирование сигнальных характеристик с частотой преобразованного сигнала АСБРЛ с ЧМ при любом значении C_{OC} . Однако последующие парциальные отражения при величине $C_{OC} > 1$ вызывают значительные усложнения сигнальных характеристик и резкий рост нестационарности и уровня шумов. Процесс формирования автодинного отклика с увеличением числа шагов в указанных условиях теряет периодичность характеристик и в пределе переходит в режим формирования квазихаотических колебаний, в котором наблюдается «рассыпание» спектра выходного сигнала [36—39].

Таким образом, из результатов выполненных расчетов следует, что в первой зоне воздействия на АГ отраженного излучения от точечного движущегося объекта локации при любой величине параметра C_{OC} обратной связи происходит формирование автодинных сигналов квазигармонической формы. При этом выходной шум радиоимпульсных автодинов соответствует уровню собственных шумов АГ и является стационарным. Сигналы, полученные от отражателя в последующих зонах воздействия в условиях, когда величина параметра C_{OC} обратной связи соизмерима с единицей, имеют ангармонические искажения, а выходной шум при этом становится периодически нестационарным. Для всех временных диаграмм сигнальных характеристик в общем случае характерно в моменты начала и

конца цикла модуляции наличие скачка фазы. Только в случае целого числа периодов автодинных характеристик, укладывающихся на период модуляции, скачки фазы отсутствуют.

4. Результаты экспериментальных исследований

Экспериментальные исследования особенностей формирования сигнальных и шумовых характеристик АСБРЛ с одновременной импульсной и частотной модуляцией проводились на универсальной экспериментальной установке, структурная схема которой представлена на рис. 3. Основным объектом исследований является гибридно-интегральный СВЧ-модуль 8-мм диапазона «Тигель-08М» [40]. Данный модуль отличается от обычных модулей «Тигель-08» топологией диодной вставки. На поликоновой подложке этой вставки предусмотрена возможность установки в целевой резонатор параллельно двух чипов с развязкой их цепей смещения. В качестве первого чипа используется планарный диод Ганна типа АА768Д, а в качестве второго — варикап 3А637А-6. Выходная мощность излучения составляла 25 мВт, центральная частота 37,5 ГГц, электрическая перестройка частоты — до 600 МГц.

Исследуемый автодинный СВЧ-модуль связан с доплеровским имитатором ДИ волноводным трактом ВТ, в котором находятся также направленный ответвитель НО и переменный аттенюатор Атт (рис. 3). ДИ используется при исследованиях работы АСБРЛ с движущимся объектом локации. При имитации работы АСБРЛ с неподвижным объектом ДИ заменяется на волноводный короткозамыкатель. Волноводный тракт ВТ требуемой протяженности предназначен для моделирования запаздывания отраженного излучения, а аттенюатор Атт — затухания излучения, распространяющегося в пространстве до объекта локации и обратно. Боковое плечо направленного ответвителя НО подключено к входу переносчика частоты ПЧ, выход которого соединен с входом анализатора спектра АС типа *USB-SA44B*, связанным с персональным компьютером ПК через *USB*-кабель.

Структурная схема АСБРЛ, обеспечивающей одновременную импульсную и частотную модуляцию излучения, включает в себя центральный сигнальный процессор ЦСП, программируемый блок синхронизации и управления ПБСУ, датчик тока, устройство «выборки-хранения» УВХ, два усилителя, фильтр и цифро-аналоговый преобразователь ЦАП.

Центральный сигнальный процессор ЦСП, выполняющий одновременно функции формирования закона ЧМ излучаемого сигнала и первичной обработки автодинных сигналов, реализован на основе цифрового

сигнального процессора *TMS320F2808* фирмы *Texas Instrument*. Блок ЦАП предназначен для формирования требуемого закона модулирующего напряжения, подаваемого на варикап СВЧ-модуля через усилитель.

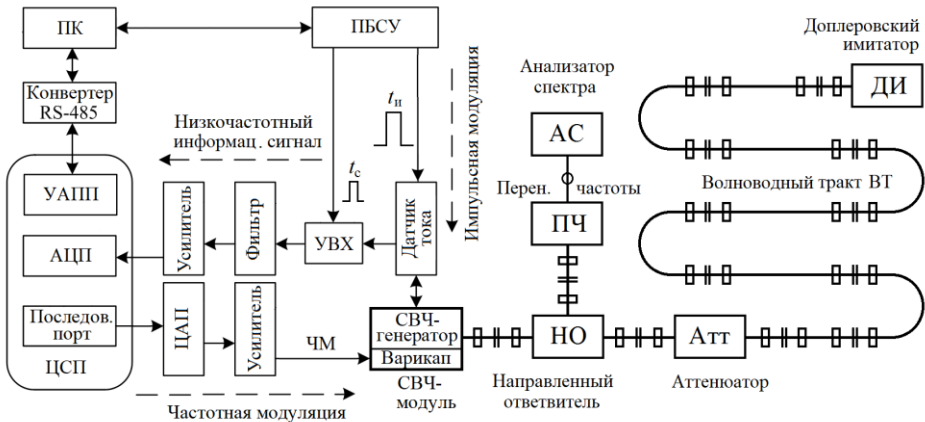


Рис. 3. Функциональная схема стенда для экспериментальных исследований АСБРЛ с одновременной импульсной и частотной модуляцией.

Fig. 3. Functional diagram of a stand for experimental studies of ASRRS with simultaneous pulse and frequency modulation

Программируемый блок синхронизации и управления ПБСУ реализован на микросхеме *Si5368* фирмы *Silicon Laboratories*, содержащей опорный тактовый генератор и два независимых программируемых умножителей/делителей частоты и формирователей импульсов с низким дрожанием фазы выходных колебаний в диапазоне частот от 2 кГц до 1,4 ГГц². ПБСУ вырабатывает две последовательности импульсов. Первая, предназначенная для импульсной модуляции излучения АГ, поступает в цепь питания СВЧ-модуля через датчик тока. Вторая последовательность импульсов длительностью t_c , предназначенная для временной селекции и выделения автодинного сигнала, поступает на управляющий вход схемы «выборки-хранения» УВХ.

Формируемый в СВЧ-модуле радиосигнал направляется в волноводный тракт ВТ сечением $7,2 \times 3,4$ мм². Время запаздывания отраженного излучения в ВТ рассчитывалось по формуле:

$$\tau = 2l_b / c \sqrt{1 - (\lambda / \lambda_{кр})^2},$$

где l_b — протяженность ВТ; $\lambda_{кр}$ — критическая длина волны волновода.

² См. сайт: <http://www.silabs.com>.

Излучение, отраженное в конце ВТ от короткозамыкателя, попадает обратно в СВЧ-модуль и вызывает в нем автодинный эффект — изменения амплитуды и частоты колебаний, а также среднего значения тока диода Ганна. Последние регистрируются в цепи питания с помощью датчика тока, выполненного в виде широкополосного трансформатора, преобразующего автодинные изменения тока в напряжение выходного сигнала. Полученный таким образом сигнал имеет вид последовательности импульсов, амплитуда которых определяется значениями модуля и фазы коэффициента отражения, приведенного к выходному фланцу СВЧ-модуля. Посредством устройства «выборки-хранения» эта последовательность путем запоминания амплитуды импульсов и ее «растягивания» на период повторения преобразуется в сигнал ступенчатой формы. Далее ступенчатый сигнал, проходя через фильтр и усилитель, сглаживается и поступает на АЦП процессора ЦСП.

Вычислительным ядром ЦСП сначала производится предварительная фильтрация сигнала. Она служит для подавления паразитной АМ при ЧМ и отражений от ближних объектов, информация от которых не представляет интереса. Для этого к исходному сигналу применяется алгоритм «скользящее среднее», который выступает в качестве фильтра нижних частот. После выделения низкочастотных составляющих этим фильтров они вычитаются из исходного сигнала.

Дальнейшая обработка сигнала выполнялась в персональном компьютере ПК с помощью программного обеспечения, построенного на базе подхода *Lab View* компании *National Instruments*. Для этого полученные результаты анализа сигнала из ЦСП передавались через универсальный асинхронный приемопередатчик УАПП и преобразователь RS-485 на ПК. Путем перепрограммирования ПБСУ в ПК задавались длительности импульсов $t_{\text{н}}$ запуска АГ, селекторных импульсов $t_{\text{с}}$ управления схемой выборки-хранения и время $t_{\text{з}}$ задержки строб-импульса относительно переднего фронта радиоимпульса, период повторения $T_{\text{п}}$ импульсов, а также временные и амплитудные параметры формируемых в ЦСП модулирующих функций ЧМ.

Исследования особенностей сигналов АГ с синусоидальной ЧМ в зависимости от порядкового номера парциального отражения излучения выполнялись при величине $S_{\text{ос}}$ порядка 0,8, длительности радиоимпульсов 500 нс, величине девиации частоты 31,5 МГц и длине волноводного тракта 10 м, что эквивалентно расстоянию в свободном пространстве примерно 14 м. Результаты экспериментов в виде осциллограмм модулирующих

щей функции и автодинных сигналов, полученных для первой ($t_3 = 80$ нс), второй ($t_3 = 160$ нс), третьей ($t_3 = 240$ нс), четвертой ($t_3 = 320$ нс), пятой ($t_3 = 400$ нс) и шестой ($t_3 = 480$ нс) зон воздействия отраженного излучения, представлены на рис. 4.

В моменты начала и конца цикла модуляции, как видно на осциллограммах рис. 4, сигналы претерпевают скачек фазы. Если подобрать величину девиации ЧМ такой, что на период модуляции приходится целое число периодов автодинного сигнала, тогда скачек фазы отсутствует. На осциллограммах рис. 5 хорошо видно, что формирование шумовых пиков происходит на участках сигнальных характеристик с крутым скатом изменения автодинного отклика. На участках возрастающей модулирующей функции наклон волн автодинного сигнала смещен вправо, в сторону возрастания времени, а на участках убывающей функции — влево, навстречу движению времени. Из сравнения представленных на рис. 4 и 5 осциллограмм с приведенными на рис. 2 временными диаграммами следует качественное соответствие экспериментальных результатов и теоретически предсказанной формы автодинных сигналов.

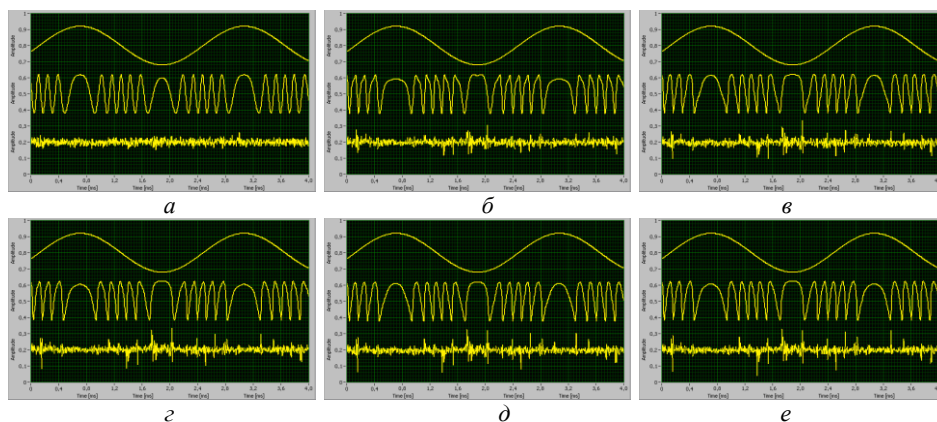


Рис. 4. Осциллограммы автодинных сигналов радиоимпульсного генератора с синусоидальной ЧМ, полученные для зон воздействия отраженного излучения с первой (а) по шестую (е).

Fig. 4. Waveforms of the autodyne signals of a radio pulse oscillator with a sinusoidal FM, obtained for the zones of reflected radiation exposure from the first (a) to the sixth (e)

На рис. 5 представлены фрагменты осциллограмм для шестой зоны воздействия отраженного излучения с увеличенной в десять раз скоростью развертки, начиная с моментов времени: 1,66 (а); 2,16 (б); 1,92 (в) и 2,4 (г) мс. Для первого случая выбран интервал времени, соответствующий верхнему

уровню модулирующей функции, для второго — нижнему уровню, для третьего — возрастающий ее участок, а для четвертого — спадающий.

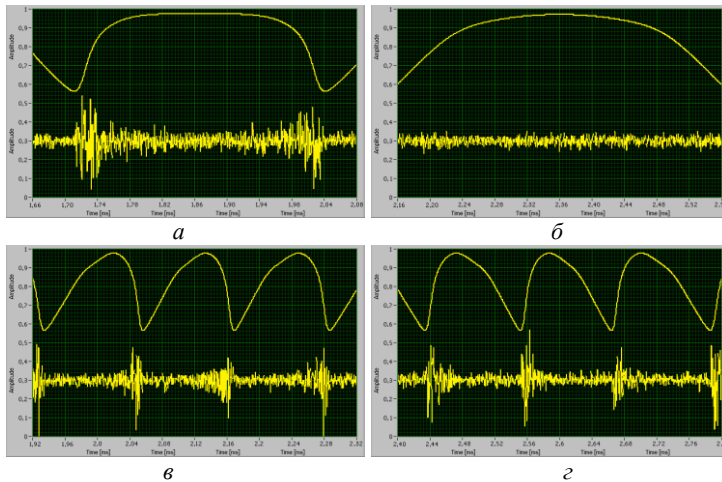


Рис. 5. Осциллограммы автодинных сигналов радиоимпульсного генератора с синусоидальной ЧМ, полученные для шестой зоны воздействия отраженного излучения, с увеличенной скоростью развертки, начиная с моментов времени: 1,66 (а); 2,16 (б); 1,92 (в) и 2,4 (г) мс.

Fig. 5. Waveforms of the autodyne signals of a radio pulse generator with a sinusoidal FM, obtained for the sixth zone of reflected radiation exposure, with an increased scan rate, starting from time points: 1.66 (a); 2.16 (б); 1.92 (в) and 2.4 (г) ms

Таким образом, полученные результаты экспериментальных исследований генераторного СВЧ-модуля «Тигель-08М», полностью подтверждают выводы теоретического анализа и свидетельствуют об адекватности рассмотренной математической модели одночастотного радиоимпульсного автодина с ЧМ излучения.

5. Заключение

В результате выполненных исследований радиоимпульсного автодина с ЧМ установлено, что переходный процесс установления автодинного отклика, начинающийся с воздействия на генератор первого парциального отражения собственного излучения от объекта локации, вызывает изменения параметров автоколебаний (частоты и амплитуды) в соответствии с синусоидальным законом. При этом уровень шума на выходе автодина сохраняет постоянное значение, определяемое собственными шумами стационарного режима автономного СВЧ-генератора. На данном шаге АСБРЛ с одновременной импульсной и частотной модуляцией сохра-

няют линейность преобразования собственного излучения, отраженного от объектов локации, в автодинный сигнал. Поэтому по своим свойствам радиоимпульсные автодины с ЧМ на первом шаге приема аналогичны гомодинным системам, у которых передатчик и приемник развязаны между собой. Данное свойство является достаточно важным для практики применения радиоимпульсных автодинов с ЧМ, поскольку в этом случае обеспечивается также наиболее широкий динамический диапазон АСБРЛ, что является востребованным для повышения устойчивости системы к воздействию помех.

Последующие отражения ЭМ излучения от объекта локации в случае, когда параметр обратной связи $C_{ос}$ соизмерим с единицей, вызывают ангармонические искажения формы автодинного сигнала, а также появление периодической нестационарности среднеквадратического уровня шума на сигнальном выходе АГ с ЧМ. Нестационарность шума, начинающаяся со второго воздействия отраженного излучения, проявляется в росте и обострении пиков шумовых характеристик с каждым шагом. При этом положение этих пиков соответствует области с наибольшей крутизной частотной характеристики автодина.

Полученные результаты выполненных исследований значительно расширяют известные представления о сигнальных и шумовых процессах в радиоимпульсных автодинах с ЧМ. Эти результаты необходимо учитывать при разработке алгоритмов обработки сигналов и использовании радиоимпульсных автодинов во вновь создаваемых АСБРЛ с ЧМ миллиметрового диапазона. Перспективы дальнейшего развития данного направления мы связываем с возможностью применения в качестве радиоимпульсных автодинов управляемых по частоте СВЧ-генераторов, например, цифровой системой частотно-фазовой автоподстройки синтезатора частоты [41].

Список литературы

1. Komarov I. V., Smolskiy S. M. Fundamentals of short-range FM radar. Norwood : Artech House, 2003. 314 p.
2. Yanovsky F. J. Millimeter-Wave Radar : Principles and Applications. Chapter 10 from Book : Xiao S.-Q., Zhou M.-T., Zhang Y. (eds.) Millimeter wave technology in wireless Pan, Lan, and Man. New York : CRC, 2008. P. 305–375.
3. Charvat G. L. Small and Short-Range Radar Systems. CRC Press, 2014. 430 p.
4. Saponara S., Greco M., Egidio R., Bruno G. P. Highly Integrated Low-power Radars. Boston, London : Artech House Publishers, 2014. 215 p.
5. Armstrong B. M., Brown R., Rix F., Stewart J. A. C. Use of Microstrip Impedance-Measurement Technique in the Design of a BARITT Diplex Doppler Sensor // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1980. Vol. 28, no. 12. P. 1437–1442.
6. Ermak G. P., Popov I. V., Vasilev A. S. [et al.]. Radar sensors for hump yard and rail crossing applications // Telecommunication and Radio Engineering. 2012. Vol. 71, no. 6. P. 567–580.

7. Boric-Lubecke O., Droitcour A. D., Lubecke V. M., Park B.-K., Singh A. (eds.) Doppler radar physiological sensing. New York : John Wiley & Sons, 2016. 304 p.
8. Ayhan S., Thomas S., Kong N. [et al.]. Millimeter-wave Radar Distance Measurements in Micro Machining. In : IEEE Topical Conference on Wireless Sensors and Sensor Networks (WiSNet). 2015. P. 65–68.
9. Anghel A., Vasile G., Cacoveanu R., Ioana C., Ciochina S. Short-Range Wideband FMCW Radar for Millimetric Displacement Measurements // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing. 2014. Vol. 52, no. 9. P. 5633–5642.
10. Sturdivant R., Harris M. Transmit Receive Modules for Radar and Communication Systems. Artech House, 2015. 282 p.
11. Piper S. O. Homodyne FMCW radar range resolution effects with sinusoidal nonlinearities in the frequency sweep. In : Proceedings International Radar Conference, 1995. P. 563–567.
12. Alidoost S. A., Sadeghzade R., Fatemi R. Autodyne system with a single antenna. In : Proceedings of the 11-th International Radar Symposium (IRS 2010). Vilnius (Lithuania). P. 406–409.
13. Kim S., Kim B.-H., Yook J.-G., Yun G.-H. Proximity Vital Sign Sensor Using Self-Oscillating Mixer. In : URSI Asia-Pacific Radio Science Conference (URSI AP-RASC). 2016. P. 1446–1448.
14. Usanov D. A., Postelga A. E. Reconstruction of Complicated Movement of Part of the Human Body Using Radio Wave Autodyne Signal // Biomedical Engineering. 2011. Vol. 45, no. 1. P. 6–8.
15. Nagasaku T., Kondoh H., Shunoda H. Pat. 6717544 B2 (USA). Radar Sensor. Aug. 26, 2002.
16. Votoropin S. D. Autodyne Sensors of the EHF Range on Gunn Diodes. In : 38th European Microwave Conference. 2008. P. 1330–1333.
17. Utagawa H., Matsui T. Pat. 2010/0117891 A1 (USA). Microwave/Millimeter Wave Sensor. Mar. 31, 2008.
18. Efanov A. A. [et al.]. Development of a Low-Cost 35 GHz Radar Sensor // Annals of Telecommunications. 1997. Vol. 52, no. 3. C. 219–223.
19. Giuliani G., Norgia M., Donati S., Bosch T. Laser diode self-mixing technique for sensing applications (Review article) // Journal of Optics A: Pure and Applied Optics. 2002. Vol. 4, no. 6. C. 283–294.
20. Usanov D. A., Skripal Al. V., Skripal An. V., Postelga A. E. A microwave autodyne meter of vibration parameters // Instruments and Experimental Techniques. 2004. Vol. 47, no. 5. P. 689–693.
21. Lazarus M. J., Pantoja F. P., Somekh M. [at al.]. New direction-of-motion Doppler detector // Electron. Lett. 1980. Vol. 16, no. 25. P. 953–954.
22. Гершензон Е. М., Туманов Б. Н., Бузыкин В. Т., Калыгина В. М., Левит Б. И. Общие характеристики и особенности автодинного эффекта в автогенераторах // Радиотехника и электроника. 1982. Т. 27, № 1. С. 104–112.
23. Усанов Д. А., Скрипаль Ал. В., Скрипаль Ан. В. Физика полупроводниковых радиочастотных и оптических автодинов. Саратов : Изд-во Саратовского ун-та, 2003. 312 с.
24. Носков В. Я., Игнатков К. А. Особенности шумовых характеристик автодинов при сильной внешней обратной связи // Известия высших учебных заведений. Физика. 2013. Т. 56, № 12. С. 112–124.
25. Jefford P. A., Howes M. S. Modulation schemes in low-cost microwave field sensor // IEEE Transaction of Microwave Theory and Technique. 1985. Vol. 31, no. 8. P. 613–624.
26. Воторопин С. Д., Носков В. Я., Смольский С. М. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Часть 5. Исследования автодинов с частотной модуляцией // Успехи современной радиоэлектроники. 2009. № 3. С. 3–50.

27. Varavin A. V., Vasiliev A. S., Ermak G. P., Popov I. V. Autodyne Gunn-diode transceiver with internal signal detection for short-range linear FM radar sensor // *Telecommunication and Radio Engineering*. 2010. Vol. 69, no. 5. P. 451–458.
28. Usanov D. A., Skripal A. V., Astakhov E. I., Dobdin S. Yu. Autodyne interferometry for range-finding under laser radiation wavelength modulation // *Tech. Phys. Lett.* 2016. Vol. 42, no. 9. P. 919–922.
29. Носков В. Я., Васильев А. С., Ермак Г. П., Игнатков К. А., Чупахин А. П. Флуктуационные характеристики автодинных радиолокаторов с частотной модуляцией // *Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника*. 2017. Т. 60, № 3. С. 154–165.
30. Носков В. Я., Ермак Г. П., Васильев А. С., Игнатков К. А., Шайдуров К. Д. Зависимость сигнальных и шумовых характеристик автодинов с частотной модуляцией от расстояния до объекта локации // *Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника*. 2021. Т. 64, № 4. С. 247–260.
31. Носков В. Я., Богатырев Е. В., Галеев Р. Г., Игнатков К. А., Шайдуров К. Д. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Часть 15. Сигнальные и шумовые характеристики автодинов с частотной модуляцией // *Успехи современной радиоэлектроники*. 2022. Т. 76, № 9. С. 15–54.
32. Носков В. Я., Смольский С. М. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Часть 6. Исследования радиоимпульсных автодинов // *Успехи современной радиоэлектроники*. 2009. № 6. С. 3–51.
33. Носков В. Я., Богатырев Е. В., Игнатков К. А. Принцип построения бортового радиолокационного датчика для обнаружения быстро движущихся целей // *Успехи современной радиоэлектроники*. 2019. № 12. С. 16–22.
34. Носков В. Я., Богатырев Е. В., Галеев Р. Г., Игнатков К. А., Вишняков Д. С. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Часть 17. Переходные процессы радиоимпульсных автодинов // *Успехи современной радиоэлектроники*. 2023. Т. 77. № 11. С. 5–36.
35. Богатырев Е. В., Вишняков Д. С., Игнатков К. А., Кувшинов О. А., Носков В. Я. Сигнальные и шумовые характеристики радиоимпульсных автодинов с линейной частотной модуляцией миллиметрового диапазона // *Ural Radio Engineering Journal*. 2025. Т. 9, № 3. С. 362–385.
36. Дамгов В. Н., Ланда П. С., Перминов С. М., Шаталова Г. Г. Стохастические автоколебания в генераторе с дополнительной запаздывающей обратной связью // *Радиотехника и электроника*. 1986. Т. 31, № 4. С. 730–733.
37. Kulik V. V., Lukin K. A., Rakitynsky V. A. Autodyne effect in weak-resonant BWO with chaotic dynamics // *International Journal of Infrared and Millimeter Waves*. 1998. Vol. 19, no. 3. P. 427–440.
38. Носков В. Я., Игнатков К. А. О причинах хаотизации автодинных сигналов в СВЧ генераторах. В кн.: 9-я Междунар. науч.-техн. конф. «Физика и технические приложения волновых процессов». Екатеринбург: Изд-во Уральского ун-та, 2012. С. 130–132.
39. Noskov V. Ya., Ignatkov K. A. Dynamics of autodyne response formation in microwave generators // *Radioelectronics and Communications Systems*. 2013. Vol. 56, no. 5. P. 227–242.
40. Воторопин С. Д., Носков В. Я., Смольский С. М. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Часть 1. Конструкторско-технологические достижения // *Успехи современной радиоэлектроники*. 2006. № 12. С. 3–30.

41. Кувшинов О. А., Игнатков К. А., Носков В. Я. Применение системы ФАПЧ синтезатора частоты для регистрации автодинного отклика СВЧ генераторов. В кн. : 10-я Всероссийская научная школа-семинар «Взаимодействие сверхвысокочастотного, терагерцового и оптического излучения с полупроводниковыми микро- и наноструктурами, метаматериалами и биообъектами». Саратов : Изд-во «Саратовский источник», 2025. С. 313—320.

Сведения об авторах

Богатырев Евгений Владимирович, кандидат технических наук, заместитель генерального директора по научно-техническому развитию НПП «Радиосвязь», доцент кафедры радиотехники Сибирского федерального университета, Красноярск, Российская Федерация.

Вишняков Даниил Сергеевич, аспирант кафедры радиоэлектроники и телекоммуникаций, Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б. Н. Ельцина, Российская Федерация.

Игнатков Кирилл Александрович, кандидат технических наук, доцент кафедры радиоэлектроники и телекоммуникаций, заместитель директора Института радиоэлектроники и информационных технологий по науке, Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б. Н. Ельцина, Российская Федерация.

Кувшинов Олег Александрович, ассистент кафедры радиоэлектроники и телекоммуникаций, Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б. Н. Ельцина, Российская Федерация.

Носков Владислав Яковлевич, доктор технических наук, доцент, профессор кафедры радиоэлектроники и телекоммуникаций, Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б. Н. Ельцина, Российская Федерация.

Signal and Noise Characteristics of Autodyne Radars in the Millimeter Range with Simultaneous Pulse Amplitude Modulation and Sinusoidal Frequency Modulation

E. V. Bogatyrev^{1,2}, D. S. Vishnyakov³, K. A. Ignatkov³,
O. A. Kuvshinov³, and V. Ya. Noskov³

¹ Radiosvyaz JSC

19, Dekabristov St., Krasnoyarsk, 660021, Russian Federation

² Siberian Federal University

79, Svobodny Prospekt, Bldg. 5, Krasnoyarsk, 660041, Russian Federation

³ Ural Federal University

19, Mira St., Ekaterinburg, 620062, Russian Federation

bogatyrev@krtz.su, daniil.vishniakov.ru@gmail.com, k.a.ignatkov@urfu.ru,
o.a.kuvshinov@urfu.ru, v.y.noskov@urfu.ru

Received: September 3, 2025

Peer-reviewed: September 19, 2025

Accepted: September 26, 2025

Abstract: Based on the previously developed mathematical model of an autodyne short-range radar system (ASRRS) with simultaneous pulse amplitude (PAM) and sinusoidal frequency modulation oscillations of a microwave oscillator exposed to its own reflected radiation, the analysis of signal and noise characteristics was performed. To calculate them, the step method was used, which made it possible to consider the features of the formation of signal and noise characteristics in response to each partial effect of reflected radiation from a point location object. The distinctive features of the formation of signal characteristics and the values of the RMS noise level at the output of an autodyne microwave oscillator, obtained by receiving the first and subsequent reflections from the location object for different values of the ASRRS feedback parameter, have been established. The results of experimental studies of ASRRS were obtained using a oscillator module made on a planar Gann diode of the 8-millimeter range with frequency tuning using a varicap.

Keywords: autodyne, autodyne oscillator, autodyne signal, noise characteristic of autodyne, radio-pulse oscillator, frequency modulation, feedback parameter, step method, anharmonic distortion of signals, short-range radar systems.

For citation (IEEE): E. V. Bogatyrev, D. S. Vishnyakov, K. A. Ignatkov, O. A. Kuvshinov, and V. Ya. Noskov, Signal and Noise Characteristics of Autodyne Radars in the Millimeter Range with Simultaneous Pulse Amplitude Modulation and Sinusoidal Frequency Modulation, *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 9, no. 1, pp. 15–42, doi: 10.21227/hegj-tr81.

References

- [1] I. V. Komarov and S. M. Smolskiy, *Fundamentals of short-range FM radar*, Norwood: Artech House, 2003.
- [2] F. J. Yanovsky, "Millimeter-Wave Radar: Principles and Applications. Chapter 10 from Book," in *Millimeter wave technology in wireless Pan, Lan, and Man*, New York: CRC, pp. 305–375, 2008.
- [3] G. L. Charvat, *Small and Short-Range Radar Systems*, CRC Press, 2014.
- [4] S. Saponara, [et al.], *Highly Integrated Low-power Radars*. Boston, London: Artech House Publishers, 2014.
- [5] B. M. Armstrong, [et al.], "Use of Microstrip Impedance-Measurement Technique in the Design of a BARITT Diplex Doppler Sensor," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 28, no. 12, pp. 1437–1442, 1980.
- [6] G. P. Ermak, [et al.], "Radar sensors for hump yard and rail crossing applications," *Telecommunication and Radio Engineering*, vol. 71, no. 6, pp. 567–580, 2012.
- [7] O. Boric-Lubecke, [et al.], *Doppler radar physiological sensing*, New York: John Wiley & Sons, 2016.
- [8] S. Ayhan, [et al.], "Millimeter-wave Radar Distance Measurements in Micro Machining," in *IEEE Topical Conference on Wireless Sensors and Sensor Networks (WiSNet)*, pp. 65–68, 2015.
- [9] A. Anghel, [et al.], "Short-Range Wideband FMCW Radar for Millimetric Displacement Measurements," *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 52, no. 9, pp. 5633–5642, 2014.
- [10] R. Sturdivant and M. Harris, *Transmit Receive Modules for Radar and Communication Systems*, Artech House, 2015.
- [11] S. O. Piper, "Homodyne FMCW radar range resolution effects with sinusoidal nonlinearities in the frequency sweep," in *Proceedings International Radar Conference*, pp. 563–567, 1995.
- [12] S. A. Alidoost, R. Sadeghzade, and R. Fatemi, "Autodyne system with a single antenna," in *Proceedings of the 11th International Radar Symposium (IRS 2010)*, Vilnius (Lithuania), pp. 406–409, 2010.
- [13] S. Kim, [et al.], "Proximity Vital Sign Sensor Using Self-Oscillating Mixer," in *URSI Asia-Pacific Radio Science Conference (URSI AP-RASC)*, pp. 1446–1448, 2016.
- [14] D. A. Usanov and A. E. Postelga, "Reconstruction of Complicated Movement of Part of the Human Body Using Radio Wave Autodyne Signal," *Biomedical Engineering*, vol. 45, no. 1, pp. 6–8, 2011.
- [15] T. Nagasaku, H. Kondoh, and H. Shunoda, Pat. 6717544 B2 (USA). Radar Sensor. Aug. 26, 2002.
- [16] S. D. Votoropin, "Autodyne Sensors of the EHF Range on Gunn Diodes," in *38th European Microwave Conference*, pp. 1330–1333, 2008.
- [17] H. Utagawa and T. Matsui, Pat. 2010/0117891 A1 (USA), Microwave/Millimeter Wave Sensor, Mar. 31, 2008.
- [18] A. A. Efanov, [et al.], "Development of a Low-Cost 35 GHz Radar Sensor," *Annals of Telecommunications*, vol. 52, no. 3, pp. 219–223, 1997.
- [19] G. Giuliani, M. Norgia, S. Donati, and T. Bosch, "Laser diode self-mixing technique for sensing applications (Review article)," *Journal of Optics A: Pure and Applied Optics*, vol. 4, no. 6, pp. 283–294, 2002.
- [20] D. A. Usanov, Al. V. Skripal., An. V. Skripal, and A. E. Postelga, "A microwave autodyne meter of vibration parameters," *Instruments and Experimental Techniques*, vol. 47, no. 5, pp. 689–693, 2004.

- [21] M. J. Lazarus, [at al.], "New direction-of-motion Doppler detector," *Electron. Lett.*, vol. 16, no. 25, pp. 953–954, 1980.
- [22] E. M. Gershenzon, [at al.], "General characteristics and features of the autodyne effect in autooscillators," *Journal of Communications Technology and Electronics*, vol. 27, no. 1, pp. 104–112, 1982. (In Russ.).
- [23] D. A. Usanov, A. V. Skripal, and A. V. Skripal, *Physics of semiconductor radio-frequency and optical autodynes*, Saratov: Publishing house of Saratov University, 2003. (In Russ.).
- [24] V. Ya. Noskov and K. A. Ignatkov, "Features of noise characteristics of autodynes with strong external feedback," *Izvestiya vuzov. Fizika*, vol. 56, no. 12, pp. 112–124, 2013. (In Russ.).
- [25] P. A. Jefford and M. S. Howes, "Modulation schemes in low-cost microwave field sensors," *IEEE Transaction of Microwave Theory and Technique*, vol. 31, no. 8, pp. 613–624, 1985.
- [26] S. D. Votoropin, V. Ya. Noskov, and S. M. Smolsky, "Modern hybrid-integrated autodyne generators of microwave and millimeter ranges and their applications. Part 5. Research of autodynes with frequency modulation," *Achievements of Modern Radioelectronics*, no. 3, pp. 3–50, 2009. (In Russ.).
- [27] A. V. Varavin, A. S. Vasiliev, G. P. Ermak, and I. V. Popov, "Autodyne Gunn-diode transceiver with internal signal detection for short-range linear FM radar sensor," *Telecommunication and Radio Engineering*, vol. 69, no. 5, pp. 451–458, 2010.
- [28] D. A. Usanov, A. V. Skripal, E. I. Astakhov, and S. Yu. Dobdin, "Autodyne interferometry for range-finding under laser radiation wavelength modulation," *Tech. Phys. Lett.*, vol. 42, no. 9, pp. 919–922, 2016.
- [29] V. Ya. Noskov, [at al.], "Fluctuation characteristics of autodyne radars with frequency modulation," *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika*, vol. 60, no. 3, pp. 154–165, 2017. (In Russ.).
- [30] V. Ya. Noskov, [at al.], "Dependence of signal and noise characteristics of autodynes with frequency modulation on the distance to the location object," *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika*, vol. 64, no. 4, pp. 247–260, 2021. (In Russ.).
- [31] V. Ya. Noskov, [at al.], "Modern hybrid-integrated autodyne generators of microwave and millimeter ranges and their application. Part 15. Signal and noise characteristics of autodynes with frequency modulation," *Achievements of Modern Radioelectronics*, vol. 76, no. 9, pp. 15–54, 2022. (In Russ.).
- [32] V. Ya. Noskov and S. M. Smolsky, "Modern hybrid-integrated autodyne generators of microwave and millimeter ranges and their application. Part 6. Research of radio pulse autodynes," *Achievements of Modern Radioelectronics*, no. 6., pp. 3–51, 2009. (In Russ.).
- [33] V. Ya. Noskov, E. V. Bogatyrev, and K. A. Ignatkov, "Design Principle of an Airborne Radar Sensor for Detecting Fast-Moving Targets," *Achievements of Modern Radioelectronics*, no. 12, pp. 16–22, 2019. (In Russ.).
- [34] V. Ya. Noskov, [at al.], "Modern Hybrid-Integrated Autodyne Generators of Microwave and Millimeter Ranges and Their Application. Part 17. Transient Processes of Radio Pulse Autodynes," *Achievements of Modern Radioelectronics*, vol. 77, no. 11, pp. 5–36, 2023. (In Russ.).
- [35] E. V. Bogatyrev, [at al.], "Signal and noise characteristics of radio pulse autodynes with linear frequency modulation of the millimeter range," *Ural Radio Engineering Journal*, vol. 9, no. 3, pp. 362–385, 2025. (In Russ.).
- [36] V. N. Damgov, [at al.], "Stochastic self-oscillations in an oscillator with additional delayed feedback," *Radiotekhnika i Elektronika*, vol. 31, no. 4, pp. 730–733, 1986. (In Russ.).
- [37] V. V. Kulik, K. A. Lukin, and V. A. Rakitynsky, "Autodyne effect in weak-resonant BWO with chaotic dynamics," *International Journal of Infrared and Millimeter Waves*, vol. 19, no. 3, pp. 427–440, 1998.

- [38] V. Ya. Noskov and K. A. Ignatkov, "On the causes of chaotization of autodyne signals in microwave generators," in *9th Int. Scientific and Technical Conf. "Physics and Technical Applications of Wave Processes"*, Ekaterinburg: Ural University Press, pp. 130–132, 2012. (In Russ.).
- [39] V. Ya. Noskov and K. A. Ignatkov, "Dynamics of autodyne response formation in microwave generators," *Radioelectronics and Communications Systems*, vol. 56, no. 5, pp. 227–242, 2013.
- [40] S. D. Votoropin, V. Ya. Noskov, and S. M. Smolsky, "Modern hybrid-integrated autodyne oscillators of microwave and millimeter ranges and their application. Part 1. Design and technological achievements," *Achievements of Modern Radioelectronics*, no. 12, pp. 3–30, 2006. (In Russ.).
- [41] O. A. Kuvshinov, K. A. Ignatkov, and V. Ya. Noskov, "Application of the PLL system of a frequency synthesizer for recording the autodyne response of microwave oscillators," in *10th All-Russian Scientific School-Seminar "Interaction of Ultra-High-Frequency, Terahertz and Optical Radiation with Semiconductor Micro- and Nanostructures, Metamaterials and Bioobjects"*, Saratov: "Saratovsky Istochnik" Publishing House, pp. 313–320, 2025. (In Russ.).

Information about the authors

Evgeny V. Bogatyrev, Candidate of Technical Sciences, Deputy Director General for Scientific and Technical Development, Associate Professor of the Department of Radio Engineering at SibFU, Krasnoyarsk, Russian Federation.

Daniil S. Vishnyakov, postgraduate student of the Department of Radio Electronics and Telecommunications at UrFU, Ekaterinburg, Russian Federation.

Kirill A. Ignatkov, Candidate of Technical Sciences, Associate Professor of the Department of Radio Electronics and Telecommunications, Deputy Director of the Institute of Radio Electronics and Information Technology for Science at UrFU, Ekaterinburg, Russian Federation.

Oleg A. Kuvshinov, assistant Professor at the Department of Radio Electronics and Telecommunications at UrFU, Ekaterinburg, Russian Federation.

Vladislav Ya. Noskov, Doctor of Technical Sciences, Associate Professor, Professor of the Department of Radio Electronics and Telecommunications at UrFU, Ekaterinburg, Russian Federation.

Сравнительный анализ комплексных алгоритмов оценивания параметров разрывного сигнала в сенсорных сетях

Парфёнов В. И., Калининский А. А.

*Воронежский государственный университет, физический факультет
Университетская пл., д. 1, г. Воронеж, 394018, Российская Федерация*

kalininskii-a-98@mail.ru

Получено: 21 августа 2025 г.

Отрецензировано: 28 августа 2025 г.

Принято к публикации: 28 августа 2025 г.

Аннотация: Беспроводные сенсорные сети применяются для решения широкого круга задач. Одной из ключевых является оценка параметров источника излучения в процессе наблюдения, основанная на измерениях этих параметров, выполненных отдельными сенсорами сети. При этом требуется разработать алгоритм комплексирования (объединения) вынесенных отдельными сенсорами оценок. Повышение эффективности подобных алгоритмов по сравнению с существующими аналогами достигается за счет явного учета распределения оценки целевого параметра. Рассмотрен случай, при котором сенсорами выносятся оценки некоторого неэнергетического параметра для разрывных сигналов при наличии и отсутствии помех в канале связи «сенсор — центральный узел». Представлены два новых алгоритма комплексной оценки. Их анализ проведен методом компьютерного моделирования, что позволило определить условные характеристики оценок: смещение и дисперсию. Полученные данные помогают выявить условия функционирования разрабатываемых систем, при которых достигается необходимая точность оценивания.

Ключевые слова: разрывные сигналы, беспроводная сенсорная сеть, комплексная оценка параметров, квантование, функция правдоподобия.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Парфёнов В. И., Калининский А. А.

Сравнительный анализ комплексных алгоритмов оценивания параметров разрывного сигнала в сенсорных сетях // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2026. Т. 9, № 1. С. 43—57.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Парфёнов, В. И. Сравнительный анализ комплексных алгоритмов оценивания параметров разрывного сигнала в сенсорных сетях / В. И. Парфёнов, А. А. Калининский // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. — 2026. — Т. 9, № 1. — С. 43—57.

1. Введение

Современные беспроводные сенсорные сети [1—4] (БСС) представляют собой распределенные системы миниатюрных вычислительных устройств, оснащенных разнообразными измерительными датчиками (температуры, давления, вибрации и др.) и радиопередающими модулями, функционирующими в определенном частотном диапазоне. Их ключевыми преимуществами перед традиционными системами сбора данных являются модульная архитектура, простота развертывания и высокая адаптируемость. В условиях растущей автоматизации различных сфер деятельности наблюдается устойчивый рост потребности в мониторинге параметров окружающей среды, технического состояния оборудования и физиологических показателей, что обуславливает возрастающую востребованность сенсорных сетей. Собранные сенсорами данные передаются в центральный узел (ЦУ), где осуществляется их финальная обработка в соответствии с конкретной прикладной задачей [5, 6]. На точность измерений отдельных сенсоров могут влиять многочисленные факторы: электромагнитные помехи, атмосферные явления, аппаратные неисправности, программные ошибки и проч. Это делает необходимым применение в центральном узле специальных алгоритмов обработки данных, которые должны компенсировать возможные погрешности отдельных измерений. В существующих исследованиях данная проблема обычно решается в предположении о нормальном распределении ошибок измерений параметра каждым сенсором. Если еще учитывается влияние каналов связи, то добавляется гауссовский шум такого канала. Однако такое допущение, во-первых, не всегда соответствует реальности, поскольку фактическое распределение оценок существенным образом зависит от используемого в сенсорах алгоритма обработки сигнала. В связи с этим распределения оценок не в любых условиях могут описываться нормальным распределением. Во-вторых, в общем случае канал между сенсорами и ЦУ неидеален, поэтому при передаче данных добавляется воздействие шумов. Эти обстоятельства подчеркивают важность разработки новых алгоритмов оценивания, учитывающих реальное распределение измеряемого параметра. Дополнительную сложность вносит необходимость квантования непрерывных измерений для их передачи по каналу связи. В данной работе разработаны два алгоритма вынесения решений и сравниваются их эффективности при наличии помех в каналах связи «источник излучения — сенсор» и «сенсор — ЦУ» в предположении, что обрабатываемые сенсорами сигналы описываются разрывной моделью.

2. Синтез оптимальных комплексных алгоритмов оценки параметров

Итак, для определенности будем считать, что неизвестный оцениваемый параметр некоторого источника θ является неэнергетическим, т. е. энергия сигнала, приходящего от этого источника, не зависит от значения этого параметра. Предположим также, что сеть содержит K сенсоров, где i -й сенсор ($i = 1, \dots, K$) формирует свою оценку $\hat{\theta}_i$ параметра θ на основе локальных наблюдений. В силу наличия помех и искажений эта оценка представляет собой случайную величину, распределение которой определяется алгоритмом обработки, условиями наблюдения, а также характеристиками сигнала и шумов. Принимая во внимание независимость шумовых процессов в разных сенсорах, можно считать оценки $\hat{\theta}_i$ статистически независимыми. Обозначим через $p(\hat{\theta}_i | \theta_0)$ условную плотность распределения вероятностей оценки i -го сенсора при фиксированном значении параметра θ .

В большинстве известных работ по комплексному оцениванию параметров [7, 8] предполагалось, что исследуемые сигналы относятся к классу непрерывных сигналов. Действительно, многие алгоритмы, используемые в сенсорах для вынесения соответствующего решения, основываются на построении решающей статистики в виде отношения правдоподобия (при дискретной обработке) или функционала отношения правдоподобия (при непрерывной обработке). Далее (например, при использовании часто применяемого метода максимального правдоподобия) оценка неизвестного параметра находится как максимальное значение функции правдоподобия. Если представить выражение для логарифма функционала отношения правдоподобия (ЛФОП) в виде суммы детерминированной и случайной компонент, то детерминированную компоненту (среднее значение ЛФОП) обычно называют сигнальной функцией. При этом для того, чтобы сигнал относился к классу непрерывных, требуется существование минимум двух непрерывных производных сигнальной функции по измеряемому параметру. Если же сигнальная функция не имеет хотя бы двух непрерывных производных (сигнальная функция недифференцируема), то такой сигнал называют разрывным. Важно отметить, что для разрывных сигналов известные методы нахождения характеристик оценок, применимые для непрерывных сигналов, оказываются недоступными. Действительно, в силу недифференцируемости ЛФОП нельзя воспользоваться, например, разложением в ряд Тейлора, следовательно,

нельзя для вычисления дисперсии оценки параметра воспользоваться формулой Крамера — Рао. Тем не менее, модели в виде разрывных сигналов находят применение в различных практических приложениях. К подобным моделям, например, можно отнести видео или радиосигналы с прямоугольной огибающей с такими оцениваемыми параметрами, как положение переднего и заднего фронтов огибающей. При этом у таких сигналов возможна внутриимпульсная угловая модуляция. К разрывным сигналам относят также узкополосные радиоимпульсы с огибающей типа функции sinc, если у него неизвестна несущая частота. Количество примеров разрывных сигналов резко увеличится, если сигнал наблюдается на фоне коррелированного шума.

Итак, предположим, что ищется оценка параметра некоторого разрывного сигнала. Положим, что сигнальная функция в окрестности истинного значения параметра имеет треугольную форму, т. е. может быть аппроксимирована выражением $S(\theta, \theta_0) = 1 - \delta|\theta - \theta_0|$. В этом случае при больших значениях отношения сигнал/шум (когда преобладают так называемые «нормальные» ошибки) плотность вероятности оценки может быть представлена в виде¹

$$p(\hat{\theta}_i | \theta_0) = z^2 \delta \left\{ 3 \exp(2z^2 \delta |\hat{\theta}_i - \theta_0|) \left[1 - \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(-\frac{3z}{2} \sqrt{\delta |\hat{\theta}_i - \theta_0|}\right) \right] + \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(-\frac{z}{2} \sqrt{\delta |\hat{\theta}_i - \theta_0|}\right) - 1 \right\}. \quad (1)$$

Здесь $\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^\infty \exp(-t^2) dt$. Отметим, что иногда используют следующую аппроксимацию (при $z \gg 1$) распределения (1):

$$p(\hat{\theta}_i | \theta_0) = \frac{z^2 \delta}{2} \exp(-z^2 \delta |\hat{\theta}_i - \theta_0|). \quad (2)$$

Как уже отмечалось ранее, в регулярном случае (для непрерывных сигналов) плотность распределения вероятностей оценки максимального правдоподобия достаточно хорошо описывается гауссовским (нормальным) законом (по крайней мере, в условиях высокой апостериорной точности оценивания). Согласно (1), (2) распределение надежной оценки максимального правдоподобия разрывного сигнала существенно отлича-

¹ См.: Трифонов А. П., Шинаков Ю. С. Совместное различение сигналов и их оценка на фоне помех. М.: Радио и связь, 1983. С. 170.

ется от гауссовского. Следовательно, требуется разработать новые алгоритмы комплексной оценки параметра в беспроводной сенсорной сети, отличающиеся от известных [9, 10], синтезированных для непрерывных сигналов.

Покажем теперь, как, основываясь на приведенных видах распределений оценок, синтезировать комплексные алгоритмы оценок в БСС. Учтем, что в БСС каждый i -й сенсор (независимо друг от друга) выносит оценки $\hat{\theta}_i (i = 1, \dots, K)$, описываемые соответствующими распределениями. Далее эти оценки необходимо передать в центральный узел (ЦУ) для вынесения окончательного решения (комплексной оценки). Поскольку исходные оценки представляют собой непрерывные случайные величины, возникает необходимость их преобразования в дискретные величины $\hat{\ell}_i$. Такое преобразование необходимо для обеспечения возможности передачи данных с использованием стандартных методов цифровой модуляции сигналов.

С этой целью разобьем интервал возможных значений неизвестного параметра $\hat{\theta}_i = [-\Lambda/2; \Lambda/2]$ на M одинаковых по размеру, равному Δ_M подынтервалов $J_m (m = 1, M)$. Если оценка $\hat{\theta}_i$ попадает в j -й подынтервал, то она заменяется на значение $\ell^{(j)}$, совпадающее с серединой j -го подынтервала, где $i = 1, K, j = 1, M$. В результате, вместо оценок $\hat{\theta}_i$ получаем оценки $\hat{\ell}_i$. При этом каждая такая оценка может принимать одно из следующих значений: $(\ell^{(1)}, \ell^{(2)}, \dots, \ell^{(M)})$. Сами подынтервалы $J_1, \dots, J_M$ таковы:

$$J_1 = (-\infty; \Theta_{\min} + \Delta_M),$$

$$J_M = (\Theta_{\min} + (M - 1)\Delta_M; \infty),$$

$$J_j = (\Theta_{\min} + (j - 1)\Delta_M; \Theta_{\min} + j\Delta_M), \text{ если } j \in [2; M - 1].$$

Передаваемые в ЦУ величины, совпадающие с серединами соответствующих подынтервалов, могут быть записаны в виде

$$\ell^{(j)} = \Theta_{\min} + \frac{2j - 1}{2} \Delta_M, j = \overline{1, M}.$$

Будем считать, что сигналы, передаваемые от сенсоров в ЦУ, приходят в ЦУ искаженными за счет имеющихся в каналах связи помех. По принятым данным в ЦУ будет определен вектор оценок $(\vartheta_1, \vartheta_2, \dots, \vartheta_k)$, члены которого не обязательно будут совпадать со значениями, выноси-

мыми непосредственно самими сенсорами: $(\ell^{(m_1)}, \ell^{(m_2)}, \dots, \ell^{(m_k)})$. Здесь m_k — номер определенного в ЦУ значения параметра по сигналу, принятому от k -го сенсора ($k = \overline{1, K}$). Таким образом, например, $\ell^{(m_1)}$ — значение (квантованная оценка неизвестного параметра θ), которое ЦУ определил, обработав сигнал от первого сенсора.

Для синтеза окончательного алгоритма комплексной оценки в ЦУ можно предложить два подхода. В первом случае вводится в рассмотрение M гипотез $H_m (m = \overline{1, M})$. Гипотеза H_j означает, что сенсор передает в ЦУ сигнал $S(t, \ell^{(j)})$, ($j = \overline{1, M}$), в котором закодирована информация о квантованной оценке $\hat{\ell}_i$, вынесенной i -м сенсором. В этом случае задача сводится к сравнению M гипотез для каждого из K сенсоров с использованием стандартных методов различения сигналов. При втором подходе требуется, основываясь на полученном от сенсоров векторе из $K \times M$ величин, находить оптимальную оценку θ_Σ . Для этого требуется формировать функцию правдоподобия как функцию от θ . В результате искомая комплексная оценка будет совпадать с положением абсолютного максимума этой функции правдоподобия.

Учитывая тот факт, что оценки неизвестного параметра, выносимые различными сенсорами, являются независимыми случайными величинами, запишем функцию правдоподобия как

$$\Lambda = \prod_{k=1}^M \sum_{i=1}^M P(\mathcal{G}_k = \ell^{(m_k)} | \hat{\ell}_k = \ell^{(i)}; \theta) \cdot P(\hat{\ell}_k = \ell^{(i)} | \theta), \quad (3)$$

где $P(A|B)$ — условная вероятность события A при условии, что событие B уже произошло. Первый множитель в выражении (3) представляет собой вероятность ошибки, которая может произойти в канале связи « k -й сенсор — ЦУ». Представим вероятность перепутывания i -й и k -й гипотез в виде

$$P(\mathcal{G}_k = \ell^{(m_k)} | \hat{\ell}_k = \ell^{(i)}; \theta) = \begin{cases} p_0^{|i-k|}, & i \neq k \\ 2 - \sum_{k=1}^M p_0^{|k-i|}, & \end{cases}$$

где p_0 — условная вероятность перепутывания двух соседних гипотез при передаче данных. Тогда алгоритм вынесения решения для двух подходов, изложенных выше, примет вид

А) При первом подходе находим M значений функции правдоподобия (ФП) для разных $\theta = \ell^{(j)}$:

$$\Lambda_j = \prod_{k=1}^M \sum_{i=1}^M P(\mathcal{G}_k = \ell^{(m_k)} | \hat{\ell}_k = \ell^{(i)}; \theta) \cdot P(\hat{\ell}_k = \ell^{(i)} | \theta = \ell^{(j)}). \quad (4)$$

В результате оценка параметра θ (которую обозначим $\hat{\theta}_A$) будет находиться как такое значение $\ell^{(m_i)}$ с номером i , при котором $\Lambda_i \geq \Lambda_j$ ($j \neq i, j \neq 1, M$).

В) При втором подходе находим ФП, как функцию от θ , в виде:

$$L(\theta) = \prod_{k=1}^M \sum_{i=1}^M P(\mathcal{G}_k = \ell^{(m_k)} | \hat{\ell}_k = \ell^{(i)}; \theta) \cdot P(\hat{\ell}_k = \ell^{(i)} | \theta). \quad (5)$$

В этом случае оценка параметра θ (обозначим ее $\hat{\theta}_B$) будет равна такому значению θ , при котором $L(\theta)$ будет принимать максимальное значение.

Очевидно, вероятность $P(\hat{\ell}_k = \ell^{(i)} | \theta)$ будет зависеть от используемого в сенсорах алгоритма оценки неизвестного параметра. Несложно показать, что такую вероятность можно найти как вероятность попадания случайной величины $\hat{\theta}$ в определенный подынтервал:

$$P(\hat{\ell}_k = \ell^{(i)} | \theta) = P(\hat{\theta}_k \in J_m | \theta) \equiv p_k^{(m)}(\theta), \quad (k = 1, \dots, K, \quad m = 1, \dots, M) \quad (6)$$

Такая вероятность для надежной оценки неэнергетического параметра разрывного сигнала находится путем подстановки формулы (1) или (2) в выражение (6). В частности, если использовать более простое выражение (2) для плотности распределения вероятностей оценки, то вероятность (6) будет описываться выражением вида

$$p_k^{(m)}(\theta) = \psi_k^{(m)}(\theta, \Lambda_S) = \frac{1}{2} \begin{cases} 1 - C(\theta, \Lambda_S, 2)(1 - \exp(-z^2 \delta |C(\theta, \Lambda_S, 2)|)), & m = 1 \\ 1 - C(\theta, \Lambda_S, M)(1 - \exp(-z^2 \delta |C(\theta, \Lambda_S, M)|)), & m = M \\ 1 - C(\theta, \Lambda_S, m)C(\theta, \Lambda_S, m+1) - \\ - C(\theta, \Lambda_S, m+1) \exp(-z^2 \delta |C(\theta, \Lambda_S, m+1)|) +, & m \in [2; M-1] \\ + C(\theta, \Lambda_S, m) \exp(-z^2 \delta |C(\theta, \Lambda_S, m)|) \end{cases}, \quad (7)$$

где $C(\theta, \Lambda_S, m) = \text{sign}(-\Lambda_S / 2 + (m-1)\Delta_M - \theta)$.

Таким образом, проведенный анализ показывает, что оптимальный алгоритм комплексной оценки неизвестного параметра должен основываться на вычислении функции правдоподобия (3). Для реализации этого подхода возможны два метода. Первый метод (алгоритм А) предполагает решение задачи проверки $M \times K$ статистических гипотез, тогда как второй метод (алгоритм В) основан на оценивании параметров по дискретным наблюдаемым данным.

3. Исследование эффективности комплексной оценки параметров

В дальнейшем анализ эффективности разработанных алгоритмов А и В основывался на вычислении показателей условного смещения и дисперсии оценок. Поскольку аналитическое определение этих характеристик выполнить оказалось затруднительно, исследование проводилось методом статистического компьютерного моделирования. В качестве тестового сигнала рассматривался гауссовский импульс вида

$$s(t, \theta_0) = A \exp\left(-\frac{(t - \theta_0)^2}{\tau^2}\right), \text{ где } A \text{ — амплитуда сигнала, } \tau \text{ — параметр,}$$

определяющий длительность импульса и ширину спектра, θ_0 — истинное значение оцениваемого параметра сигнала (в данном случае — это временное положение сигнала). Следовательно, на вход каждого сенсора поступал данный сигнал совместно с белым гауссовским шумом. Предполагалось при этом, что все датчики используют одинаковый алгоритм оценки временного положения импульса. При этом еще раз подчеркнем, что выносимые сенсорами оценки являются «нормальными», т. е. не выходящими за пределы длительности сигнальной функции.

Сравнительный анализ эффективности двух рассматриваемых алгоритмов комплексной оценки проводился с использованием методов компьютерного моделирования при различных значениях ключевых параметров системы: отношения сигнал/шум z , количества сенсоров в сети K и разрядности представления оценок m , где количество уровней квантования определялось как $M = 2^m$. Исследование выполнялось для двух характерных случаев: идеального канала связи без помех (вероятность перепутывания соседних гипотез в канале связи $p_{conf} = 0$) и канала с умеренными помехами (вероятность перепутывания $p_{conf} = 0,3$). В ходе моделирования были найдены как условные смещения, так и дисперсии оценок, полученных по алгоритмам А и В. Показано, что смещение рассматриваемых оценок мало по сравнению со среднеквадратической ошибкой оценивания. Вследствие этого в дальнейшем основное внимание уделялось вычисле-

нию дисперсии (совпадающей в этом случае с рассеянием) оценки. Для алгоритма *A* дисперсия обозначалась как DA , а для алгоритма *B* — DB . Для обеспечения статистической значимости результатов объем выборки в каждом эксперименте составлял 10^4 реализаций.

В результате были получены следующие зависимости дисперсии оценок от варьируемых параметров: на рис. 1 показано изменение дисперсии в зависимости от ОСШ z при фиксированных $K = 5$ и $m = 4$; рис. 2 отражает зависимость дисперсии от разрядности m при $K = 5$ и $z = 5$; рис. 3 демонстрирует влияние количества сенсоров K на дисперсию оценки при $m = 4$ и $z = 5$. Для визуального различения условий моделирования и алгоритмов оценки использовались следующие обозначения: сплошные линии соответствуют случаю $pconf = 0,3$, штриховые — $pconf = 0$; данные алгоритма *A* отображены красным цветом, алгоритма *B* — синим.

На основе полученных зависимостей можно сделать ряд выводов. Алгоритм *B* демонстрирует устойчивое преимущество перед алгоритмом *A*, о чем свидетельствует выполнение неравенства $DB < DA$ для всех исследованных комбинаций параметров.

Как видно из рис. 1, рост отношения сигнал/шум z закономерно приводит к снижению дисперсии оценок. Причем при наличии помех в каналах « i -й сенсор — ЦУ» точность обоих алгоритмов ухудшается, что особенно заметно для алгоритма *B*. Интересная особенность выявлена на рис. 2 при анализе влияния разрядности m : при значениях параметра m , большего 6, дисперсии для всех четырех случаев становятся приблизительно одинаковыми, близкими к значению 8×10^{-4} с учетом погрешности измерения. Следовательно, в этих условиях и эффективности обоих алгоритмов (*A* и *B*) становятся практически одинаковыми и влияние шума в канале связи в этих условиях существенно нивелируется. Результаты, представленные на рис. 3, аналогично результатам на рис. 1, показывают негативное влияние помех в каналах « i -й сенсор — ЦУ» на точность комплексной оценки. В то время как увеличение количества сенсоров в сети по-разному влияет на эффективность рассматриваемых алгоритмов. Так, для алгоритма *A* увеличение количества сенсоров существенно влияет на эффективность оценки при наличии шума, а для алгоритма *B* — наоборот, при отсутствии шума.

Полученные результаты дают возможность оптимального подбора параметров m , K и z для достижения необходимой точности комплексной оценки исследуемого параметра. Перспективным направлением дальнейших исследований является разработка методов комплексного оценивания в условиях наличия аномальных оценок.

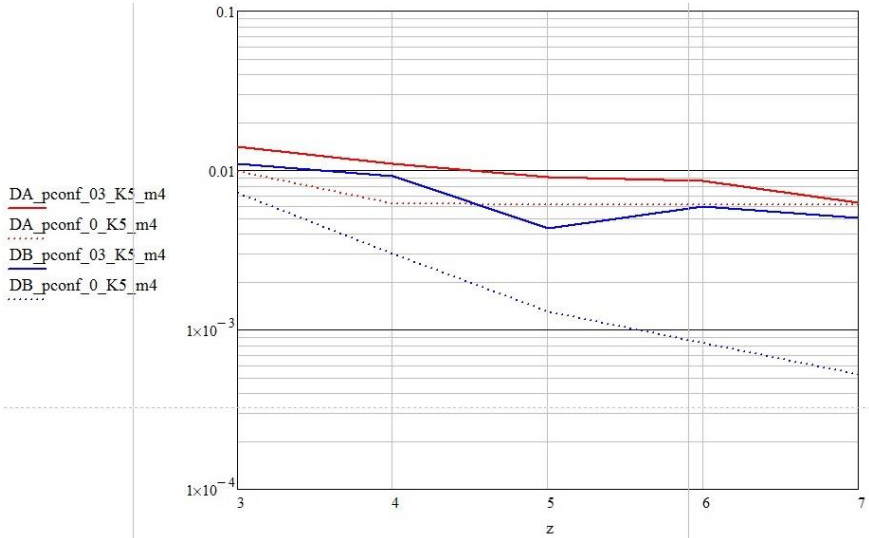


Рис. 1. Зависимость дисперсии комплексной оценки от ОСШ неизвестного параметра для двух алгоритмов для условной вероятности перепутывания соседних гипотез, равной 0 и 0,3.

Fig. 1. Dependence of the variance of the comprehensive estimate for two algorithms for the conditional probability of confusion of adjacent hypotheses equal to 0 and 0.3 on the SNR

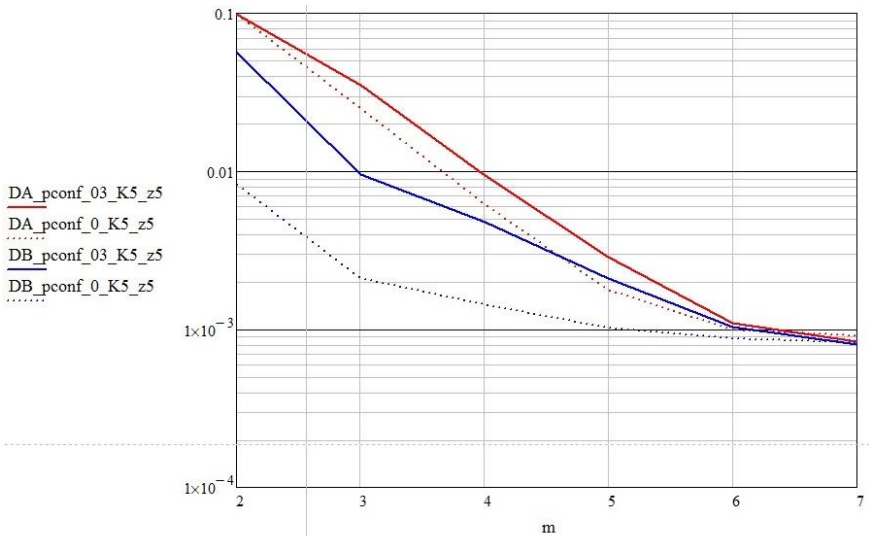


Рис. 2. Зависимость дисперсии комплексной оценки от числа разрядов для двух алгоритмов и для двух значений вероятности перепутывания соседних гипотез, равных 0 и 0,3.

Fig. 2. Dependence of the variance of the comprehensive estimate for two algorithms for the conditional probability of confusion of adjacent hypotheses equal to 0 and 0.3 on the number of digits

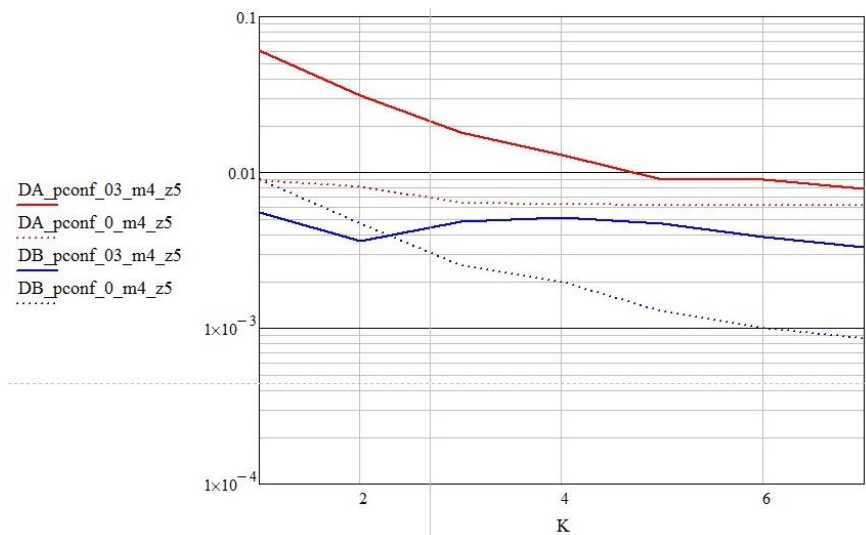


Рис. 3. Зависимость дисперсии комплексной оценки от количества сенсоров в сети для двух алгоритмов и для двух значений вероятности перепутывания соседних гипотез, равных 0 и 0,3.

Fig. 3. Dependence of the variance of the comprehensive estimate for two algorithms for the conditional probability of confusion of adjacent hypotheses equal to 0 and 0.3 on the number of sensors in the network

4. Заключение

Безусловно, беспроводные сенсорные сети являются незаменимым инструментом, значительно упрощающим процесс мониторинга состояния различных объектов и условий окружающей среды. Тем не менее, в реальной обстановке работа таких сетей подвергается воздействию множества внешних факторов. Среди них побочные электромагнитные излучения, умышленные или случайные антропогенные и природные помехи, изменения погодных условий, а также возможные сбои оборудования. Все перечисленное оказывает негативное влияние на функционирование датчиков. Для повышения качества определения характеристик излучения изучаемого объекта в беспроводных сенсорных сетях рекомендуется создавать и применять специализированные алгоритмы оценок. Каждый отдельный датчик должен самостоятельно производить оценку контролируемого показателя, преобразовывать ее в удобную для передачи в центральный узел (ЦУ) по каналу связи форму. Достигнуть этого можно, например, путем квантования оценки параметра передаваемого сигнала. Главная задача центрального узла заключается в принятии итогового

(обобщенного) решения относительно значения определяемого параметра, что существенно улучшает качество измерения, особенно при использовании оптимальных алгоритмов комплексирования. В данной работе предлагаются два варианта такого алгоритма и оценивается их эффективность в условиях наличия и отсутствия помех в канале связи «узел — ЦУ» для случая разрывных сигналов. Проведенное компьютерное моделирование позволило выявить зависимость между эффективностью предлагаемых алгоритмов и такими факторами, как число датчиков в сети, количество уровней квантования измеренного параметра, а также отношение сигнал/шум в канале «объект — сенсор». В дальнейшем планируется изучить влияние аномальных ошибок оценки на точность результатов, выдаваемых предлагаемыми алгоритмами.

Список литературы

1. Ratu D. J., Sameena B. Brief survey on wireless sensor network routing. In : 2023 7-th International Conference Computation Systems and Information Technology for Sustainable Solutions (CSITSS). 2023.
2. Jamshed M. A., Ali K., Q. H. Abbasi, Imran M. A., Ur-Rehman M. Challenges, applications, and future of wireless sensors in Internet of Things // IEEE Sensors Journal. 2022. Vol. 22, no. 6. P. 5482–5494.
3. Polavarapu S. C., Panda S. K. A Survey on Industrial Applications using MEMS and WSN. In : 2020 Fourth International Conference on I-SMAC (IoT in Social, Mobile, Analytics and Cloud) (I-SMAC). 2020.
4. Singh P. K., Kaur J. A Review of Routing Techniques for Different Applications in Wireless Sensor Network. In : 2nd International Conference on Technological Advancements in Computational Sciences (ICTACS), Tashkent, Uzbekistan, 2022. P. 174–179.
5. Yao Y.-D., Cui Y.-P., Wang J.-J., Wang C. Energy-efficient routing protocol based on multi-threshold segmentation in wireless sensor networks for precision agriculture // IEEE Sensor Journal. 2022. Vol. 22, no. 7. P. 6216–6231.
6. Zhang X., Vasconcelos M. M., Cui W., Mitra U. Distributed remote estimation over the collision channel with and without local communication // IEEE Transactions on Control of Network Systems. 2022. Vol. 9, no. 1. P. 282–294.
7. Khobahi S., Soltanian M., Jiang F., Swindlehurst A. L. Optimized transmission for parameter estimation in wireless sensor networks // IEEE Transactions on Signal and Information Processing over Networks. 2020. Vol. 6. P. 35–47.
8. Ravazzi C., Chan N. P. K., Frasca P. Distributed estimation from relative measurements of heterogeneous and uncertain quality // IEEE Transactions on Signal and Information Processing over Networks. 2019. Vol. 5, no. 2. P. 203–217.
9. Fascista A., Coluccia A., Ravazzi C. A unified Bayesian framework for joint estimation and anomaly detection in environmental sensor networks // IEEE Access. 2023. Vol. 11. P. 227–248.
10. Fagnani F., Fosson S. M., Ravazzi C. A distributed classification/estimation algorithm for sensor networks // SIAM Journal on Control and Optimization. 2014. Vol. 52, no. 1. P. 189–218.

Информация об авторах

Парфенов Владимир Иванович, доктор физико-математических наук, профессор, профессор кафедры радиофизики ФГБОУ ВО «Воронежский государственный университет» (ВГУ), г. Воронеж, Российская Федерация.

Калининский Андрей Александрович, аспирант, магистр, аспирант кафедры радиофизики ФГБОУ ВО «Воронежский государственный университет» (ВГУ), г. Воронеж, Российская Федерация.

Comparative Analysis of Comprehensive Parameters Estimation Algorithms for Discontinuous Signals in Sensor Networks

V. I. Parfenov and A. A. Kalininsky

Voronezh State University, Faculty of Physics
1, University sq., Voronezh, 394018, Russian Federation

kalininskii-a-98@mail.ru

Received: August 21, 2025

Peer-reviewed: August 28, 2025

Accepted: August 28, 2025

Abstract: *Wireless sensor networks are used to solve a wide range of problems. One of the key ones is the estimation of the parameters of the radiation source during the observation process, based on the measurements of these parameters, made by individual network sensors. In this case comprehensive parameter estimation algorithm for estimations made by individual sensors need to be developed. The efficiency of such algorithms, compared to existing analogues, can be increased due to the explicit consideration of the distribution of the target parameter estimate. The case in which sensors make estimates of a certain non-energy parameter for discontinuous signals in the presence and absence of interference in the communication channel “sensor – central node” is considered. Two new algorithms for comprehensive estimation are presented. Their analysis was carried out using computer modeling, which made it possible to determine the conditional characteristics of the estimates: bias and dispersion. The obtained data allows identifying the operating conditions of the developed systems, which helps to achieve the required accuracy.*

Keywords: *discontinuous signals, wireless sensor network, comprehensive estimation of parameters, quantization, likelihood function.*

For citation (IEEE): V. I. Parfenov and A. A. Kalininsky, “Comparative analysis of comprehensive parameters estimation algorithms for discontinuous signals in sensor networks,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 9, no. 1, pp. 43–57, 2026, doi: 10.21227/jthd-9c75. (In Russ.).

References

- [1] D. J. Ratu and B. Sameena, “Brief survey on wireless sensor network routing,” in *2023 7-th International Conference Computation Systems and Information Technology for Sustainable Solutions (CSITSS)*, 2023.
- [2] M. A. Jamshed, K. Ali, Q. H. Abbasi, M. A. Imran, and M. Ur-Rehman, “Challenges, applications, and future of wireless sensors in Internet of Things,” *IEEE Sensors Journal*, vol. 22, no. 6, pp. 5482–5494, 2022.

- [3] S. C. Polavarapu and S. K. Panda, "A Survey on Industrial Applications using MEMS and WSN," in *2020 Fourth International Conference on I-SMAC (IoT in Social, Mobile, Analytics and Cloud) (I-SMAC)*, IEEE, 2020.
- [4] P. K. Singh and J. Kaur, "A Review of Routing Techniques for Different Applications in Wireless Sensor Network," in *2nd International Conference on Technological Advancements in Computational Sciences (ICTACS)*, Tashkent, Uzbekistan, pp. 174–179, 2022.
- [5] Y.-D. Yao, Y.-P. Cui, J.-J. Wang, and C. Wang "Energy-efficient routing protocol based on multi-threshold segmentation in wireless sensor networks for precision agriculture," *IEEE Sensor Journal*, vol. 22, no. 7. pp. 6216–6231, 2022.
- [6] X. Zhang, M. M. Vasconcelos, W. Cui, and U. Mitra, "Distributed remote estimation over the collision channel with and without local communication," *IEEE Transactions on Control of Network Systems*, vol. 9, no. 1, pp. 282–294, 2022.
- [7] S. Khobahi, M. Soltanalian, F. Jiang, A. L. Swindlehurst "Optimized transmission for parameter estimation in wireless sensor networks" // *IEEE Transactions on Signal and Information Processing over Networks*. 2020. Vol. 6. Pp. 35–47. DOI: 10.485/arXiv.1908.00600.
- [8] C. Ravazzi, N. P. K. Chan, and P. Frasca, "Distributed estimation from relative measurements of heterogeneous and uncertain quality," *IEEE Transactions on Signal and Information Processing over Networks*, vol. 5, no. 2, pp. 203–217, 2019.
- [9] A. Fascista, A. Coluccia, and C. Ravazzi, "A unified Bayesian framework for joint estimation and anomaly detection in environmental sensor networks," *IEEE Access*, vol. 11, pp. 227–248, 2023.
- [10] F. Fagnani, S. M. Fosson, and C. Ravazzi, "A distributed classification/estimation algorithm for sensor networks," *SIAM Journal on Control and Optimization*, vol. 52, no. 1. pp. 189–218, 2014.

Information about the authors

Vladimir I. Parfenov, Doctor of Physical and Mathematical Sciences, Professor, Professor of the department of radiophysics at Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russian Federation.

Andrey A. Kalininsky, postgraduate student, Master of Physical and Mathematical Sciences, postgraduate student of the department of radiophysics at Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russian Federation.

УДК 621.396.96

Оценка влияния балльности морского волнения на точность определения скорости движения надводного судна по радиолокационному изображению его кильватерного следа

¹ Норман Р. М., ^{1,2} Гурнов К. Б.

¹ Научно-производственное предприятие «Радар ммс»
ул. Новосельковская, д. 37 литера А,
г. Санкт-Петербург, 197375, Российская Федерация

² Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения
ул. Большая Морская, д. 67, литера А,
г. Санкт-Петербург, 190000, Российская Федерация

norman.roma.98@mail.ru

Получено: 27 сентября 2025 г.

Отрецензировано: 4 октября 2025 г.

Принято к публикации: 4 октября 2025 г.

Аннотация: В статье приводятся результаты оценки влияния балльности морского волнения на точность определения скорости движения надводного судна по спектру радиолокационного изображения кильватерного следа. На основе синтетических РЛИ получены зависимости среднеквадратического отклонения несмещенной ошибки измерения скорости надводного судна как функции балльности морского волнения и функции скорости движения судна при фиксированной балльности. Представлены аппроксимационные выражения для описания зависимостей, полученных путем математического моделирования.

Ключевые слова: кильватерный след, надводное судно, скорость движения судна, синтезирование апертуры, радиолокационное изображение.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Норман Р. М., Гурнов К. Б. Оценка влияния балльности морского волнения на точность определения скорости движения надводного судна по радиолокационному изображению его кильватерного следа // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2026. Т. 9, № 1. С. 58—77.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Норман, Р. М. Оценка влияния балльности морского волнения на точность определения скорости движения надводного судна по радиолокационному изображению его кильватерного следа / Р. М. Норман, К. Б. Гурнов // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2026. — Т. 9, № 1. — С. 58—77.

1. Введение

В настоящее время функционирование бортовых радиолокационных систем авиационного и спутникового базирования в задачах освещения надводной обстановки в широкой зоне обзора заключается не только в поиске, обнаружении, определении координатных и некоординатных характеристик надводных судов и кораблей, но и сопутствующих объектов — подстилающих поверхностей (фон), а также формируемых и возмущаемых объектами радиолокационного канала характерных текстурных особенностей, к которым можно отнести кильватерные следы надводных судов.

Кильватерный след (КС) — это возмущенная полоса воды, остающаяся на водной поверхности позади движущегося объекта. Структура кильватерного следа надводного судна является достаточно сложной и имеет свои характерные особенности, во многом связанные с разными видами волн, входящих в его состав. Начиная с 80-х годов прошлого столетия отмечается рост научных работ по исследованию кильватерных следов на радиолокационных изображениях: в центре внимания встают новые проблемы его обнаружения и идентификации, а также особенности его применения в решении современных инженерно-технических задач.

Протяженность и время существования (время жизни) кильватерного следа зависят от размеров (водоизмещения) и скорости движения надводного судна, а также состояния взволнованной поверхности, и могут достигать десятков километров и десятков часов соответственно [1—3]. Потенциальное обнаружение кильватерного следа способствует установлению факта прохождения надводного судна, облегчает решение задач его поиска и обнаружения, местоопределения и получения дополнительной информации. При этом параметры кильватерного следа несут информацию о параметрах надводного судна: направлении движения, абсолютной (полной) скорости, габаритных размерах, водоизмещении и др. [2—4].

Однако точность оценки координатных и некоординатных характеристик кильватерного следа существенным образом зависит от параметров (балльности) морского волнения. В данной статье приводятся результаты оценки влияния балльности морского волнения на точность определения скорости движения надводного судна по радиолокационным изображениям его кильватерного следа.

2. Материалы и методы исследования

В данном исследовании используются алгоритмы формирования подстилающей взволнованной поверхности и кильватерного следа дви-

жущегося надводного судна, теоретические основы радиолокации применительно к технологии прямого синтеза апертury антенны бортовой РЛС для создания модели радиолокационных изображений (РЛИ) кильватерных следов на фоне морской поверхности (МП), а также алгоритм определения скорости движения надводного корабля (НК) по спектру радиолокационного изображения кильватерного следа. Для оценки эффективности рассматриваемого алгоритма при различных состояниях морской поверхности используются элементы математического моделирования и статистического анализа данных, а также программная среда разработки *MATLAB*.

Общая схема проведения исследования влияния балльности морского волнения на точность определения скорости движения надводного судна по РЛИ КС представлена на рис. 1. Далее приводится описание ее ключевых элементов.

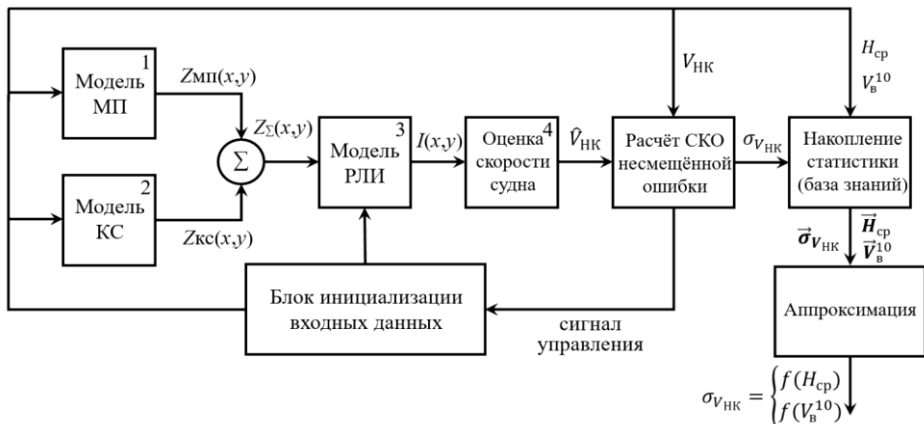


Рис. 1. Схема проведения исследования.

Fig. 1. Scheme of the scientific research

2.1. Модель морской поверхности

При формировании модели морской поверхности за основу была взята линейная теория, которая позволяет описать поведение случайных возвышений морских волн с позиции спектрального представления, в рамках которого морское волнение рассматривается как сложный волновой процесс, представляющий собой суперпозицию бесконечно большого числа независимых друг от друга элементарных волн с различными амплитудами A , частотами ω , направлениями распространения θ и случайными фазами ϕ , равномерно распределенными от 0 до 2π [5—7]:

$$z_{\text{МП}}(x, y, t) = \sum_i \sum_j A_{ij} \cdot \cos[k_i \cdot (x \cdot \cos\theta_j + y \cdot \sin\theta_j) - \omega_i \cdot t + \phi_{ij}], \quad (1)$$

где k и ω — волновое число и круговая частота морской волны соответственно. Амплитуда A_{ij} спектральных составляющих может быть выражена как

$$A_{ij} = \sqrt{2 \cdot S(\omega_i, \theta_j) \cdot \Delta\omega_i \cdot \Delta\theta_j}, \quad (2)$$

где $\Delta\omega_i$ и $\Delta\theta_j$ — интервалы дискретизации круговой частоты (или волнового числа) и угла распространения соответственно; $S(\omega_i, \theta_j)$ — двумерный энергетический спектр морского волнения.

Двумерный спектр полностью определяет модель взволнованной поверхности и является внутренней характеристикой волнового процесса. В реальности двумерный спектр $S(\omega, \theta)$ морского волнения зависит от множества различных факторов: силы и продолжительности ветра, его устойчивости (степени порывистости), поверхностных течений и турбулентности, близости береговой зоны, глубины и профиля дна и т. д. Все эти перечисленные и другие факторы не позволяют найти простое и удобное в расчетах универсальное аналитическое выражение, которое бы полностью описывало функциональную зависимость двумерного спектра морского волнения от параметров ветра и окружающей среды.

В данной статье в качестве приближенной аппроксимации экспериментально полученных в различных условиях данных используется факторизация двумерного спектра морского волнения в виде произведения одномерных спектров, представляющего собой двумерную функцию, но с разделяющимися переменными [5]:

$$S(\omega, \theta) = S_\omega(\omega) \cdot S_\theta(\theta), \quad (3)$$

где $S_\omega(\omega)$ — частотный (скалярный) спектр; $S_\theta(\theta)$ — угловое распределение энергии взволнованной поверхности (угловой спектр). Одними из наиболее известных являются спектры Пирсона — Московитца, Эль-фохейли, Фунга и Ли, Давидана, Китайгородского, Филлипса, Хассельмана, Дарбишайра, SWOP, JONSWAP и др.

2.2. Модель кильватерного следа

Характерная форма волн кильватерного следа связана с потенциалом скорости жидкости (морской воды) следующим соотношением

$$z_{\text{КС}} = \frac{V_{\text{НК}}}{g} \frac{\partial \Phi_{\text{НК}}}{\partial x}, \quad (5)$$

где $\Phi_{\text{НК}}$ может быть приближенно аппроксимирован с использованием аналитического выражения [3, 8, 9]:

$$\Phi_{\text{НК}}(x, y, z) = -16 \cdot B \cdot L \cdot \pi^{-1} \cdot Fr^6 \cdot \text{Re} \left[\int_0^{\infty} C(\tau, x, z) e^{j \cdot y \cdot \tau} d\tau \right], \quad (6)$$

$$C(\tau, x, z) = \frac{(1 - e^{-\vartheta \cdot \alpha \cdot W}) \cdot \sin(\beta - \beta \cdot \cos(\beta))}{\alpha^{1.5} \cdot e^{z \cdot \vartheta \cdot \alpha} \cdot \sqrt{0.25 + \frac{\tau^2}{\vartheta^2}}} \cdot \cos(x \cdot \vartheta \cdot \sqrt{\alpha}), \quad (7)$$

где

$$\alpha = \frac{1 + \sqrt{1 + \frac{4 \cdot \tau^2}{\vartheta^2}}}{2}; \quad \beta = \frac{\sqrt{\alpha}}{2 \cdot Fr^2}; \quad \tau = \vartheta \cdot \sqrt{\sec^2(\theta) - \sec(\theta)}, \quad (8)$$

где $Fr = V_{\text{НК}} / \sqrt{g \cdot L}$ — число Фруда; $\vartheta = g / V_{\text{НК}}^2$; $V_{\text{НК}}$ — скорость движения надводного корабля; L, B, W — длина, ширина и осадка надводного корабля соответственно; g — ускорение свободного падения.

2.3. Модель радиолокационного изображения

В качестве упрощенной модели радиолокационного изображения используется расчет эффективной площади рассеяния (ЭПР) аддитивной смеси морских волн и волн кильватерного следа $Z_{\Sigma} = Z_{\text{МП}} + Z_{\text{КС}}$.

Согласно широко известной двухмасштабной модели рассеяния [3, 8, 9], учитывающей разномасштабные неровности и гидродинамическую модуляцию, средняя ЭПР морской поверхности может быть представлена как

$$\overline{\sigma_z}(x, y) = 8 \cdot \pi \cdot k_{\text{ЭМВ}} \cdot \cos^4(\varepsilon) \cdot S(k_{Brx}, k_{Bry}) \cdot |T|^2 \cdot \sigma_M, \quad (9)$$

где $\sigma_M = 1 + 2 \cdot \text{Re}(\int M(k) \cdot \mathcal{F}(k) \cdot e^{j \cdot k \cdot x} dk)$ описывает вклад модуляции уклонов морских волн и гидродинамической модуляции; ε — угол облучения в вертикальной плоскости относительно нормали к подстилающей поверхности; $k_{\text{ЭМВ}}$ — волновое число электромагнитной волны; $S(\cdot)$ — спектр коротких волн Брэгга с составляющими k_{Brx} и k_{Bry} ; $M(\cdot)$ — функция передачи модуляции; $\mathcal{F}(\cdot)$ — прямое преобразование Фурье от наблюдаемой сцены на морской поверхности $z_{\Sigma}(x, y)$; T — множитель, учитывающий вид поляризации радиосигнала. Методики расчета этих величин представлены в [3].

Стоит отметить, что двухмасштабная модель рассеяния не требует большого количества вычислений для высоко детализированной модели морской поверхности (модели с существенно малыми размерами facets). Поскольку средняя ЭПР морской поверхности может быть вычислена с

помощью выражения (9), то она может точно представлять значение, пропорциональное величине рассеиваемой мощности с точностью до параметров, входящих в состав основного уравнения радиолокации.

Дополнительно учет неравномерного смещения откликов сигналов в РСА по элементам разрешения в азимутальном направлении из-за механизма группирования скоростей (*velocity bunching, VB*) может быть представлен как

$$I(x, y) = \frac{\pi \cdot T_n}{2 \cdot V_{PCA}} \cdot \iint \delta(y - y_0) \cdot \frac{\overline{\sigma}_z(x_0, y_0)}{\Delta L_{A3M}(x_0, y_0)} \cdot e^{-\pi^2 \cdot \rho} dx_0 dy_0, \quad (10)$$

где

$$\rho = \left(\frac{x - x_0 - \frac{D}{V_{PCA}} \cdot V_R(x_0, y_0)}{\Delta L_{A3M}(x_0, y_0)} \right)^2, \quad (11)$$

где $\delta(\cdot)$ — дельта-функция Дирака; D — наклонная дальность до центра участка морской поверхности $\Sigma(x_0, y_0)$; V_{PCA} — скорость носителя РСА; T_n — время наблюдения (когерентного накопления); $\Delta L_{A3M}(\cdot)$ — азимутальное разрешение, «ухудшенное» влиянием эффекта группирования скоростей; $V_R(\cdot)$ — средняя радиальная скорость фацетов морской поверхности; $I(x, y)$ — яркость РЛИ.

Распределение интенсивности радиолокационного изображения $I(x, y)$ зависит не только от ЭПР морской поверхности, но и от ее скорости. Это приводит к сдвигу отсчетов изображения из-за наличия доплеровского смещения частоты отраженного сигнала и появлению эффекта размытия.

В качестве примера на рис. 2 показаны реализации радиолокационных изображений кильватерного следа надводного корабля при разных балльностях морского волнения, полученные путем математического моделирования в программной среде разработки MATLAB. Здесь размер расчетного участка акватории равен 2000×2000 м. Размер фацета (кванта) изображения составляет 1×1 м. Длина надводного корабля 80 м., ширина 15 м., осадка 6 м., скорость движения 13 м/с (~25 узлов). Направления движения надводного корабля и морских волн — слева направо (в данном случае). Балльность морского волнения в рамках математического моделирования, как будет указано далее, задавалась скоростью ветра на высоте 10 метров относительно линии нулевой высоты поверхности V_B^{10} и (или) средней высотой морских волн H_{cp} , связь которых может быть определена с использованием эмпирического выражения (21).

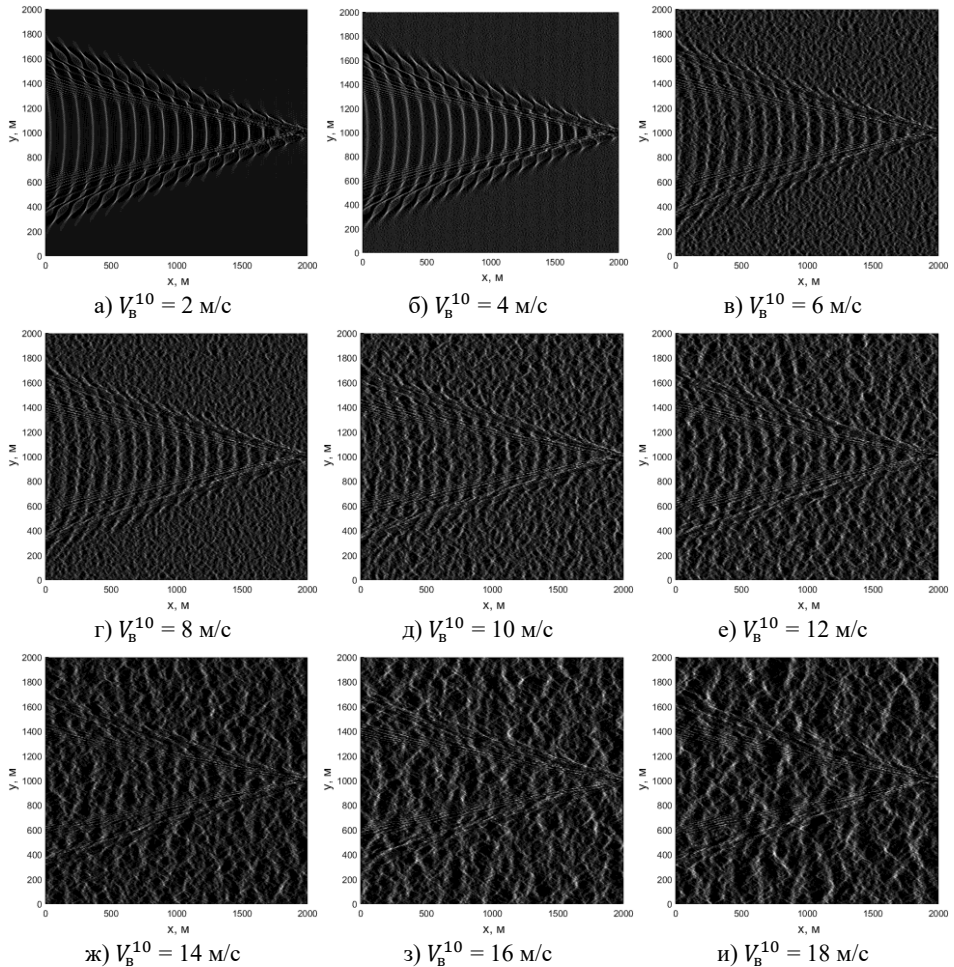


Рис. 2. РЛИ кильватерного следа надводного судна при разной балльности морского волнения, полученные путем математического моделирования.

Fig. 2. Obtained by mathematical modeling SAR images of the ship wake at different sea state conditions

Рисунок 2 показывает, что волны кильватерного следа подавляются с ростом балльности морского волнения. Структура сигнатуры кильватерного следа разрушается с увеличением балльности морской поверхности. Сравнительно быстро затухающей компонентой кильватерного следа являются поперечные волны, формирующиеся срывом потоков воды за кормой надводного корабля. При скорости ветра на высоте 10 м, равной 12 м/с, наблюдается фрагментация расходящихся волн кильватерного следа.

Дальнейшее повышение балльности волнения приводит к нарушению структуры кильватерного следа, оставляя только широкие, асимптотические V-образные линии остриев (см. рис. 3).

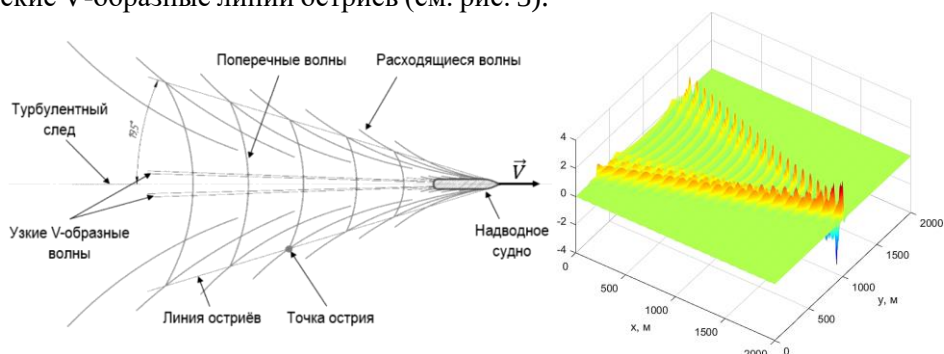


Рис. 3. Структура кильватерного следа (слева) и его модель (справа).

Fig. 3. The structure of the ship wake (left) and its model (right)

2.4 Алгоритм определения скорости движения надводного судна

Предметом исследования данной статьи является подход к определению скорости движения надводного судна, в основе которого лежит обработка радиолокационного изображения $I(x, y)$ участка акватории, содержащего радиолокационную сигнатуру кильватерного следа на фоне взволнованной морской поверхности.

Корабельные волны, входящие в состав кильватерного следа, являются гравитационными. Фазовая скорость гравитационных волн определяется соотношением [10, 11]

$$V_{\phi} = \frac{\omega}{k}, \quad (12)$$

где ω — круговая (орбитальная) частота морской волны, k — волновое число.

Одним из основных дисперсионных соотношений, связывающих частоты и волновые числа длинных морских волн для полностью установившегося (развитого) волнения, является выражение

$$\omega = \sqrt{g \cdot k}, \quad (13)$$

где $g = 9,81 \text{ м/с}^2$ — ускорение свободного падения.

Исходя из этого, скорость надводного корабля может быть определена по его кильватерному следу с использованием аналитического выражения [10]:

$$V_{\text{НК}} = \frac{\omega}{k} = \frac{\sqrt{g \cdot k}}{k} = \sqrt{\frac{g}{k_{\text{max}}}}, \quad (14)$$

где k_{max} — модуль волнового числа, соответствующего максимальному значению модуля Фурье-спектра радиолокационного изображения.

В соответствии с этим можно формализовать алгоритм оценки полной скорости движения надводного корабля по изображению его кильватерного следа. Исходными данными алгоритма являются только изображение, содержащее кильватерный след, и линейные размеры его кванта (пиксела). При этом в данном случае рассматривается радиолокационное изображение по причине неоспоримых преимуществ дистанционного зондирования поверхности Земли в радиодиапазоне, к которому можно отнести круглогодичность, круглосуточность и независимость съемки от сезонных, погодных и климатических изменений условий наблюдения в сочетании с большой удаленностью и широкой зоной обзора.

Для простоты понимания алгоритм условно разделяется на пять последовательных этапов, описываемых далее.

1. На первом этапе линейные координаты x , y каждого кванта (пиксела) РЛИ $I(x, y)$ пересчитываются в сетку отсчетов волновых чисел k_x , k_y при помощи выражения (15):

$$\begin{bmatrix} k_x \\ k_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2 \cdot \pi \cdot \Delta x^{-1} \cdot \left(n - \frac{N}{2}\right) \\ 2 \cdot \pi \cdot \Delta y^{-1} \cdot \left(m - \frac{M}{2}\right) \end{bmatrix}, \quad (15)$$

где Δx , Δy — линейные размеры кванта (пиксела) РЛИ (в метрах); $n = 1 \dots N$, $m = 1 \dots M$ — номера (индексы) квантов РЛИ; $N \times M$ — размерность матрицы РЛИ.

2. На втором этапе рассчитывается Фурье-образ РЛИ посредством двумерного дискретного (быстрого) преобразования Фурье (БПФ) в соответствии с аналитическим выражением (16):

$$W(k_x, k_y) \sim W_{k_x, k_y} = \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M I_{n,m} \cdot e^{-j \cdot 2 \cdot \pi \cdot \left(\frac{n \cdot k_x}{N} + \frac{m \cdot k_y}{M}\right)}. \quad (16)$$

3. На третьем этапе определяются волновые числа k_{xmax} и k_{ymax} , соответствующие максимальному значению $Wmax$ спектра РЛИ, которое считается фиксатором максимума:

$$\max_{k_x, k_y} \{|W(k_x, k_y)|\} = Wmax; \quad (17)$$

$$k_{xmax}, k_{ymax}: |W(k_{xmax}, k_{ymax})| = Wmax. \quad (18)$$

4. На четвертом этапе рассчитывается модуль волнового числа, соответствующего максимальному значению модуля спектра РЛИ:

$$k_{max} = |k_{max}| = \sqrt{(k_{xmax})^2 + (k_{ymax})^2}. \quad (19)$$

5. На пятом этапе осуществляется расчет скорости движения надводного корабля согласно аналитическому выражению (14).

Обобщенная структурная схема вышеописанного алгоритма представлена на рис. 4.

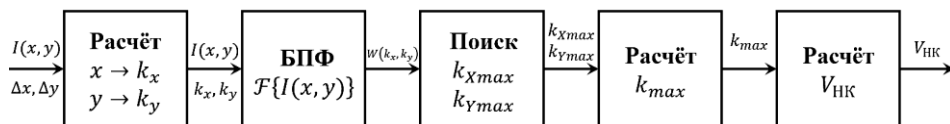


Рис. 4. Структурная схема алгоритма оценки скорости корабля по радиолокационному изображению кильватерного следа.

Fig. 4. Structural scheme of the algorithm for estimating the ship's velocity using a SAR image of the ship wake

В качестве примера на рис. 5 показаны результаты определения скорости движения надводного корабля по спектру «синтетического» радиолокационного изображения кильватерного следа, которые были получены в соответствии с описанным выше алгоритмом в программной среде разработки *MATLAB*.

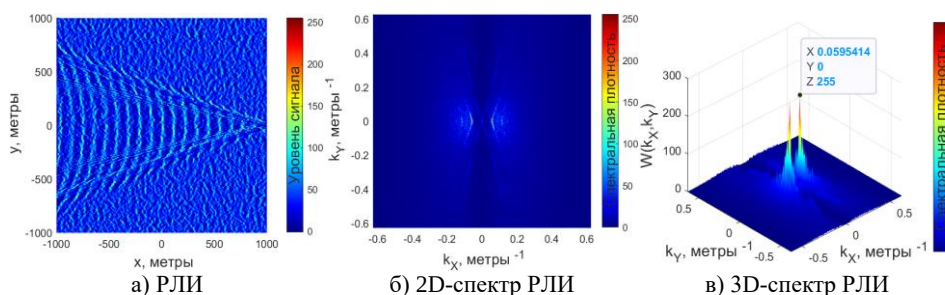


Рис. 5. Пример определения скорости движения надводного судна по Фурье-спектру радиолокационного изображения кильватерного следа.

Fig. 5. An example of determining the velocity of a ship using the Fourier spectrum of the SAR image of the ship wake

На рис. 5, а показано радиолокационное изображение кильватерного следа надводного корабля с параметрами: длина 80 м., ширина 15 м., осадка 6 м., скорость движения 13 м/с, $V_B^{10} = 8$ м/с. На рис. 5, б показан спектр радиолокационного изображения в координатах волнового числа в двумерном представлении, на рис. 5, в — в трехмерном (изометрическом) представлении. Оценка скорости надводного судна для примера на рис. 5 составила

$$V_{\text{НК}} = \sqrt{\frac{g}{k_{\text{max}}}} = \sqrt{\frac{g}{\sqrt{(k_{x\text{max}})^2 + (k_{y\text{max}})^2}}} = \sqrt{\frac{9,81}{\sqrt{(0,0595)^2 + (0)^2}}} \approx 12,84 \text{ м/с},$$

что дает абсолютную погрешность оценки 0,16 м/с (относительная — 1,23 %).

Рассматриваемый алгоритм был подробно описан в работах [10—14]. Программная реализация такого алгоритма и экспериментальное подтверждение его адекватности были представлены нами в работе [15].

2.5 Влияние балльности морского волнения

Влияние балльности морского волнения на заметность (видимость) кильватерных следов надводных судов и кораблей на радиолокационных изображениях достаточно подробно представлено в многочисленных научных работах, например, [2—4, 8, 10—14]. Однако эффективность описанного подхода при определении скорости движения надводного судна в условиях разного состояния морской поверхности представлена в работах [2—3, 8, 10—13] только на качественном уровне. В настоящей статье приводятся результаты количественной оценки влияния балльности морского волнения на точность определения скорости движения надводного корабля рассматриваемым алгоритмом.

В рамках описанного подхода осуществляется математическое моделирование радиолокационных изображений кильватерных следов надводных кораблей при разном состоянии морской поверхности, и выполняется оценка скорости движения надводного корабля по спектру полученного РЛИ. Далее осуществляется сопоставление полученной оценки скорости $\hat{V}_{\text{НК}}$ с заранее известным («закладываемым» при моделировании) значением скорости $V_{\text{НК}}$ надводного корабля, на основе которого вычисляется среднеквадратическое отклонение (СКО) несмещенной ошибки по формуле

$$\sigma_{V_{\text{НК}}} = \sqrt{\frac{1}{N \cdot (N - 1)} \cdot \sum_{n=1}^N (\hat{V}_{\text{НК}} - V_{\text{НК}})^2}. \quad (20)$$

Данная процедура повторяется N раз для каждого значения балльности морского волнения, представленного средней высотой морских волн $H_{\text{ср}}$ и (или) скоростью ветра на высоте 10 метров над уровнем моря $V_{\text{в}}^{10}$, которые могут быть связаны между собой эмпирическим соотношением [1]

$$V_{\text{в}}^{10} \approx 8,67 \cdot H_{\text{ср}}^{0,4}. \quad (21)$$

Таким образом, формируется выборка (база знаний) оценок скорости движения надводного корабля, полученных описанным алгоритмом, для разных значений балльности морского волнения. Затем осуществляется аппроксимация полученных оценок в виде функции балльности (средней высоты морских волн и/или скорости ветра на высоте 10 метров над

уровнем моря) по критерию максимума коэффициента детерминации R^2 (R -квадрат):

$$R^2 = 1 - \frac{SSE}{SST}, \quad (22)$$

где SSE — сумма квадратов отклонений между наблюдаемыми значениями и полученными значениями аппроксимации:

$$SSE = \sum_{k=0}^{K-1} \left(3\sigma_{V_{HK}k} - \widehat{3\sigma_{V_{HK}k}} \right)^2; \quad (23)$$

где SST — общая сумма квадратов полученных наблюдений:

$$SST = \sum_{k=0}^{K-1} \left(3\sigma_{V_{HK}k} - \overline{3\sigma_{V_{HK}k}} \right)^2, \quad (24)$$

где $\widehat{3\sigma_{V_{HK}k}}$ — аппроксимационные значения; $K = 17$; $3\sigma_{V_{HK}}$ — значения «три сигма» несмещенной ошибки, полученные по результатам математического моделирования согласно выражению (20); $\overline{3\sigma_{V_{HK}k}}$ — среднее значение $3\sigma_{V_{HK}k}$:

$$\overline{3\sigma_{V_{HK}k}} = \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} \left(3\sigma_{V_{HK}k} \right). \quad (25)$$

3. Результаты и их обсуждение

На рис. 6 показан график оценок скорости движения надводного судна, полученных согласно блок-схеме рис. 1 при разных балльностях морского волнения. Состояние моря отображено скоростью ветра на высоте 10 метров относительно условного уровня нулевой высоты (горизонтальная ось абсцисс на рис. 6), поскольку большинство морских волн являются ветровыми. Другие виды морских волн — сейсмические, барические, приливные, отливные и т. д. — не рассматривались по причинам их редкой встречаемости и высокой сложности математического описания. В данной работе скорость ветра принимала значения от 0 до 16 м/с, что соответствовало средней высоте морских волн до 5 метров (волнение от 0 до 6 баллов по шкале Дугласа). По вертикальной оси ординат отложены значения несмещенной ошибки скорости движения надводного корабля, полученные описанным алгоритмом.

Рис. 6 показывает, что для фиксированных габаритных размеров надводного корабля и постоянной скорости его движения погрешность оценки скорости движения надводного корабля описанным подходом увеличивается с ростом балльности морского волнения (высоты волн и/или скорости ветра).

Для количественной оценки точности определения скорости движения надводного корабля по радиолокационному изображению кильватерного следа получена аппроксимация несмещенной ошибки $\sigma_{V_{\text{нк}}}$ по уровню «три сигма» на основе степенной функции вида

$$3 \cdot \sigma_{V_{\text{нк}}} \approx \pm a \cdot (V_{\text{в}}^{10})^b, \quad (26)$$

где $a = 10^{-5.4}$; $b = 5,25$ — параметры аппроксимации; V_{10} — скорость ветра на высоте 10 метров над средним уровнем морской поверхности. Коэффициент детерминации составил $R^2 = 0,978$. Вид аппроксимирующих кривых показан жирным пунктиром на рис. 6.

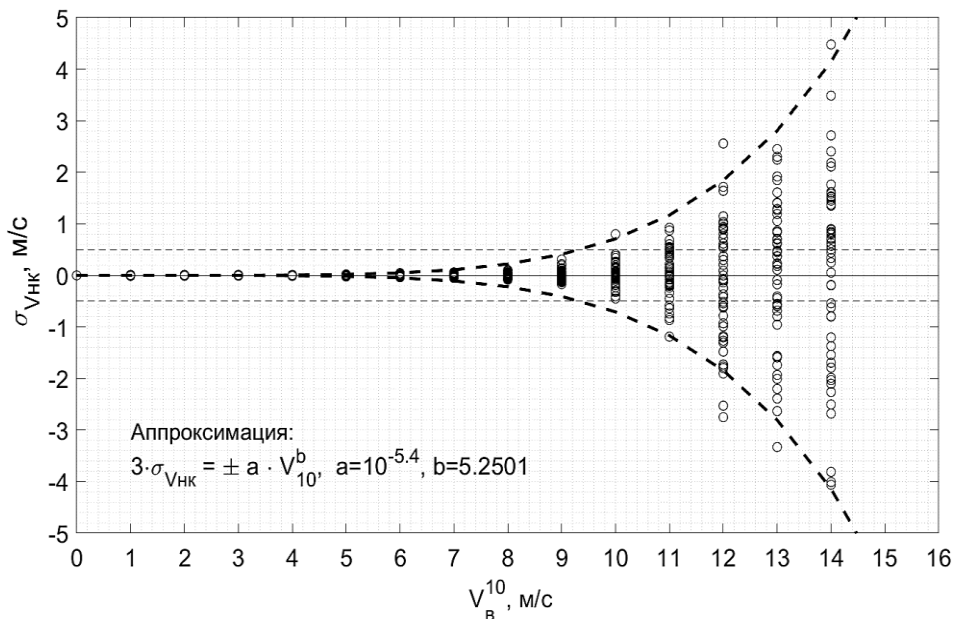


Рис. 6. Величина несмещенной ошибки определения скорости движения надводного судна как функция балльности морского волнения (скорости ветра).

Fig. 6. The magnitude of the unbiased error in determining the velocity of the ship as a function of sea wave severity (wind speed)

Аналогично, на рис. 7 показан график оценок точности определения скорости движения надводного судна по радиолокационному изображению его кильватерного следа, полученных согласно блок-схеме рис. 1 при разных скоростях движения надводного судна и постоянной балльности морского волнения. Состояние моря характеризовалось скоростью ветра на высоте 10 м равной $V_{\text{в}}^{10} = 11$ м/с. По горизонтальной оси абсцисс отложена абсолютная (полная) скорость движения надводного корабля. По

вертикальной оси ординат отложены значения несмещенной ошибки скорости, полученные описанным алгоритмом.

Таким образом, рис. 7 показывает, что оценка скорости движения надводного корабля описанным алгоритмом остается достоверной до тех пор, пока мощность двумерного спектра волн кильватерного следа является большей по сравнению с мощностью двумерного спектра морской поверхности, то есть, когда волны кильватерной струи имеют бóльшую высоту по сравнению с ветровыми волнами, являющимися основным видом морских волн.

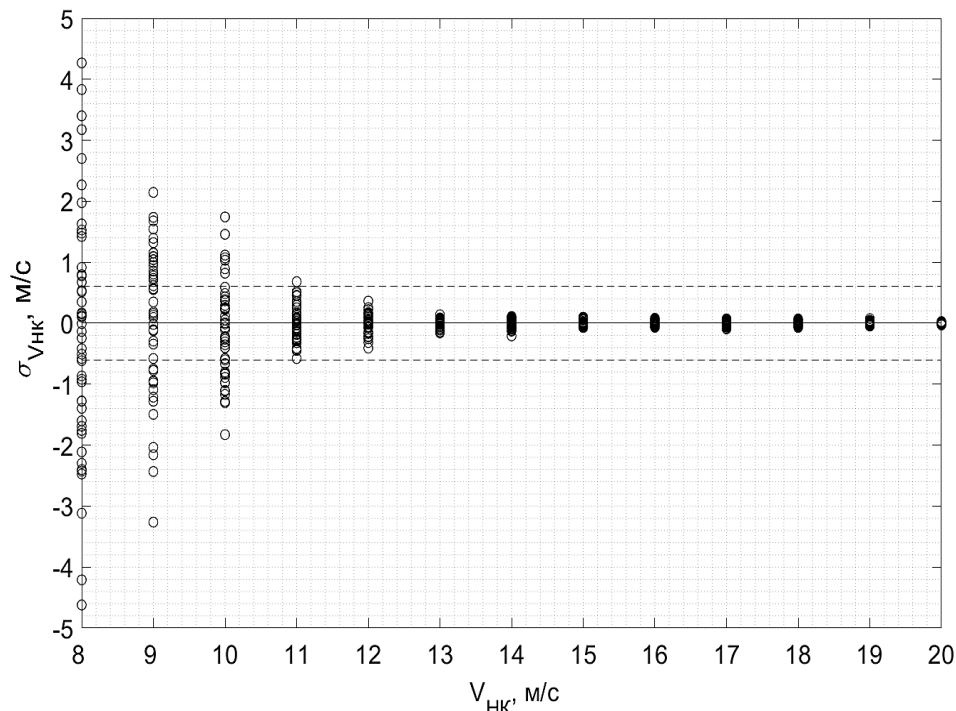


Рис. 7. Величина несмещенной ошибки определения скорости движения надводного корабля как функция полной скорости его движения при фиксированной балльности морского волнения ($V_B^{10} = 11 \text{ м/с}$).

Fig. 7. The magnitude of the unbiased error in determining the velocity of the ship as a function of its full velocity at a fixed sea state ($V_B^{10} = 11 \text{ m/s}$)

Осуществляя подобный расчет с одновременным учетом балльности морского волнения и скорости движения надводного судна, получаем диаграмму величины несмещенной ошибки определения скорости движения надводного судна в виде двухпараметрической функции балльности моря и полной скорости движения судна по уровню «три сигма» (см. рис. 8).

Сказанное стоит добавить тем, что в реальности наряду с балльностью морского волнения на точность оценки скорости также оказывают влияние возможно имеющиеся на морской поверхности неоднородности и аномалии (пленки биологического и/или искусственного происхождения), другие кильватерные следы и наличие на РЛИ интенсивного и нестационарного спекл-шума, однако, анализ этих факторов выходит за рамки данной работы.

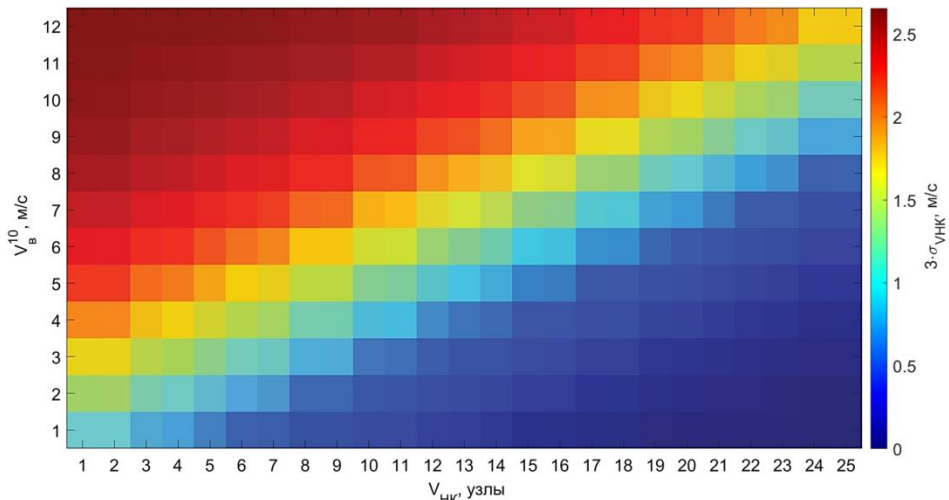


Рис. 8. Величина несмещенной ошибки определения скорости движения надводного корабля как функция полной скорости его движения и балльности морского волнения в виде скорости ветра на высоте 10 метров.

Fig. 8. The magnitude of the unbiased error in determining the velocity of the ship as a function of its full velocity and the severity of the sea waves in the form of wind speed at a height of 10 meters

Таблица 1. Условия и виды дисперсионных соотношений [1]

Table 1. Conditions and types of dispersion relations [1]

Условие	Вид дисперсионного соотношения
Гравитационные волны ($k \ll \sqrt{g/\omega \cdot \gamma}$)	$\omega = \sqrt{g \cdot k \cdot \text{tg}(k \cdot H)}$
Капиллярные волны ($k \gg \sqrt{g/\omega \cdot \gamma}$)	$\omega = \sqrt{g \cdot k^3 \cdot \gamma \cdot \text{tg}(k \cdot H)}$
Мелкая вода ($k \cdot H \ll 1$)	$\omega = \sqrt{g \cdot k^2 \cdot H \cdot (1 + \gamma \cdot k^2/g)}$
Глубокая вода ($k \cdot H \gg 1$)	$\omega = \sqrt{g \cdot k \cdot (1 + \gamma \cdot k^2/g)}$
Конечная глубина	$\omega = \sqrt{(g \cdot k + k^3 \cdot \gamma) \cdot \text{tg}(k \cdot H)}$

Также следует отметить, что аналитические выражения (13), (14), используемые для определения скорости движения надводного корабля по спектру РЛИ его кильватерного следа, корректны только для глубоких ак-

ваторий со «свободной» поверхностью, например, морей и океанов, когда действием поверхностного натяжения морских волн и глубиной акватории можно пренебречь ($\gamma = 0, H \rightarrow \infty$) [1]. Для других параметров акватории и видов морских волн целесообразно использовать иные дисперсионные соотношения. В качестве справочной информации некоторые из них представлены в табл. 1.

4. Заключение

Получены оценки влияния балльности морского волнения на точность определения скорости движения надводного судна по сформированным в результате математического моделирования радиолокационным изображениям аддитивной смеси кильватерного следа и морских волн в виде функции скорости ветра на высоте 10 метров над уровнем моря и средней высоты морских волн. На основе полученных оценок среднеквадратического отклонения несмещенной ошибки измерения рассчитана аппроксимирующая функция со степенным законом вида $y = a \times x + b$, где $a = 10^{-5,4}$; $b = 5,25$; x — скорость ветра на высоте 10 метров, y — ошибка измерения скорости надводного судна по уровню «три сигма» при скорости судна 25 узлов, что является максимальной скоростью подавляющего большинства грузовых и рыболовных судов. Коэффициент детерминации аппроксимирующего выражения составил 0,978, что является достаточно высоким значением.

Для анализа влияния балльности морского волнения на точность определения скорости движения корабля при разных скоростях его движения было проведено аналогичное исследование, которое показало, что оценка скорости движения надводного судна описанным алгоритмом остается достоверной до тех пор, пока мощность двумерного спектра кильватерного следа является большей по сравнению с мощностью двумерного спектра морской поверхности, то есть, когда волны кильватерного следа имеют большую высоту по сравнению с морскими ветровыми волнами.

Получена также двумерная функция ошибки определения скорости движения надводного судна, что позволяет оценить совместную погрешность определения скорости описанным подходом при различной балльности морского волнения и абсолютной скорости движения надводного судна.

Следует отметить, что все результаты в некотором роде являются специфическими для параметров моделирования, используемых в этом исследовании, и, вероятно, для различных двумерных спектров морского волнения, взаимного направления корабельных и ветровых волн, а также размеров и форм корпуса судов они могут в некоторой степени различать-

ся. Поэтому необходимо полное сравнение с учетом этих факторов, возможные сценарии которых будут исследованы в будущих работах. Однако описанная последовательность действий при оценке погрешности определения скорости движения надводных судов может быть использована в качестве методики при выполнении исследований или решении прикладных задач в соответствующей области науки и техники.

Другое направление работы включает количественную оценку параметров различных сигнатур кильватерных следов с использованием как «синтетических», так и реальных радиолокационных изображений и сверточных нейронных сетей по их обнаружению и классификации.

Тем не менее, на основании расчетных данных можно заключить, что полученный результат количественно иллюстрирует основную концепцию, которая заключается в том, что повышение балльности морского волнения и (или) снижение скорости движения судна ухудшает возможности визуализации кильватерных следов на радиолокационных изображениях, в частности, снижает точность определения скорости движения надводного корабля по спектру радиолокационного изображения его кильватерного следа.

Список литературы

1. Абузяров З. К. Режим, диагноз и прогноз ветрового волнения в океанах и морях. Научно-методическое пособие. Федеральная служба гидрометеорологии и мониторингу окружающей среды / Под ред. Е. С. Нестерова. Москва, 2013. 292 с.
2. Hennings I., Romeiser R., Alpers W., Viola A. Radar imaging of Kelvin arms of ship wakes // *International Journal of Remote Sensing*. 1999. Vol. 20, no. 13, P. 2519–2543.
3. Rizaev I. G., Karakus O., Hogan S. J., Achim A. Modeling and SAR Imaging of the Sea Surface : a Review of the State-of-the-Art with Simulations // *ISPRS Journal of Photogrammetry and Remote Sensing*. 2022. Vol. 187. P. 120–140.
4. Лавров А. А. Радиолокационный скоростной портрет. Основы теории. Монография. М. : Радиотехника, 2013. 160 с.
5. Михайлов В. Н., Пыко Н. С., Богачев М. И., Кутузов В. М. Флуктуационный анализ моделей морской поверхности // *Вестник НовГУ*. 2023. Вып. 1 (130). С. 129–145.
6. Пыко Н. С., Орандаренко Е. Д., Богачёв М. И. Статистический анализ локальных экстремумов взволнованной морской поверхности на основе данных математического моделирования // *Известия вузов России. Радиоэлектроника*. 2023. Т. 26, № 5. С. 99–111.
7. Гурнов К. Б., Норман Р. М. Моделирование радиолокационных изображений морской поверхности в локаторах кругового и бокового обзоров // *Системы управления и обработки информации*. 2024. Вып. 4 (67). С. 5–21.
8. Норман Р. М., Гурнов К. Б. Математическое моделирование радиолокационных изображений кильватерных следов // *Информация и космос*. 2024. Вып. 2. С. 25–33.
9. Zilman G., Zapolski A., Marom M. On Detectability of a Ship's Kelvin Wake in Simulated SAR Images of Rough Sea Surface // *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*. 2014. Vol. 53, no. 2. P. 609–619.
10. Tunaley J. K. E. The Estimation of Ship Velocity from SAR Imagery // In : 2003 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium. Proceedings IEEE, IGARSS, 2003. P. 191–193.

11. Fan K. [et al.]. Analysis of ship wake features and extraction of ship motion parameters from SAR images in the Yellow Sea // *Frontiers of Earth Science*, 2019. Vol. 13, no. 3. P. 588–595.
12. Panico A., Graziano M. D., Renga A. SAR-Based Vessel Velocity Estimation from Partially Imaged Kelvin Pattern // *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*. 2017. Vol. 14, no. 11. P. 2067–2071.
13. Graziano M. D., D’Errico M., Rufino G. Wake Component Detection in X-Band SAR Images for Ship Heading and Velocity Estimation // *Remote Sensing*. 2016. Vol. 8, no. 6. P. 1–15.
14. Rizaev I., Karakus O., Hogan S. J., Achim A. The Effect of Sea State on Ship Wake Detectability in Simulated SAR Imagery/ In : *IEEE International Conference on Image Processing (ICIP)*. 2020. P. 3478–3482.
15. Норман Р. М., Ступин В. В. Определение скорости движения корабля по радиолокационному изображению кильватерного следа. В сб. : «Молодежь. Техника. Космос» : труды семнадцатой общероссийской молодежной науч.-техн. конф. Санкт-Петербург, 2025. Т. 3. С. 15—19.

Информация об авторах

Норман Роман Михайлович, аспирант, инженер, Научно-производственное предприятие «Радар ммс», г. Санкт-Петербург, Российская Федерация.

Гурнов Константин Борисович, кандидат технических наук, доцент кафедры моделирования вычислительных и электронных систем Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения; начальник отдела Научно-производственного предприятия «Радар ммс», г. Санкт-Петербург, Российская Федерация.

Estimation the Impact of Sea State Condition on the Accuracy of Determining the Ship Velocity Based on the SAR Image of Ship Wake

R. M. Norman¹ and K. B. Gurnov^{1,2}

¹*Scientific and Production Enterprise «Radar mms»*

37, Litera A, Novoselkovskaya st., St. Petersburg, 197375, Russian Federation

²*Saint-Petersburg State University of Aerospace Instrumentation*

67, Litera A, Bolshaya Morskaya st., St. Petersburg, 190000, Russian Federation

norman.roma.98@mail.ru

Received: September 27, 2025

Peer-reviewed: October 4, 2025

Accepted: October 4, 2025

Abstract: This article presents the results of an assessment of the impact of sea state on the accuracy of determining the speed of a surface vessel using the spectrum of a radar wake image. Using synthetic radar images, the dependences of the standard deviation of the unbiased error in measuring the speed of a surface vessel as a function of sea state and as a function of the vessel's speed at a fixed sea state are obtained. Approximation expressions are derived to describe the dependences obtained through mathematical modeling.

Keywords: ship wake, surface vessel, ship velocity, synthetic aperture radar, SAR image.

For citation (IEEE): R. M. Norman and K. B. Gurnov, "Estimation the Impact of Sea State Condition on the Accuracy of Determining the Ship Velocity Based on the SAR Image of Ship Wake," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 9, no. 1, pp. 58–77, 2026, doi: 10.21227/z8hf-6477. (In Russ.).

References

- [1] Z. K. Abuzyarov, *Regime, diagnosis and forecast of wind waves in oceans and seas*. Ye. S. Nesterov, Ed. Moscow, 2013. (In Russ.).
- [2] I. Hennings, R. Romeiser, W. Alpers, and A. Viola, "Radar imaging of Kelvin arms of ship wakes," *International Journal of Remote Sensing*, vol. 20, no. 13, pp. 2519–2543, 1999.
- [3] I. G. Rizaev, O. Karakus, S. J. Hogan, and A. Achim, "Modeling and SAR Imaging of the Sea Surface: a Review of the State-of-the-Art with Simulations," *ISPRS Journal of Photogrammetry and Remote Sensing*, vol. 187, pp. 120–140, 2022.
- [4] A. A. Lavrov. *Radar velocity portrait. Fundamentals of theory*. Moscow: Radiotekhnika Publ., 2013. (In Russ.).
- [5] V. N. Mikhailov, N. S. Pyko, M. I. Bogachev, and V. M. Kutuzov, "Fluctuation analysis of sea surface models," *Vestnik NovGU*, no. 1 (130), pp. 129–145, 2023. (In Russ.).

- [6] N. S. Pyko, E. D. Orandarenko, and M. I. Bogachev, "Statistical analysis of local extremes of a rough sea surface based on mathematical modeling data," *Izvestiya vuzov Rossii. Radioelektronika*, no. 5 (26), pp. 99–111, 2023. (In Russ).
- [7] K. B. Gurnov and R. M. Norman, "Modeling of radar images of the sea surface in circular and side-view radars," *Sistemy upravleniya i obrabotki informatsii*, no. 4 (67), pp. 5–21, 2024. (In Russ).
- [8] R. M. Norman and K. B. Gurnov, "Mathematical modeling of radar wake images," *Informatsiya i kosmos*, no. 2, pp. 25–33, 2024. (In Russ).
- [9] G. Zilman, A. Zapolski, and M. Marom, "On Detectability of a Ship's Kelvin Wake in Simulated SAR Images of Rough Sea Surface," *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 53, no. 2, pp. 609–619, 2014.
- [10] J. K. E. Tunaley, "The Estimation of Ship Velocity from SAR Imagery," in *2003 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium*, Proceedings IEEE, IGARSS, pp. 191–193, 2003.
- [11] K. Fan, [et al.], "Analysis of ship wake features and extraction of ship motion parameters from SAR images in the Yellow Sea," *Frontiers of Earth Science*, vol. 13, no. 3, pp. 588–595, 2019.
- [12] A. Panico, M. D. Graziano, and A. Renga, "SAR-Based Vessel Velocity Estimation from Partially Imaged Kelvin Pattern," *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, vol. 14, no. 11, pp. 2067–2071, 2017.
- [13] M. D. Graziano, M. D'Errico, and G. Rufino, "Wake Component Detection in X-Band SAR Images for Ship Heading and Velocity Estimation," *Remote Sensing*, vol. 8, no. 6, pp. 1–15, 2016.
- [14] I. Rizaev, O. Karakus, S. J. Hogan, and A. Achim, "The Effect of Sea State on Ship Wake Detectability in Simulated SAR Imagery," in *IEEE International Conference on Image Processing (ICIP)*, pp. 3478–3482, 2020.
- [15] R. M. Norman and V. V. Stupin, "Determining the speed of a ship using a radar image of its wake," in "Molodozh'. Tekhnika. Kosmos": Proc. of the Seventeenth All-Russian Youth Scientific and Technical Conf. St. Petersburg, vol. 3, pp. 15–19, 2025. (In Russ).

Information about the authors

Roman M. Norman, postgraduate student, engineer, Scientific and Production Enterprise "Radar mms", St. Petersburg, Russian Federation.

Konstantin B. Gurnov, Candidate of Engineering Sciences, Associate Professor of the Department of Modeling of Computing and Electronic Systems at the St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation; Head of Department Scientific and Production Enterprise "Radar mms", St. Petersburg, Russian Federation.

УДК 621.376

Обнаружитель детерминированных сигналов

Дегтярев А. Н., Слѣзкин Г. В., Поляков А. Л., Афонин И. Л.

Севастопольский государственный университет

ул. Университетская, 33, г. Севастополь, 299053, Российская Федерация

degtyaryov1966@yandex.ru

Получено: 29 октября 2025 г.

Отрецензировано: 8 ноября 2025 г.

Принято к публикации: 8 ноября 2025 г.

Аннотация: Предлагаемый обнаружитель детерминированного сигнала построен с использованием автокоррелятора и согласованного фильтра. Показано, что обнаружитель позволяет в идеальном случае снизить вероятности ложной тревоги и пропуска цели до нуля. Это становится возможным за счет того, что условная плотность распределения вероятностей отсчетного значения выходного сигнала при наличии сигнала во входной аддитивной смеси обнаружителя представляет собой дельта-функцию. В случае, когда уровень входного сигнала зависит от дальности до цели, предлагается использовать усовершенствованный обнаружитель, на входе которого включено устройство автоматической регулировки усиления, а на выходе — коррелятор. Этот вариант обнаружителя использует ортогональность корреляционной функции сигнала и корреляционной функции шума. Усовершенствованный обнаружитель также позволяет снизить до нуля вероятности ложной тревоги и пропуска цели.

Ключевые слова: обнаружитель детерминированного сигнала, плотность распределения вероятностей, корреляционная функция, коррелятор, согласованный фильтр, ортогонализация.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Дегтярев А. Н., Слѣзкин Г. В., Поляков А. Л., Афонин И. Л. Обнаружитель детерминированных сигналов // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2026. Т. 9, № 1. С. 78—89.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Дегтярев, А. Н. Обнаружитель детерминированных сигналов / А. Н. Дегтярев, Г. В. Слѣзкин, А. Л. Поляков, И. Л. Афонин // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. — 2026. — Т. 9, № 1. — С. 78—89.

1. Введение

Радиотехнические системы обнаружения сигналов строятся на основе критерия Неймана — Пирсона [1]. Согласно этому критерию фиксиру-

ется вероятность ложной тревоги и рассматривается зависимость правильного обнаружения от параметра обнаружения (отношения сигнал/шум). Т. е. требуемые характеристики обнаружителя достигаются за счет определения порога обнаружителя [1].

Оптимальными по указанному критерию являются согласованные фильтры и корреляторы. Дисперсия отсчетного значения выходного сигнала таких оптимальных приемников определяется спектральной плотностью мощности входного шума и спектральной плотностью сигнала, с которым эти приемники согласованы [2].

При наличии полезного сигнала условная плотность распределения вероятностей отсчетного значения выходного сигнала приемника представляет собой копию условной плотности распределения вероятностей этого значения при отсутствии сигнала, смещенную на отсчетное значение выходного полезного сигнала [1]. Т. е. при наличии сигнала дисперсия выходного шума не изменяется, вследствие чего изменение порога обнаружителя с целью снижения вероятности ложной тревоги приводит к снижению вероятности правильного обнаружения [1].

Целесообразно построить обнаружитель сигнала, позволяющий снизить дисперсию отсчетного значения выходного сигнала приемника при наличии обнаруживаемого сигнала и снизить вероятности ложной тревоги и пропуска цели.

2. Принцип работы обнаружителя

Структурная схема обнаружителя показана на рисунке 1.

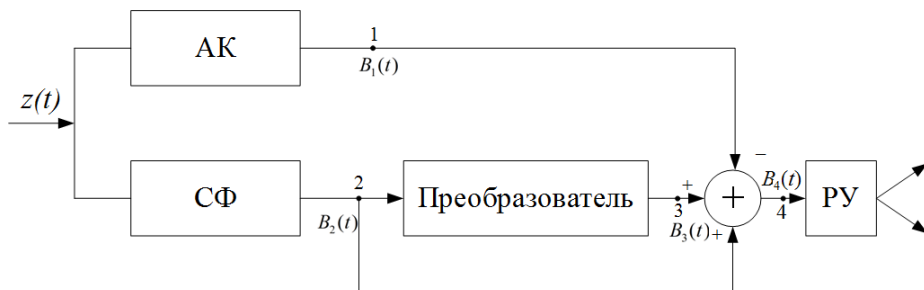


Рис. 1. Структурная схема обнаружителя.

Fig. 1. Block diagram of a locator

В состав обнаружителя входят: автокоррелятор (АК), согласованный фильтр (СФ), преобразователь, сумматор («+»), решающее устройство (РУ).

Рассмотрим сигналы в точках 1—5 (рис. 1) для двух случаев: когда входная аддитивная смесь $z(t)$ содержит полезный сигнал $s(t)$, и когда

$s(t)$ отсутствует. Будем считать, что решение о наличии сигнала в смеси $z(t)$ определяется в момент окончания длительности T сигнала $s(t)$.

При наличии сигнала входная смесь имеет вид

$$z(t) = s(t) + x(t),$$

где $x(t)$ — реализация входного шума.

Выходной сигнал автокоррелятора (контрольная точка 1) обусловлен автокорреляционной функцией (АКФ) смеси $z(t)$

$$B_1(t-T) = B_s(t-T) + B_x(t-T) + B_{sx}(t-T) + B_{xs}(t-T),$$

где $B_s(t)$ — АКФ сигнала; $B_x(t)$ — АКФ шума; $B_{sx}(t)$ и $B_{xs}(t)$ — взаимные корреляционные функции (ВКФ) сигнала и шума.

Выходной сигнал согласованного фильтра (контрольная точка 2) рассматривается как сумма АКФ $B_s(t)$ сигнала и ВКФ $B_{sx}(t)$ сигнала и шума

$$B_2(t-T) = B_s(t-T) + B_{sx}(t-T).$$

Преобразователь вычисляет функцию (контрольная точка 3)

$$B_3(t-T) = B_2(T-t) = B_s(t-T) + B_{sx}(t-T).$$

В последнем выражении учтено, что $B_{sx}(t-T) = B_{xs}(T-t)$, а $B_s(t-T) = B_s(T-t)$.

Выходной сигнал сумматора (контрольная точка 4) записывается как

$$B_4(t-T) = B_2(t-T) + B_3(t-T) - B_1(t-T) = B_s(t-T) - B_x(t-T).$$

В момент принятия решения $t = T$ выходной сигнал сумматора равен

$$B_4(0) = B_s(0) - B_x(0)$$

и, при условии, что входной шум $x(t)$ является стационарным в широком смысле случайным процессом, представляет собой неслучайную величину.

Условная вероятность того, что в принимаемой смеси содержится полезный сигнал, определяется как

$$P(s|z) = \frac{f(z|s)P(s)}{f(z)},$$

где $f(z|s)$ — условная плотность распределения вероятностей того, что смесь $z(t)$ принимается при наличии сигнала $s(t)$, $P(s)$ — вероятность сигнала $s(t)$, $f(z)$ — априорная плотность распределения вероятностей $z(t)$.

Поскольку в рассматриваемом случае выходной сигнал сумматора в момент принятия решения является неслучайной величиной $B_4(0)$, то $f(z|s)$ имеет вид дельта-функции

$$f(z|s) = \delta[z - B_s(0) - B_x(0)].$$

Следовательно

$$P(s|z) = \frac{\delta[z - B_s(0) + B_x(0)]P(s)}{f(z)}. \quad (1)$$

При отсутствии сигнала входная смесь имеет вид

$$z(t) = x(t).$$

Выходной сигнал автокоррелятора (контрольная точка 1) обусловлен автокорреляционной функцией (АКФ) шума $x(t)$

$$B_1(t-T) = B_x(t-T),$$

Выходной сигнал согласованного фильтра (контрольная точка 2) рассматривается как ВКФ $B_{sx}(t)$ сигнала и шума

$$B_2(t-T) = B_{xs}(t-T).$$

Преобразователь вычисляет функцию (контрольная точка 3)

$$B_3(t-T) = B_2(T-t) = B_{sx}(t-T).$$

Выходной сигнал сумматора (контрольная точка 4) записывается как $B_4(t-T) = B_2(t-T) + B_3(t-T) - B_1(t-T) = B_{xs}(t-T) + B_{sx}(t-T) - B_x(t-T)$.

В момент принятия решения $t = T$ выходной сигнал сумматора равен

$$B_4(0) = B_{xs}(0) + B_{sx}(0) - B_x(0)$$

и представляет собой случайную величину с математическим ожиданием, равным $-B_x(0)$.

Дисперсия D_4 величины $B_4(0)$ равна сумме равных дисперсий $D_{sx} = D_{xs}$ отсчетных значений ВКФ $B_{xs}(0)$ и $B_{sx}(0)$, которые вычисляются следующим образом

$$D_{sx} = D_{xs} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} W_x(\omega) S^2(\omega) d\omega, \quad (2)$$

где $W_x(\omega)$ — спектральная плотность мощности шума, $S^2(\omega)$ — энергетический спектр сигнала $s(t)$.

Если входной шум является белым, то

$$W_x(\omega) = \frac{N_0}{2},$$

$$D_{sx} = D_{xs} = \frac{N_0 E_s}{2},$$

где $E_s = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S^2(\omega) d\omega$ — энергия сигнала.

Условная вероятность того, что в принимаемой смеси не содержится полезный сигнал, определяется как

$$P(0|z) = \frac{f(z|0)P(0)}{f(z)},$$

где $f(z|0)$ — условная плотность распределения вероятностей того, что смесь $z(t)$ принимается при отсутствии сигнала $s(t)$, $P(0)$ — вероятность отсутствия сигнала $s(t)$, $f(z)$ — априорная плотность распределения вероятностей $z(t)$.

Если $x(t)$ — реализация белого шума, то $f(z|0)$ имеет вид нормального закона распределения с математическим ожиданием $-B_x(0)$ и дисперсией $2D_{sx}$

$$f(z|0) = \frac{1}{\sqrt{4\pi D_{sx}}} e^{-\frac{[z+B_x(0)]^2}{8D_{sx}}}.$$

Следовательно

$$P(0|z) = \frac{\frac{1}{\sqrt{4\pi D_{sx}}} e^{-\frac{[z+B_x(0)]^2}{8D_{sx}}} P(0)}{f(z)}.$$

Сравнение вероятностей (1) и (3) приводит к сравнению выражений

$$f(z|s)P(s) = \delta[z - B_s(0) + B_x(0)]P(s)$$

и

$$f(z|0)P(0) = \frac{1}{\sqrt{4\pi D_{sx}}} e^{-\frac{[z+B_x(0)]^2}{8D_{sx}}} P(0).$$

Графики этих функций условно показаны на рис. 2.

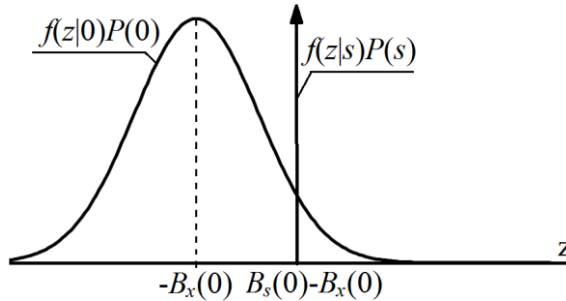


Рис. 2. Графики функций $f(z|s)P(s)$ и $f(z|0)P(0)$.

Fig. 2. Graphs of functions $f(z|s)P(s)$ and $f(z|0)P(0)$

Как видно, в данном случае, понятие «порог обнаружителя» вводить нецелесообразно.

Если измеритель выходного напряжения сумматора (контрольная точка 4, рис. 1) в момент времени $t=T$ определит напряжение $B_4(0) = B_s(0) - B_x(0)$, то выносятся решение о наличии во входной смеси сигнала $s(t)$. Если $B_4(0) \neq B_s(0) - B_x(0)$, то принимается решение об отсутствии сигнала $s(t)$.

Вероятность правильного обнаружения сигнала равна

$$P_1 = \int_{-\infty}^{\infty} f(z|s)P(s)dz = \int_{-\infty}^{\infty} \delta[z - B_s(0) + B_x(0)]P(s)dz = P(s).$$

Вероятность правильного необнаружения равна

$$P_2 = \int_{-\infty}^{\infty} f(z|0)P(0)dz = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{4\pi D_{sx}}} e^{-\frac{[z+B_x(0)]^2}{8D_{sx}}} P(0)dz = P(0).$$

Вероятность ложной тревоги

$$P_3 = 0,$$

как вероятность того, что непрерывная случайная величина (напряжение выходного сигнала сумматора при отсутствии $s(t)$) принимает значение, равное $B_s(0) - B_x(0)$.

Вероятность пропуска цели равна

$$P_4 = 1 - P_1 - P_2 - P_3 = 1 - P(s) - P(0) - 0 = 0,$$

т. к. $P(s) + P(0) = 1$.

В рассматриваемом случае при равных вероятностях наличия и отсутствия сигнала $s(t)$ $P(s) = P(0) = 0,5$ мы получаем равные вероятности правильного обнаружения и правильного необнаружения $P_1 = P_2 = 0,5$.

3. Усовершенствованная структурная схема обнаружителя

Ситуация изменяется, если учитывать особенности распространения электромагнитной волны в пространстве, собственные шумы приемника, погрешности конструктивного исполнения функциональных узлов приемника и т. п.

Так, согласно основному уравнению радиолокации [1], мощность принимаемого сигнала обратно пропорциональна четвертой степени дальности до цели. Тогда можно считать, что

$$B_s(0) = KB_0(0) = \frac{\gamma}{D_{\text{ц}}^4},$$

где $B_0(0)$ — энергия излученного сигнала, K — коэффициент ослабления излученного сигнала, γ — коэффициент пропорциональности, $D_{\text{ц}}$ — дальность.

Поскольку дальность $D_{\text{ц}}$ является случайной величиной, то K также является случайной величиной.

В этом случае сигналы в контрольных точках структурной схемы обнаружителя (рис. 1) при наличии сигнала во входной смеси равны

$$\begin{aligned} B_1(t-T) &= K^2 B_s(t-T) + B_x(t-T) + KB_{sx}(t-T) + KB_{xs}(t-T), \\ B_2(t-T) &= KB_s(t-T) + B_{xs}(t-T), \\ B_3(t-T) &= B_2(T-t) = KB_s(t-T) + B_{sx}(t-T), \\ B_4(t-T) &= B_2(t-T) + B_3(t-T) - B_1(t-T) = \\ &= (2K - K^2)B_s(t-T) + (1-K)B_{xs}(t-T) + (1-K)B_{sx}(t-T) - B_x(t-T). \end{aligned}$$

В момент принятия решения $t = T$ выходной сигнал сумматора равен

$$\begin{aligned} B_4(0) &= B_2(0) + B_3(0) - B_1(0) = \\ &= (2K - K^2)B_s(0) + (1-K)B_{xs}(0) + (1-K)B_{sx}(0) - B_x(0) \end{aligned}$$

и представляет собой случайную величину с законом распределения $f(z|s)$, отличным от дельта-функции.

Вероятности ложной тревоги и пропуска цели в этом случае отличаются от нуля.

Таким образом, для повышения качества работы обнаружителя необходимо принимать дополнительные меры.

Структурная схема усовершенствованного обнаружителя показана на рис. 3.

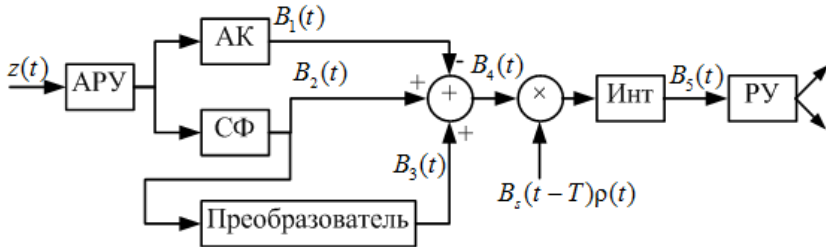


Рис. 3. Структурная схема усовершенствованного обнаружителя.

Fig. 3. Block diagram of an advanced locator

Структурная схема усовершенствованного обнаружителя включает рассмотренный ранее обнаружитель (рис. 1), устройство автоматической регулировки усиления (АРУ) и коррелятор, состоящий из перемножителя («×») и интегратора (Инт).

Устройство автоматической регулировки усиления поддерживает уровень сигнала на входе обнаружителя на постоянном уровне. Коэффициент усиления АРУ обратно пропорционален коэффициенту ослабления излученного сигнала K

$$K_{\text{АРУ}} = 1 / K.$$

В этом случае сигналы в контрольных точках структурной схемы обнаружителя (рисунок 3) при наличии сигнала во входной смеси равны

$$B_1(t-T) = B_s(t-T) + K_{\text{АРУ}}^2 B_x(t-T) + K_{\text{АРУ}} B_{sx}(t-T) + K_{\text{АРУ}} B_{xs}(t-T),$$

$$B_2(t-T) = B_s(t-T) + K_{\text{АРУ}} B_{xs}(t-T),$$

$$B_3(t-T) = B_2(t-T) = B_s(t-T) + K_{\text{АРУ}} B_{sx}(t-T),$$

$$\begin{aligned} B_4(t-T) &= B_2(t-T) + B_3(t-T) - B_1(t-T) = \\ &= B_s(t-T) - K_{\text{АРУ}}^2 B_x(t-T). \end{aligned}$$

Если случайный процесс $x(t)$ представляет собой стационарный случайный процесс, то сигнал $B_x(t-T)$ описывается детерминированной функцией. Также описывается детерминированной функцией сигнал $B_s(t-T)$.

Для функций $B_x(t-T)$ и $B_s(t-T)$ определим вес ортогональности $\rho(t)$ согласно методу изложенному в [3]. Условие ортогональности функций $B_x(t-T)$ и $B_s(t-T)$ имеет вид

$$\left\{ \begin{array}{l} \int_0^T B_s^2(t-T)\rho(t)dt = E_{sp}, \\ \int_0^T B_x^2(t-T)\rho(t)dt = E_{xp}, \\ \int_0^T B_x(t-T)B_s(t-T)\rho(t)dt = 0. \end{array} \right.$$

Тогда, выходной сигнал коррелятора в отсчетный момент времени определяется как

$$B_s(T) = \int_0^T B_4(t-T)B_s(t-T)\rho(t)dt = \int_0^T B_s^2(t-T)\rho(t)dt$$

и является величиной детерминированной.

Таким образом, плотность распределения вероятностей величины $B_s(T)$ при наличии сигнала во входной смеси является дельта-функцией.

Следовательно, усовершенствованный обнаружитель (рис. 3) обеспечивает нулевые вероятности пропуска цели и ложной тревоги.

4. Заключение

Предлагаемый обнаружитель детерминированного сигнала позволяет в идеальном случае снизить вероятности ложной тревоги и пропуска цели до нуля. Это становится возможным за счет того, что условная плотность распределения вероятностей отсчетного значения выходного сигнала при наличии сигнала во входной аддитивной смеси обнаружителя представляет собой дельта-функцию. В случае, когда уровень входного сигнала является случайной величиной и зависит от дальности до цели, предлагается использовать усовершенствованный обнаружитель, на входе которого включено устройство автоматической регулировки усиления, а на выходе — коррелятор. Опорный сигнал коррелятора представляет собой произведение корреляционной функции сигнала на вес ортогональности корреляционной функции сигнала и корреляционной функции шума. Тогда вероятности ложной тревоги и пропуска цели также можно снизить до нуля. При этом необходимо, чтобы корреляционная функция сигнала была отлична от корреляционной функции шума, поскольку в этом случае существует их вес ортогональности.

Список литературы

1. Радиозлектронные системы : основы построения и теория : справочник / Под ред. Я. Д. Ширмана. М. : Радиотехника, 2007. 512 с.

2. Харкевич А. А. Борьба с помехами. М. : Наука, 1965. 276 с.
3. Дегтярев А. Н. Ортогонализация функций и повышение помехоустойчивости высокоскоростных систем передачи информации : монография. М. : ИНФРА-М, 2015. 152 с.

Информация об авторах

Дегтярев Андрей Николаевич, кандидат технических наук, доцент кафедры «Радиоэлектроника и телекоммуникации» Высшей технологической школы «Севастопольский приборостроительный институт» Севастопольского государственного университета, г. Севастополь, Российская Федерация.

Слёзкин Геннадий Витальевич, старший преподаватель кафедры «Радиоэлектроника и телекоммуникации» Высшей технологической школы «Севастопольский приборостроительный институт» Севастопольского государственного университета, г. Севастополь, Российская Федерация.

Поляков Александр Леонидович, кандидат технических наук, доцент кафедры «Радиоэлектроника и телекоммуникации» Высшей технологической школы «Севастопольский приборостроительный институт» Севастопольского государственного университета, г. Севастополь, Российская Федерация.

Афонин Игорь Леонидович, доктор технических наук, заведующий кафедрой «Радиоэлектроника и телекоммуникации» Высшей технологической школы «Севастопольский приборостроительный институт» Севастопольского государственного университета, г. Севастополь, Российская Федерация.

The Locator of the Deterministic Signal

A. N. Degtyaryov, G. V. Slyozkin, A. L. Polyakov, and I. L. Afonin

Sevastopol State University
33, Universitetskaya st., Sevastopol, 299053, Russian Federation

andegtyarev@mail.sevsu.ru

Received: October 29, 2025
Peer-reviewed: November 8, 2025
Accepted: November 8, 2025

Abstract: *The proposed locator of the deterministic signal is constructed using an auto-correlator and a matched filter. It is shown that the locator allows to reduce the probabilities of false alarm and miss-detection to zero in the ideal case. This is possible due to the fact that the conditional probability density of the output signal's count value in the presence of a signal in the input additive mixture of the locator is a delta function. In the case where the input signal level depends on the target range, it is proposed to use an improved locator with an automatic gain control device at the input and a correlator at the output. This locator variant utilizes the orthogonality of the signal correlation function and the noise correlation function. The improved locator also reduces the probabilities of false alarms and missed targets to zero.*

Keywords: *locator of the deterministic signal, probability distribution density, correlation function, correlator, matched filter, orthogonalization.*

For citation (IEEE): A. N. Degtyaryov, G. V. Slyozkin, A. L. Polyakov, and I. L. Afonin, "The Locator of the Deterministic Signal," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 9, no. 1, pp. 78–89, 2026, doi: 10.21227/e291-zb80. (In Russ.).

References

- [1] Radioelectronic systems: design principles and theory: reference book / Ed. Ya. D. Shirman, Moscow : Radiotekhnika, 2007. (In Russ.).
- [2] A. A. Kharkevich, *Fighting Interference*, Moscow : Nauka Publ., 1965. (In Russ.).
- [3] A. N. Degtyarev, *Orthogonalization of Functions and Increasing the Noise Immunity of High-Speed Information Transmission Systems*, Moscow : INFRA-M, 2015. (In Russ.).

Information about the authors

Andrey N. Degtyarev, Candidate of Technical Sciences, Associate Professor of the Department of Radioelectronics and Telecommunications at the Higher Technological School "Sevastopol Instrument-Making Institute" of Sevastopol State University, Sevastopol, Russian Federation.

Gennadiy V. Slyozkin, Senior Lecturer at the Department of Radioelectronics and Telecommunications at the Higher Technological School "Sevastopol Instrument-Making Institute" of Sevastopol State University, Sevastopol, Russian Federation.

Aleksandr L. Polyakov, Candidate of Technical Sciences, Associate Professor of the Department of Radioelectronics and Telecommunications at the Higher Technological School “Sevastopol Instrument-Making Institute” of Sevastopol State University, Sevastopol, Russian Federation.

Igor L. Afonin, Doctor of Technical Sciences, Head of the Department of Radioelectronics and Telecommunications at the Higher Technological School of the “Sevastopol Instrument-Making Institute” of Sevastopol State University, Sevastopol, Russian Federation.

Энергетическая эффективность секторных ММО радиолокаторов на базе двумерных антенных решеток

Мелёшин Ю. М.

НИУ «МИЭТ»

пл. Шокина, д. 1, г. Зеленоград, г. Москва, 124498, Российская Федерация

i@imym.ru

Получено: 13 ноября 2025 г.

Отрецензировано: 20 ноября 2025 г.

Принято к публикации: 20 ноября 2025 г.

Аннотация: Статья посвящена анализу энергетической эффективности секторных радиолокационных станций, построенных на базе двумерных антенных решеток с применением технологии множественного входа и множественного выхода (ММО РЛС). Применение технологии ММО РЛС позволяет существенно сократить количество физических антенных каналов для реализации широкоугольного обзора пространства. В статье приведен сравнительный анализ энергетической эффективности ММО РЛС в сравнении с традиционными РЛС на базе фазированных и активных фазированных антенных решеток (ФАР/АФАР) и рассмотрены вопросы динамического управления сектором работы ММО РЛС. Полученные аналитические выражения позволяют сравнить секторные ММО РЛС с аналогичными системами, построенными на базе ФАР/АФАР, приведены численные выражения для оценки дальности действия ММО РЛС и представлены подходы, позволяющие осуществлять динамическое управление диаграммой направленности на передачу ММО РЛС

Ключевые слова: ММО радиолокатор, РЛС, виртуальная антенная решетка, сектор сканирования, АФАР, диаграмма направленности, псевдослучайная последовательность, BPSK.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Мелёшин Ю. М. Энергетическая эффективность секторных ММО радиолокаторов на базе двумерных антенных решеток // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2026. Т. 9, № 1. С. 90—107.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Мелёшин, Ю. М. Энергетическая эффективность секторных ММО радиолокаторов на базе двумерных антенных решеток / Ю. М. Мелёшин // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2026. — Т. 9, № 1. — С. 90—107.

1. Введение

В настоящее время актуальными являются исследования секторных радиолокационных станций (РЛС), работающих в широком секторе сканирования. Традиционно такие РЛС строятся на базе пассивных и активных фазированных антенных решеток (ФАР и АФАР), которые обеспечивают высокоскоростное последовательное сканирование сектора обзора за счет формирования необходимого амплитудно-фазового распределения. Фундаментальными ограничениями при построении таких систем являются требования к сектору сканирования, который влияет на минимальное межэлементное расстояние и требования к разрешающей способности по угловым координатам, которые определяют общий размер апертуры. Таким образом, одновременное выполнение обоих этих требований приводит к существенному увеличению количества активных антенных элементов, а также к физическому уплотнению приемо-передающих модулей (ППМ), что значительно усложняет проектирование РЛС с точки зрения обеспечения теплового режима работы ППМ и увеличивает себестоимость РЛС.

Одним из подходов, позволяющим решить обозначенные ограничения при построении РЛС, является технология РЛС с множественным входом и множественным выходом (англ. «*multiple-input-multiple-output*», МИМО). В таких системах с каждого из $N_{\text{прд}}$ физических передающих антенных элементов излучаются сигналы, ортогональные по отношению друг к другу. В каждом приемном канале при этом происходит выделение каждого из ансамбля передаваемых сигналов, и за счет этого строится виртуальная антенная решетка (ВАР). Таким образом, ВАР — это совокупность сигналов откликов размерностью $N_{\text{вар}} = N_{\text{прд}} \cdot N_{\text{прм}}$, содержащая все комбинации Передатчик — Приемник.

Пусть координаты приемных и передающих антенных элементов записываются векторами:

$\mathbf{r}_{\text{прд}}^{(i)} = [x_{\text{прд}}^{(i)}, y_{\text{прд}}^{(i)}, z_{\text{прд}}^{(i)}]$ — координаты i -й передающей антенны ($i = 1, \dots, N_{\text{прд}}$),

$\mathbf{r}_{\text{прм}}^{(j)} = [x_{\text{прм}}^{(j)}, y_{\text{прм}}^{(j)}, z_{\text{прм}}^{(j)}]$ — координаты j -й приемной антенны ($j = 1, \dots, N_{\text{прм}}$).

Тогда координаты виртуальной антенной решетки определяются выражением:

$$\mathbf{r}_{\text{вар}}^{(k)} = \frac{\mathbf{r}_{\text{прд}}^{(i)} + \mathbf{r}_{\text{прм}}^{(j)}}{2}, k = 1, \dots, N_{\text{вар}}.$$

Как видно из данных выражений, одна и та же ВАР может быть получена при различных структурах и координатах приемных и передающих элементов [1, 2], что используется при проектировании ММО радаров в части оптимизации физического расположения активных каналов, например, передающие элементы можно расположить с большим шагом для упрощения теплоотвода от активных каналов [3].

Для реализации принципа ортогональности передающих сигналов используются различные способы:

1) Временное разделение (*TDM*) [4, 5] — способ, когда передающие антенные элементы излучают последовательно, каждый в свой временной промежуток. Данный способ самый простой с точки зрения реализации, так как передаваемые сигналы полностью ортогональны, при этом каждый из передатчиков работает со скважностью, как минимум $N_{\text{прд}}$, что упрощает его конструирование с точки зрения теплоотвода и обеспечения питания. Основным недостатком такого способа является то, что пиковая излучаемая мощность определяется мощностью излучения одного передающего канала (а не суммарной мощностью с выходов всех передающих каналов), а также ограничения, связанные с необходимостью последовательного излучения всеми $N_{\text{прд}}$ передатчиками для формирования полной ВАР, что требует времени когерентности целей в $N_{\text{прд}}$ раз больше, чем для способов с одновременным излучением всеми передающими каналами [6].

2) Частотное разделение (*FDM*) [7, 8] — способ с разделением передающих сигналов на N частотных поддиапазонов и одновременном излучении всех сигналов. Такой способ является оптимальным в части обеспечения максимальной средней и пиковой мощности излучения (так как одновременно излучают все передающие каналы), однако данный способ требует существенного аппаратного усложнения, так как необходимо обеспечить когерентное формирование сигналов на $N_{\text{прд}}$ поднесущих частотах, а также их одновременной прием и обработку в суммарной полосе частот в каждом приемном канале.

3) Кодовое разделение (*CDMA*) [9, 10] — способ, в котором передающие сигналы разделяются за счет использования ортогональных и псевдоортогональных кодовых последовательностей, как двоичных (M -последовательности, последовательности Лежандра, коды Уолша — Адамара и т. д.), так и некоторых других последовательностей с постоянной амплитудой и изменяемой фазой (последовательности Задова — Чу и т. д.). Данный способ накладывает наименьшие ограничения на аппаратную реализацию РЛС (ввиду единой несущей частоты и относительной простоты реализации фазовой модуляции в каналах), однако итоговые тактико-

технические характеристики РЛС в части вероятности правильного обнаружения целей в таких системах могут ухудшаться за счет появления дополнительных шумовых составляющих в сигналах, связанных с появлением боковых лепестков автокорреляционных функций (АКФ) и взаимнокорреляционных функций (ВКФ) используемых сигналов.

4) Комбинированные способы [11] — различные комбинации представленных выше трех способов, например, одновременное использование быстрой фазо-кодовой манипуляции (ФКМ) в комбинации с непрерывной частотной модуляцией (*FMCSW*) [12, 13], под быстрой подразумевается изменение фазы в рамках каждого периода пилообразного закона изменения частоты. Также существует способ с медленной ФКМ *FMCSW* с изменением фазы только в начальные моменты пилообразного изменения частоты [14].

Для различных представленных способов реализации принципа МИМО РЛС по-разному рассчитываются энергетические характеристики системы, с учетом времени и направления излучения. Тем не менее, для описания характеристик физических антенных элементов можно использовать понятие диаграммы направленности (ДН) РЛС на передачу и прием, которая показывает распределение излучаемой энергии в пространстве передающей системы и способность принимать приемной системы соответственно.

В классических РЛС на базе АФАР функция неопределенности является двумерной функцией в координатах «дальность» и «радиальная скорость», описывающей способность РЛС различать объекты по дальности и радиальной скорости и определяющая разрешающую способность РЛС по дальности и радиальной скорости. Так как в МИМО РЛС аналогично описываются процессы и по угловым координатам, то в научной литературе применительно к МИМО РЛС функция неопределенности может иметь дополнительные размерности и также описывать характеристики РЛС в части разрешающей способности по угловым координатам, тогда она может обозначаться как пространственная функция неопределенности (ПФН) и являться четырехмерной функцией в координатах «дальность», «радиальная скорость», «угол места», «азимут» (в англоязычных научных изданиях часто используют обозначение «*ambiguity function, AF*») [15, 16].

В данной работе показаны результаты исследования энергетической эффективности секторных МИМО РЛС, при этом под «энергетической эффективностью» подразумевается интегральная способность РЛС обеспечить излучение и прием необходимого количества энергии по направлению цели для обеспечения требуемого отношения сигнал/шум, определяющего максимальную дальность действия. Эффективность выражается через произведение суммарной мощности излучения, времени облучения и коэффи-

циентов усиления на передачу и прием. При этом само исследование эффективности проводится в сравнении с РЛС на базе ФАР/АФАР. Анализ энергетической эффективности ММО РЛС (с временным и частотным разделением) достаточно прост и может учитывать ДН только единичных антенных элементов без привязки к используемым сигналам, поэтому, в данной работе проведен анализ энергетической эффективности секторных ММО РЛС с кодовым и комбинированными способами разделения.

Также важно учитывать, что в секторных РЛС часто требуется возможность изменения режимов работы с целью временного уменьшения сектора работы для увеличения энергетической эффективности в определенном направлении, например, режим допоиска цели в относительно небольшом секторе. Такое изменение режима работы легко реализуется в ФАР/АФАР за счет увеличения времени обзора сектора допоиска с исключением всех остальных положений луча ДН, тогда как в ММО РЛС такой подход затруднен ввиду первоначальной параллельности обзора всего рабочего сектора обзора, однако существует возможность динамической адаптации излучаемых сигналов, чтобы сосредоточить излучаемую энергию в каком-либо направлении. В данной работе также рассмотрены вопросы динамического управления ДН на передачу в ММО РЛС.

2. Анализ энергетической эффективности ММО РЛС

Как известно, дальность действия РЛС $R_{\text{макс}}$ определяется основным уравнением радиолокации:

$$R_{\text{макс}} = \sqrt[4]{\frac{P_{\text{изл}} \cdot \tau_{\text{изл}} \cdot G_{\text{прд}} \cdot G_{\text{прм}} \cdot \lambda^2 \cdot \sigma}{(4\pi)^3 \cdot k \cdot T_0 \cdot NF \cdot \rho_{\text{тр}} \cdot L}},$$

где $P_{\text{изл}}$ — суммарная излучаемая мощность передатчиков [Вт], $\tau_{\text{изл}}$ — суммарное время излучения РЛС одного цикла когерентной обработки [с], $G_{\text{прд}}$ и $G_{\text{прм}}$ — коэффициенты усиления передающей и приемной антенной системы соответственно, λ — длина волны на центральной рабочей частоте [м], σ — ЭПР цели [м²], k — постоянная Больцмана [$1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К], T_0 — шумовая температура системы [К], NF — коэффициент шума, $\rho_{\text{тр}}$ — требуемое отношение сигнал/шум, L — суммарные дополнительные потери.

При сравнении энергетической эффективности секторных ММО РЛС и РЛС на базе ФАР/АФАР необходимо учитывать не только суммарную излучаемую энергию, но и обработку сигналов на приемной стороне. В каждом из приемных каналов формируются отклики от всех ортогональных передающих сигналов, после чего выполняется согласованная филь-

трация и пространственно-временная обработка. В результате эффективное отношение сигнал/шум в направлении цели определяется суммарным вкладом виртуальных элементов ВАР, пропорциональным числу комбинаций «передатчик — приемник», и может быть существенно выше, чем при использовании только диаграммы направленности передающей антенны.

Для проведения сравнительного исследования энергетической эффективности МИМО РЛС и РЛС на базе ФАР/АФАР примем, что λ , σ , T_0 , NF , $\rho_{тр}$ и L равны для обоих сравниваемых вариантов, и что в МИМО РЛС производится оптимальная обработка в части приема сигналов, формирования ВАР и пространственно-временная обработка. Тогда сравнивая произведения $P_{изл} \cdot \tau_{изл} \cdot G_{прд} \cdot G_{прм}$, можно сравнить и энергетическую эффективность, которая будет влиять на дальности действия РЛС следующим образом:

$$\frac{R_{\max_МИМО}}{R_{\max_АФАР}} = \sqrt[4]{\frac{P_{изл_МИМО} \cdot \tau_{изл_МИМО} \cdot G_{прд_МИМО} \cdot G_{прм_МИМО}}{P_{изл_АФАР} \cdot \tau_{изл_АФАР} \cdot G_{прд_АФАР} \cdot G_{прм_АФАР}}} = \sqrt[4]{\frac{E_{МИМО}}{E_{ФАР}}}$$

Особенностью МИМО РЛС является то, что в отличие от ФАР/АФАР сигналы, излучаемые передающими антеннами, будут отличаться, а сформированная ими ДН на передачу ($G_{прд_МИМО}$) будет функцией, зависящей не только от угловых координат отклонения от нормали по углу места (θ) и азимуту (φ), но и от времени t . Тогда важно учитывать среднее за период излучения значение $\langle G_{прд_МИМО} \rangle$, а не мгновенное значение. Таким образом, энергия, излучаемая передающей системой с пиковой суммарной мощностью излучения передатчиков $P_{изл}$ за промежуток времени $\tau_{изл}$, будет определяться выражением:

$$E_{прд}(\theta, \varphi) = P_{изл} \cdot \tau_{изл} \cdot \langle G_{прд}(\theta, \varphi) \rangle.$$

Время $\tau_{изл}$, в свою очередь, зависит от конкретной реализации циклограммы режима работы РЛС. Для систем обнаружения существует понятие цикл обзора рабочего сектора работы — это время, за которое система должна осуществить обнаружение во всем рабочем секторе работы. Обозначим данное время $\tau_{обз}$. В системах, в которых осуществляется последовательное сканирование заданной области пространства, рабочий промежуток времени для каждого положения луча (мгновенного сектора работы) уменьшается в M раз, где M — количество положений луча, необходимых для перекрытия рабочего сектора работы.

Проведем сравнение энергетической эффективности для ФАР/АФАР и МИМО РЛС при следующих начальных условиях:

- количество антенных элементов у ФАР/АФАР и ВАР: $N_{\text{эл}} = N_{\text{аз}} \cdot N_{\text{ум}}$;
- структура: эквидистантная с межэлементными расстояниями dx (азимутальная плоскость) и dy (угломестная плоскость) соответственно;
- одинаковая пиковая суммарная излучаемая мощность $P_{\text{изл}}$;
- рабочий сектор работы $\Delta\theta$ на $\Delta\varphi$ (соответствует телесному углу Ω);
- диаграмма направленности единичных излучателей — изотропная (упрощение, которое не влияет на сравнительный анализ, но упрощает расчеты);
- в ММО РЛС используются сигналы с постоянной и равной амплитудой (например, сигналы с двоичной фазовой манипуляцией (BPSK) на базе псевдослучайных последовательностей (ПСП)).

Для ФАР/АФАР общее время τ_{total} делится на M интервалов времени. Тогда в течение каждого такого интервала времени τ_{total}/M значения фаз сигналов на передающих элементах будут постоянны и соответствовать наилучшему (синфазному) сложению сигналов в заданное положение луча. Следовательно, максимум ДН ФАР/АФАР в каждый из этих интервалов времени равен $N_{\text{эл}}$ в центре формируемого в заданном направлении луча. При этом если учитывать спад значения ДН от максимума до уровня половинной мощности к краю луча, то корректнее для расчетов брать значение $0,81N_{\text{эл}}$.

Для определения количества положений луча M необходимо рассчитать ширины диаграммы направленности по уровню половинной мощности:

$$\theta_{0.5} = \frac{51^\circ \cdot \lambda}{dy \cdot N_{\text{ум}}}, \quad \varphi_{0.5} = \frac{51^\circ \cdot \lambda}{dx \cdot N_{\text{аз}}}.$$

Межэлементные расстояния dx и dy зависят от сектора работы и для изотропных ДН ограничены значениями:

$$dx = \frac{\lambda}{1 + |\sin(\Delta\theta/2)|}, \quad dy = \frac{\lambda}{1 + |\sin(\Delta\varphi/2)|}.$$

Также необходимо учитывать коэффициент перекрытия k , который применяется в РЛС для устранения локальных провалов между положениями луча, как правило, данный коэффициент изменяется в диапазоне от 1 до 1,3 [15]. Для прямоугольной сетки сканирования рассчитываем шаг сканирования по обеим угловым координатам:

$$\theta_{\text{шаг}} = \frac{\theta_{0.5}}{k} = \frac{51^\circ \cdot (1 + |\sin(\Delta\theta/2)|)}{N_{\text{ум}} \cdot k}, \quad \varphi_{\text{шаг}} = \frac{\varphi_{0.5}}{k} = \frac{51^\circ \cdot (1 + |\sin(\Delta\varphi/2)|)}{N_{\text{аз}} \cdot k},$$

а количество положений луча в каждой плоскости:

$$M_{\text{ум}} = \left\lceil \frac{\Delta\theta}{\theta_{\text{шаг}}} \right\rceil + 1, \quad M_{\text{аз}} = \left\lceil \frac{\Delta\varphi}{\varphi_{\text{шаг}}} \right\rceil + 1,$$

при $\Delta\theta/\theta_{\text{шаг}} \gg 1$ и $\Delta\varphi/\varphi_{\text{шаг}} \gg 1$ получаем:

$$M_{\text{прям}} = M_{\text{ум}} \cdot M_{\text{аз}} = \left\lceil \frac{\Delta\theta \cdot \Delta\varphi \cdot N_{\text{эл}} \cdot k^2}{2601^\circ \cdot (1 + |\sin(\Delta\theta/2)|) \cdot (1 + |\sin(\Delta\varphi/2)|)} \right\rceil,$$

тогда как использование шахматной сетки позволяет увеличить шаг между лучами по углу места при сохранении коэффициента перекрытия:

$$\theta_{\text{шаг_шахм}} = \frac{\theta_{\text{шаг}}}{\sqrt{3}/2} \approx 1,15 \cdot \theta_{\text{шаг}},$$

тогда для шахматной сетки сканирования получаем выражение:

$$M_{\text{шахм}} = M_{\text{ум}} \cdot M_{\text{аз_шахм}} = \left\lceil \frac{\Delta\theta \cdot \Delta\varphi \cdot N_{\text{эл}} \cdot k^2}{1,15 \cdot 2601^\circ \cdot (1 + |\sin(\Delta\theta/2)|) \cdot (1 + |\sin(\Delta\varphi/2)|)} \right\rceil.$$

На рис. 1 показан пример распределения лучей при сканировании в секторе работы $\Delta\theta = 60^\circ$, $\Delta\varphi = 90^\circ$ при $\theta_{0.5} = 10^\circ$, $\varphi_{0.5} = 5^\circ$ для коэффициентов перекрытия 1,0 и 1,3.

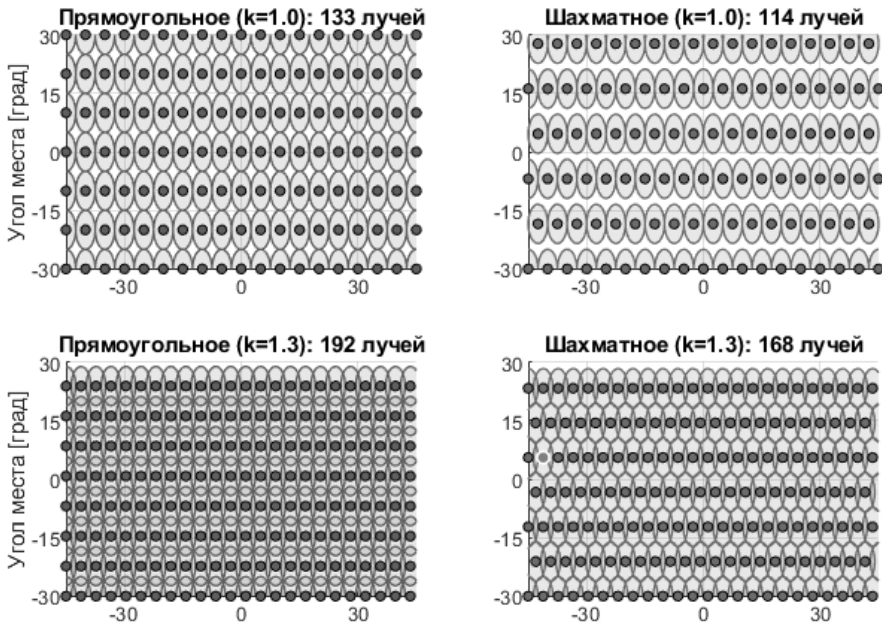


Рис. 1. Пример прямоугольного и шахматного сканирования.

Fig. 1. Example of rectangular and staggered scanning

Таким образом, энергия ФАР/АФАР, излучаемая в среднем для каждого углового положения цели, будет определяться как:

$$E_{\text{фар}} = P_{\text{изл}} \cdot t \cdot G_{\text{фар}} = P_{\text{изл}} \cdot \frac{\tau_{\text{обз}}}{M_{\text{шахм}}} \cdot 0,81 N_{\text{эл}} =$$

$$= 0,81 \cdot P_{\text{изл}} \cdot \tau_{\text{обз}} \cdot \left| \frac{1,15 \cdot 2601^\circ \cdot (1 + |\sin(\Delta\theta/2)|) \cdot (1 + |\sin(\Delta\varphi/2)|)}{\Delta\theta \cdot \Delta\varphi \cdot k^2} \right|.$$

Для ММО РЛС весь цикл обзора $\tau_{\text{обз}}$ используется для всего рабочего сектора работы. Однако фаза сигналов передающих элементов будет меняться в течение цикла обзора в соответствии с ортогональностями, поэтому среднее значение ДН на передачу $\langle G_{\text{прд}}(\theta, \varphi) \rangle$ значительно меньше, чем у АФАР и не зависит от количества передающих каналов. Сама функция $\langle G_{\text{прд}}(\theta, \varphi) \rangle$ при этом зависит от конкретных используемых ПСП (в частности, от длительности ПСП), однако при достаточно длинных ПСП и обеспечении ортогональности сигналов будет стремиться к 1.

Следовательно, энергия ММО РЛС, излучаемая в среднем для каждого углового положения цели, будет определяться как:

$$E_{\text{ММО}} = P_{\text{изл}} \cdot \tau_{\text{обз}}.$$

Для проведения сравнительного анализа определим отношение энергии ММО РЛС к энергии ФАР/АФАР:

$$\frac{E_{\text{ММО}}}{E_{\text{фар}}} = \frac{1}{0,81} \left| \frac{\Delta\theta \cdot \Delta\varphi \cdot k^2}{1,15 \cdot 2601^\circ \cdot (1 + |\sin(\Delta\theta/2)|) \cdot (1 + |\sin(\Delta\varphi/2)|)} \right|.$$

На основе данного выражения построим зависимость отношения энергий от площади сканирования (произведения секторов работы $\Delta\theta \cdot \Delta\varphi$) в логарифмическом масштабе (рис. 2).

По представленным данным видно, что равенство энергетической эффективности ММО РЛС и традиционных систем достигается при площади сектора сканирования $\Delta\theta \cdot \Delta\varphi = 3766$ кв. градуса (соответствует квадратному сектору сканирования $\Delta\theta = \Delta\varphi = \pm 30,7^\circ$ и телесному углу в стерadiansах 1,15 ср) для коэффициента перекрытия $k = 1,3$ и $\Delta\theta \cdot \Delta\varphi = 4737$ кв. градуса при $k = 1,2$ (соответствует квадратному сектору сканирования $\Delta\theta = \Delta\varphi = \pm 34,4^\circ$ и телесному углу в стерadiansах 1,45 ср).

При этом в ММО РЛС каждая цель будет облучаться и обрабатываться в M раз дольше по времени, что позволяет улучшить разрешающую способность по доплеровскому смещению частоты в M раз. Улучшение разрешающей способности по скорости, в свою очередь, улучшает каче-

ство селекции движущихся целей, что является крайне актуальным в задачах обнаружения малоразмерных медленных целей.

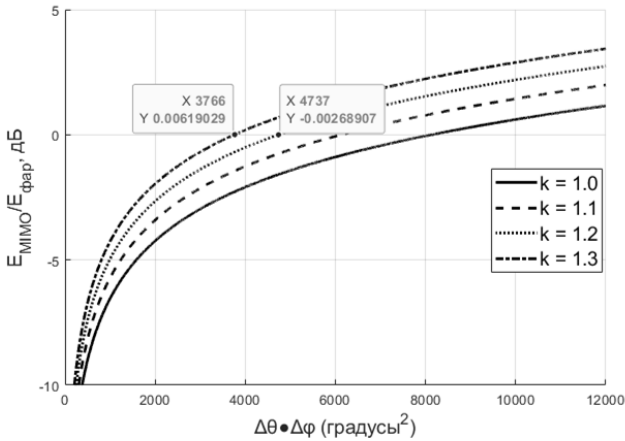


Рис. 2. Зависимость отношения энергий от площади сектора сканирования.

Fig. 2. Dependence of the energy ratio on the area of the scanning sector

3. Динамическое управление диаграммой направленности на передачу МИМО РЛС

Как было обозначено ранее, относительным недостатком классических МИМО РЛС является невозможность сконцентрировать энергию в заданном небольшом секторе пространства, однако потенциально существуют подходы, которые позволяют управлять ДН на передачу в МИМО РЛС за счет синтеза специальных последовательностей.

В качестве примера взята структура МИМО РЛС с характеристиками, представленными в таблице 1 и расположением элементов, как показано на рис. 3.

Таблица 1. Конфигурация МИМО РЛС.

Table 1. MIMO Radar Configuration

Параметр	Значение
Диапазон частот, ГГц	24,05—24,25
Количество элементов ПРД ($N_{\text{прд}}$)	32 (два столбца в угломестной плоскости)
Количество элементов ПРМ ($N_{\text{прм}}$)	16 (одна линия в азимутальной плоскости)
Межэлементный шаг ПРД (dx), мм	7,6
Межэлементный шаг ПРМ (dy), мм	6,2
Тип модуляции	BPSK
Модулирующая ПСП	M-последовательность
Длительность последовательности	4095
ДН одиночного элемента	изотропная

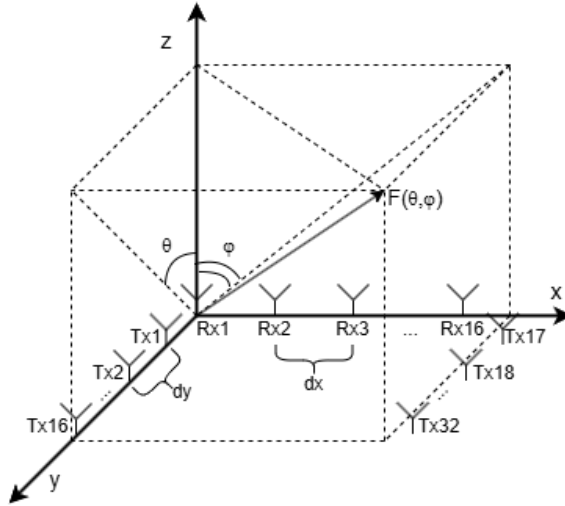


Рис. 3. Расположение антенных элементов.

Fig. 3. Antenna element arrangement

Для определения ДН на передачу сначала необходимо определить распределение поля для каждого символа передающей двоичной последовательности для каждого эквидистантного ряда передающих элементов, расположенных с шагом dx . Его можно определить следующим образом:

$$F^k(k, \theta, \varphi) = \sum_{n=1}^{N_{\text{прд}}/2} f_n(\theta, \varphi) \cdot A_n \cdot \exp(j[k(dy(n-1) \sin(\theta) + l(n, k))] +$$

$$+ \sum_{n=(N_{\text{прд}}/2)+1}^{N_{\text{прд}}} f_n(\theta, \varphi) \cdot A_n \cdot \exp(j[k(dy(n-17) \sin(\theta) + kdx \sin(\varphi) + l(n, k)]),$$

где $N_{\text{прд}}$ — количество передающих элементов, $f_n(\theta, \varphi)$ — ДН единичного n -го элемента, A_n — амплитуда сигнала n -го элемента, а $l(n, k)$ — значение фазы n -го элемента для k -го символа.

Тогда суммарная ДН будет определяться выражением:

$$F(\theta, \varphi) = \sum_{k=1}^K F^k(k, \theta, \varphi).$$

Для примера построим распределение поля на передачу конфигурации ММО РЛС, представленной в таблице 1. Результаты моделирования $F(\theta, \varphi)$ для указанных условий представлены на рис. 4.

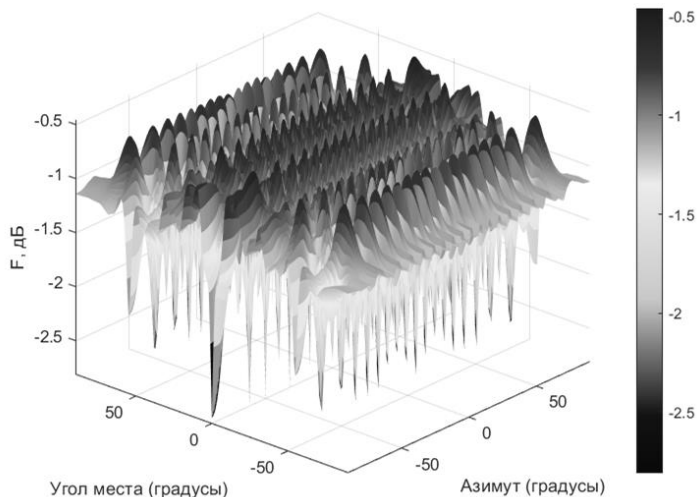


Рис. 4. Исходная ДН на передачу.

Fig. 4. Initial transmission RP

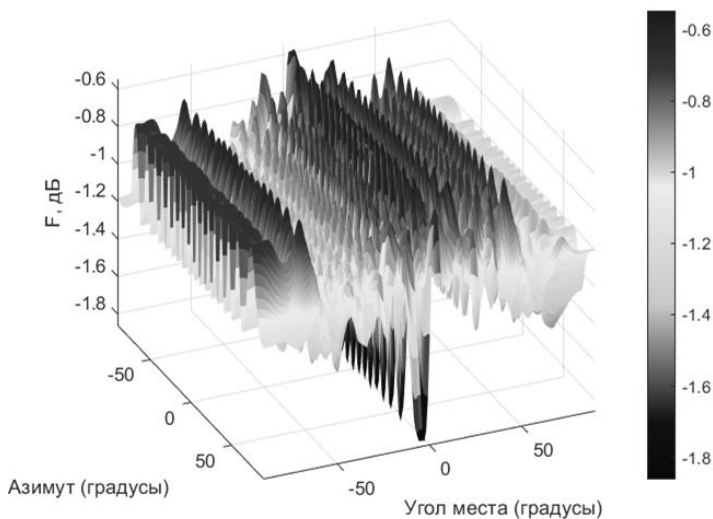


Рис. 5. ДН на передачу с сдвигом начальных фаз.

Fig. 5. RP for transmission with initial phase shift

По характеру распределения видно, что так как фаза сигналов меняется только между значениями $0/180^\circ$, а количество значений «0» и «1» различается на одно значение, то возникают локальные провалы диапазоном около 3 дБ, связанные с разностным характером ДН. Данную пробле-

му можно решить путем добавления фиксированных псевдослучайных начальных фаз передающих элементов [18]. Результаты моделирования с добавлением псевдослучайных начальных фаз представлены на рис. 5.

Видно, что разброс ДН снизился с 3 до 1,2 дБ.

Динамическое управление ДН возможно за счет синтеза $l(n, k)$ таким образом, чтобы в рамках символов фазы сигналов формировали распределение с необходимой направленностью. В работе [19] показано решение данной задачи для ММО РЛС на базе последовательностей Задова — Чу. Для сигналов, построенных на базе ПСП ВРСК, предлагается использовать прореживание последовательностей, которое заключается в формировании не $N_{\text{прд}}$ различных последовательностей, а $N_{\text{прд}}/S$ последовательностей, где S — целое число, кратное уменьшению сектора обзора. При этом одинаковые последовательности располагаются группами на соседних элементах, в результате чего возникает эквивалент антенной решетки с шагом, увеличенным в S раз. Результаты данного подхода при аналогичных прошлым моделированиям параметрам с $S=4$ представлены на рис. 6.

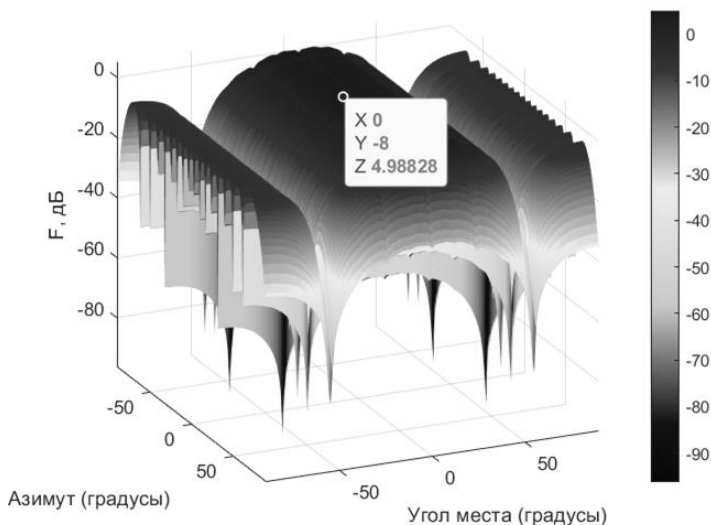


Рис. 6. ДН на передачу при $S=4$.

Fig. 6. RP for transmission with $S=4$

Как видно из рисунка, значения ДН в максимуме увеличились с минус 0,5 дБ до плюс 5 дБ, но при этом видно уменьшение сектора работы.

Аналогично классической АФАР, есть возможность управлять направлением максимума ДН на передачу, направляя его на угол сканирования $\theta_{\text{ск}}$ и применяя фазовые поправки ψ_n , рассчитываемые по формуле:

$$\psi_n = k \cdot dy \cdot (n - 1) \cdot \sin \theta_{\text{СК}},$$

На рис. 7 представлены результаты при $\theta_{\text{СК}} = 20^\circ$.

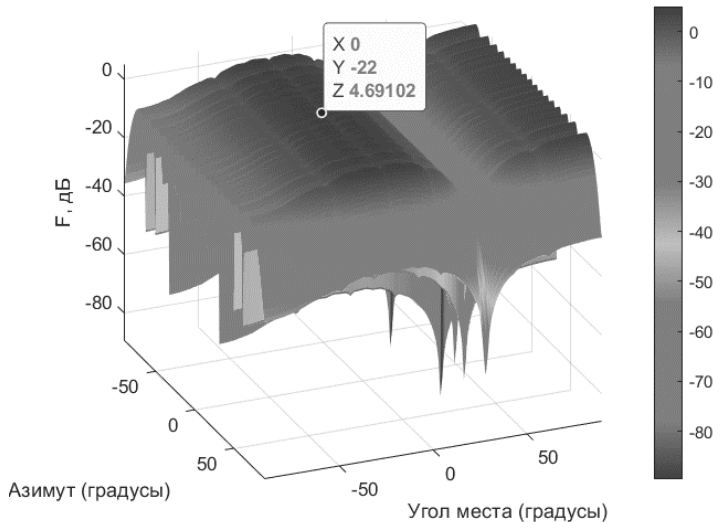


Рис. 7. ДН на передачу при $S=4$ и $\theta_{\text{СК}} = 20^\circ$.

Fig. 7. RP for transmission with $S=4$ and $\theta_{\text{СК}} = 20^\circ$

Показано, что максимум ДН на передачу смещается в сторону угла $\theta_{\text{СК}} = 20^\circ$ и таким образом показана возможность управления ДН на передачу в МИМО РЛС, однако, при этом уменьшается рабочий сектор работы.

4. Заключение

По результатам проведенных исследований показано, что с точки зрения энергетической эффективности МИМО РЛС может иметь равные характеристики с аналогичными АФАР только при широких углах обзора (при $k=1,3$ не менее чем $\Delta\theta = \Delta\varphi = \pm 30^\circ$), однако, за счет более длительного облучения каждой цели возможен существенный выигрыш с точки зрения разрешающей способности по скорости, что влияет на возможность селекции движущихся целей РЛС. Также продемонстрированы возможности динамического управления ДН на передачу в МИМО РЛС и предложен способ такого управления для секторных МИМО РЛС с использованием сигналов на базе ПСП и BPSK. Проведено математическое моделирование для МИМО РЛС с 32 передающими элементами в K -диапазоне частот и показана работоспособность предлагаемого способа. Актуальными остаются

дальнейшие исследования в области динамического управления ДН на передачу для различных сигнально-кодовых конструкций, включая комбинацию *FMCW* и *BPSK* модуляций.

Список литературы

1. Черняк В. С. О новых и старых идеях в радиолокации : MIMO РЛС // Успехи современной радиоэлектроники. 2011. № 2. С. 05—20.
2. Астахов Н. В., Бадаев А. С., Макаров О. Ю. [и др.]. Применение MIMO-радаров для точного обнаружения целей и оценки их параметров // Радиотехника. 2021. Т. 85. № 6. С. 23—26.
3. Meleshin Y. M., Romanova E. O., Zatonskaya A. A. [et al.]. Optimization of the Arrangement of Antenna Elements of the Ku-band MIMO Radar. In : 2021 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (ElConRus). (St. Petersburg, Moscow, Russia). 2021. P. 2541–2543.
4. Sit Y. L., Li G., Manchala S., Afrasiabi H. [et al.]. BPSK-based MIMO FMCW automotive-radar concept for 3D position measurement. In : 15th European Radar Conference (EuRAD). (2018, Madrid, Spain). P. 289–292.
5. Чапурский В. В. Получение радиологических изображений объектов на основе разреженных антенных решеток типа MIMO с одночастотным и многочастотным излучением // Вестник Московского государственного технического университета им. Н. Э. Баумана. Сер. Приборостроение. 2011. № 4 (85). С. 72—91.
6. Patrick D., Huang Y., Brennan P. V. FMCW based MIMO imaging radar // ARMMS, 2014.
7. Baxter W., Aboutanos E., Hassaniien A. Joint Radar and Communications for Frequency-Hopped MIMO Systems // IEEE Transactions on Signal Processing. 2022. Vol. 70. P. 729–742.
8. Feger R., Pfeffer C., Stelzer A. A Frequency-Division MIMO FMCW Radar System Based on Delta-Sigma Modulated Transmitters // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2014. Vol. 62, no. 12. P. 3572–3581.
9. Jung J., Lim S., Kim S.-C., Lee S. Solving Doppler-Angle Ambiguity of BPSK-MIMO FMCW Radar System // IEEE Access. 2021. Vol. 9. P. 120347–120357.
10. Fuhrmann D. R., San A. G. Transmit beamforming for MIMO radar systems using signal cross-correlation // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 2008. Vol. 44, no. 1. P. 171–186.
11. Kim J., Yoon Y.-J., Lee S. Solving Ambiguity in Target Detection for BPSK-Based MIMO FMCW Radar System // IEEE Access. 2023. Vol. 11. P. 31522–31529.
12. Kumbul U., Petrov N., Vaucher C. S., Yarovoy A. Phase-coded FMCW for coherent MIMO radar // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2023. Vol. 71, no. 6. P. 2721–2733.
13. Kumbul U., Petrov N., Vaucher C. S., Yarovoy A. Smoothed Phase-Coded FMCW : Waveform Properties and Transceiver Architecture // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 2023. Vol. 59, no. 2. P. 1720–1737.
14. Мелёшин Ю. М., Хасанов М. С., Карпов В. Н., Лялин К. С. MIMO радиолокатор на базе линейно-частотно модулированных сигналов с медленной фазокодовой манипуляцией // Труды МАИ. 2024. № 138. URL: <https://trudymai.ru/published.php?ID=182670>.
15. Chen H., Chen Y., Yang Z., Li X. Extended ambiguity function for bistatic MIMO radar // Journal of Systems Engineering and Electronics. 2012. Vol. 23, no. 2. P. 195–200.
16. Gaydos M. G., Love D. J., Kim T. Constant Modulus Precoded MIMO Radar Based on Zadoff-Chu Sequences // IEEE Transactions on Radar Systems. 2024. Vol. 2. P. 677–689.

17. Jang D. S., Choi H. L., Roh J. E. Optimization of surveillance beam parameters for phased array radars. In : IET International Conference on Radar Systems (Radar 2012). Stevenage UK : IET, 2012. P. C13.
18. Meleshin Y. M., Romanova E. O., Lyalin K. S. [et al.]. BPSK-based MIMO Radar Energy Efficiency Analysis. In : 2021 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (ElConRus). St. Petersburg, Moscow, Russia, 2021. P. 2538–2540.
19. Gaydos M. G., Love D. J., Kim T. Constant Modulus Precoded MIMO Radar Based on Zadoff-Chu Sequences // IEEE Transactions on Radar Systems. 2024. Vol. 2. P. 677–689.

Информация об авторе

Мелёшин Юрий Михайлович, кандидат технических наук, доцент, заместитель директора по образовательной деятельности Института микроприборов и систем управления имени Л. Н. Преснухина Национального исследовательского университета «МИЭТ».

Energy Efficiency of Sector MIMO Radars Based on Two-Dimensional Antenna Arrays

Y. M. Meleshin

National Research University of Electronic Technology (MIET)
Build. 1, Shokina Sq., Zelenograd, Moscow, 124498, Russian Federation

i@imym.ru

Received: November 13, 2025

Peer-reviewed: November 20, 2025

Accepted: November, 2025

Abstract: The article is devoted to analyzing the energy efficiency of sector radar stations based on two-dimensional antenna arrays using multiple-input multiple-output (MIMO radar) technology. The application of MIMO radar technology allows one to significantly reduce the number of physical antenna channels for the realization of a wide-angle view of space. The article provides a comparative analysis of the energy efficiency of MIMO radars in comparison with traditional radars based on PESA/AESA and considers the issues of dynamic control of the MIMO radar scan sector. The obtained analytical expressions allow comparing sector MIMO radars with similar systems based on PESA/AESA, numerical expressions for calculating the range of MIMO radars are given, and approaches allowing dynamic adaptive control of the MIMO radar transmission pattern during radar operation are presented.

Keywords: MIMO radar, radar, virtual antenna array, scanning sector, AESA, radiation pattern, pseudorandom binary sequences, BPSK.

For citation (IEEE): Y. M. Meleshin, “Energy Efficiency of Sector MIMO Radars Based on Two-Dimensional Antenna Arrays,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 9, no. 1, pp. 90–107, 2026, doi: 10.21227/jvcw-1h50. (In Russ.).

References

1. V. S. Chernyak, “On new and old ideas in radar: MIMO radar,” *Uspekhi sovremennoy radioelektroniki*, no 2, pp. 05–20, 2011. (In Russ.).
2. N. V. Astakhov, [et al.], “Application of MIMO radars for precise detection of targets and assessment of their parameters,” *Radiotekhnika*, vol. 85, no. 6, pp. 23–26, 2021. (In Russ.).
3. Y. M. Meleshin, [et al.], “Optimization of the Arrangement of Antenna Elements of the Ku-band MIMO Radar,” in *2021 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (ElConRus)*, St. Petersburg, Moscow, Russia, pp. 2541–2543, 2021.
4. Y. L. Sit, [et al.], “BPSK-based MIMO FMCW automotive-radar concept for 3D position measurement,” in *15th European Radar Conference (EuRAD)*, Madrid, Spain, pp. 289–292, 2018.
5. V. V. Chapurskiy, “Obtaining radioholographic images of objects based on sparse antenna arrays of the MIMO type with single-frequency and multi-frequency radiation,” *Vestnik Moskovskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta im. N. E. Baumana. Seriya Priborostroyeniye*, no. 4 (85), pp. 72–91, 2011. (In Russ.).

6. D. Patrick, Y. Huang, and P. V. Brennan, "FMCW based MIMO imaging radar," *ARMMS*, 2014.
7. W. Baxter, E. Aboutanios, and A. Hassanien, "Joint Radar and Communications for Frequency-Hopped MIMO Systems," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 70, pp. 729–742, 2022.
8. R. Feger, C. Pfeffer, and A. Stelzer, "A Frequency-Division MIMO FMCW Radar System Based on Delta-Sigma Modulated Transmitters," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 62, no. 12, pp. 3572–3581, 2014.
9. J. Jung, [et al.], "Solving Doppler-Angle Ambiguity of BPSK-MIMO FMCW Radar System," *IEEE Access*, vol. 9, pp. 120347–120357, 2021.
10. D. R. Fuhrmann and Antonio G. San, "Transmit beamforming for MIMO radar systems using signal cross-correlation," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 44, no. 1, pp. 171–186, 2008.
11. J. Kim, Y.-J. Yoon, and S. Lee, "Solving Ambiguity in Target Detection for BPSK-Based MIMO FMCW Radar System," *IEEE Access*, vol. 11, pp. 31522–31529, 2023.
12. U. Kumbul, [et al.], "Phase-coded FMCW for coherent MIMO radar," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 71, no. 6, pp. 2721–2733, 2023.
13. U. Kumbul, [et al.], "Smoothed Phase-Coded FMCW: Waveform Properties and Transceiver Architecture," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 59, no. 2, pp. 1720–1737, 2023.
14. Yu. M. Meleshin, [et al.], "MIMO radar based on chirps with slow phase shift keying," *Trudy MAI*, no. 138, 2024. URL: <https://trudymai.ru/eng/published.php?ID=182670> (In Russ.).
15. H. Chen, [et al.], "Extended ambiguity function for bistatic MIMO radar," *Journal of Systems Engineering and Electronics*, vol. 23, no. 2, pp. 195–200, 2012.
16. M. G. Gaydos, D. J. Love, and T. Kim, "Constant Modulus Precoded MIMO Radar Based on Zadoff-Chu Sequences," *IEEE Transactions on Radar Systems*, vol. 2, pp. 677–689, 2024.
17. D. S. Jang, H. L. Choi, and J. E. Roh, "Optimization of surveillance beam parameters for phased array radars," in *IET International Conference on Radar Systems (Radar 2012)*. Stevenage UK: IET, p. C13, 2012.
18. Y. M. Meleshin, [et al.], "BPSK-based MIMO Radar Energy Efficiency Analysis," in *2021 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (ElConRus)*, St. Petersburg, Moscow, Russia, pp. 2538–2540, 2021.
19. M. G. Gaydos, D. J. Love, and T. Kim, "Constant Modulus Precoded MIMO Radar Based on Zadoff-Chu Sequences," *IEEE Transactions on Radar Systems*, vol. 2, pp. 677–689, 2024.

Information about the author

Yury M. Meleshin, Cand. Sci (Eng.), Associate Professor, Deputy Director for Educational Activities at the L. N. Presnukhin Institute of Microdevices and Control Systems, MIET.

УДК 004

История технического воплощения всеракурсности Цифровой Земли

Носов Н. В.

*Институт истории естествознания и техники им. С. И. Вавилова РАН
ул. Балтийская, д. 14, Москва, 125315, Российская Федерация*

nosov_nikita@mail.ru

Получено: 10 июля 2025 г.

Отрецензировано: 23 июля 2025 г.

Принято к публикации: 23 июля 2025 г.

Аннотация: Отличительной особенностью проекта Цифровая Земля является необходимость реализации трехмерной модели Земли с одновременной реализацией таких свойств, как всемасштабность и всеракурсность. Рассмотрены подходы, позволяющие воплотить возможность представления нашей планеты с различных ракурсов. Обозначена суть работы метода дискретной глобальной грид-системы, а также возможные способы проекций. Приводятся краткое техническое описание метода, а также исторические точки возникновения и описания. Эффективным способом работы с данными, предпочтительными для Цифровой Земли, является индексация, реализованная тремя методами — иерархией; кривой, заполняющей пространство; и на основе осей. Приведены примеры применения грид-систем, а также особенности их применения.

Ключевые слова: всеракурсность, грид-системы, индексация геоанных, Цифровая Земля.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Носов Н. В. История технического воплощения всеракурсности Цифровой Земли // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2026. Т. 9, № 1. С. 108—122.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Носов, Н. В. История технического воплощения всеракурсности Цифровой Земли / Н. В. Носов // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. — 2026. — Т. 9, № 1. — С. 108—122.

1. Введение

Геопространственную информацию называют одной из важных и основных в мире, так как большая часть данных может быть охарактеризована при помощи координат в пространстве и во времени. В связи с этим отмечается и рост востребованности геоинформационных продуктов,

к которым относятся геоинформационные системы (ГИС), а также виртуальные глобусы — они позволяют соотносить информацию с моделью нашей планеты. Ученые отмечают, что интерес и востребованность будет только возрастать [1].

Сформированную и полноценную концепцию виртуального глобуса предложил вице-президент США А. Гор, несмотря на то, что похожие идеи возникали и ранее. Однако с 1998 года появляется понятие Цифровой Земли — проекта, получившего признание во всем мире. На протяжении более двух десятилетий происходит его реализация в различных направлениях и для различных целей. Представить Цифровую Землю простыми словами несложно: это виртуальный трехмерный глобус с геопространственными данными, обладающий набором нескольких свойств, которые сами по себе не являются уникальными. Однако их совокупность и делает этот проект особенным. В частности, трехмерная модель должна сочетать в себе всемасштабность и всеракурсность. Для сравнения можно привести геопродукты, обладающие этими свойствами в отдельности — всеракурсность реализована в хорошо известном со школьных времен глобусе, а всемасштабность, или ее некое подобие — многомасштабность, в ГИС, или картах, соответственно. Реализация всеракурсности, безусловно, не была осуществлена в одночасье, путь к ней базируется на различных методах и алгоритмах, история которых уходит вглубь веков. Обозначение основных точек и способов, позволяющих воплотить в Цифровой Земле такое свойство как всеракурсность, и является целью настоящей работы.

2. Подходы воплощения всеракурсности в Цифровой Земле

Стандартным подходом является разделение сферы (эллипсоида) на области для того, чтобы уменьшить искажение. Ошибки отображения неизбежны ввиду того, что поверхность отличается от плоского евклидова пространства [2].

Привычный подход к дискретизации нашей планеты состоит в применении сферической системы координат — широты и долготы. Производится деление сеткой с ячейками, в основном представляющими собой четырехугольники, хотя ближе к полюсам используются и другие типы. Их площадь неодинакова, меняется в зависимости от широты.

Всеракурсность в Цифровой Земле достигается одним из двух подходов — использование кубов данных либо дискретных глобальных грид-систем [3]. Под кубом данных понимается n -мерный массив, в котором хранятся геоданные, упорядоченные определенным образом. Второй вариант основан на разделении поверхности Земли на множество ячеек в фор-

ме эллипса или сферы. В этом случае применяется структура данных или механизм индексации для того, чтобы определить, найти и извлечь необходимые данные.

Оба подхода основываются на простоте элементов инфраструктуры и архитектур, позволяют решать задачи с данными Цифровой Земли. В работе [4] приводится мнение, что ошибочно грид-системы отличают от куба данных. Основным различием между рассматриваемыми подходами является более строгий и многоцелевой набор пространственных границ для решения проблем глобального представления и интеграции пространственных данных. Термин «куб данных» не имеет четкого и принятого определения, интерпретации и методы использования различаются. Однако под кубом данных можно понимать многомерный массив данных, сопряженный с метаданными, которые описывают семантику осей, координат, ячеек и значений. В области работы с Землей этот метод был впервые использован в 1990-х годах. Значения данных в кубе данных, которые относятся к одному и тому же типу данных, располагаются в точках сетки, которые определены на ортогональных пространственных осях куба данных. Сетки могут быть основаны на системах координат, позволяющих однозначно привязать ячейку к ячейке. Так происходит связка структуры кубов данных. Таким образом, можно говорить о кубе данных как о многомерном массиве, определяемом набором пространственных (или пространственно-временных) измерений в сочетании с набором абстрактных математических (или параметрических) измерений, определяемых значениями набора наблюдений по каждому измерению.

3. Дискретная глобальная грид-система

Дискретная глобальная грид-система — комплекс дискретных глобальных сеток, состоящих из сеток с более высоким разрешением [5]. По сути, двумерная карта нашей планеты — это также грид-система, где в качестве сетки применяется система долготы и широты. В электронном виде применяется система координат на сфере, где поверхность разбивается на сетку ячеек, которые в свою очередь могут также быть разделены для увеличения разрешения. Сопоставление со сферой производится при помощи уравнений сферических координат. В основном ячейки имеют форму четырехугольника, но ближе к полюсам используются треугольные. Их площадь различается в зависимости от широты. Плоские ячейки преобразуются в сферические при помощи метода проекции.

Ячейки могут быть преобразованы из плоского представления в сферическое. Может быть использована иерархия с различными разреше-

ниями ячеек — родительская ячейка может иметь более грубое разрешение, в то время как дочерние будут характеризоваться более высоким. Обращение к каждой из ячеек происходит за счет механизма индексации. В основе грид-системы лежат: начальная (плоская) область (состоящая из частей), тип ячейки, индексация, проекция и другие.

Начальная область. Простым примером является двумерная карта, особенностью которой являются искажения при соотношении с нашей планетой — как в общем, так и в особенности при приближении к полюсам. Искажения вносят определенные сложности как при запросе данных, так и при их анализе. В качестве альтернативы может быть использован сферический многогранник (такие грид-системы иначе называют геодезическими). В качестве примером можно назвать икосаэдр, куб, тетраэдр. Каждое представление имеет свои преимущества и недостатки [6].

Типы ячеек. Основными типами ячеек в грид-системах являются шестиугольная, четырехугольная и треугольная. Каждый из них обладает преимуществами:

- шестиугольные подходят для выборки с наименьшей погрешностью квантования;
- четырехугольные хорошо совмещаются с декартовыми системами координат;
- треугольные просты в использовании, совместимы со стандартными методами визуализации.

Выбор типа ячейки происходит в зависимости от исходной области грид-системы, а также от приложения, для которого разработана система.

Улучшение/уточнение. Применяется для представления мелких ячеек (дочерних) вместо родительских, грубых. В грид-системах строятся ячейки с различными разрешениями, при этом уточняются грани используемых многогранников. В результате иерархического обхода происходит переход между родительскими и дочерними ячейками, соотношение между которыми определяется коэффициентом детализации или апертурой. При этом обход будет происходить проще, если площадь родительской ячейки будет совпадать с площадью дочерних.

Проекция. Метод проекций применяется для создания двумерной карты Земли. Их можно разделить на несколько типов, таких как равноудаленная, равной площади, конформная, ракурсная [7]. В любом случае при методе проекций возникают искажения. Степень этих искажений может быть различная, кроме того, они могут быть уменьшены.

В картографии каждая точка на двумерной карте отождествляется с точкой на сфере, функция может быть представлена в виде:

$$P' = F^{-1}(P) \quad (1)$$

где P — точка на сфере, P' — точка на плоскости.

Сферические координаты (θ, φ) могут быть использованы для представления модели Земли на двумерной карте. Для этого модель может быть разрезана по меридиану, в качестве осей будут использоваться сферические координаты. В этом случае сфера с двумерной картой будут связаны следующими уравнениями:

$$F(\theta, \varphi) = \begin{pmatrix} R \cos(\theta) \sin(\varphi) \\ R \sin(\theta) \sin(\varphi) \\ R \cos(\theta) \end{pmatrix} \quad (2)$$

$$F^{-1}(x, y, z) = \begin{pmatrix} \theta \\ \varphi \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \tan^{-1} \left(\frac{y}{x} \right) \\ \cos^{-1} \left(\frac{z}{R} \right) \end{pmatrix}, \quad (3)$$

$$\text{где } R = \sqrt{x^2 + y^2 + z^2} \quad (4)$$

Идеальное представление квадратов на двумерной плоскости искажается и на сфере переходит в четырехугольники, а ближе к полюсам — в треугольники. Именно для этого может быть использована конформная проекция (с сохранением угла наклона или растяжения).

Проекции равной площади для грид-систем являются наиболее предпочтительными [8, 9]. Сам метод проекций равных площадей был документально описан еще во времени Птолемея [10], однако в конце XX века появляется идея его использования в грид-системах. В качестве примеров таких проекций можно обозначить методы Ламберта (*J. Lambert*) — цилиндрический и азимутальный, Моллвайде (*K. Mollweide*) и Вернера (*J. Werner*) [3]. Обозначенные методы также были предложены значительно раньше, чем их стали использовать в рассматриваемой области. В частности, швейцарский математик Ламберт описал проекцию в 1772 году в качестве подходящей для отображения областей вблизи экватора в крупном масштабе¹. Моллвайде в 1805 году завершил работу над методом, в основе которого была идея проекции центрального меридиана и экватора в качестве прямых перпендикулярных линий². Приходской священник Вернер в своей книге, вышедшей в 1514 году, описал свой вариант усовершенствования проекции, которая около 1500 года была предложена австрийским математиком Стабом (*I. Stab*) [13]. Параллели представляли

¹ Цилиндрическая равновеликая проекция Ламберта / ESRI.com [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://desktop.arcgis.com/ru/arcmap/latest/map/projections/cylindrical-equal-area.htm> (дата обращения 02.03.2025).

² Misachi J. World Map — Mollweide Projection / World Atlas [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://www.worldatlas.com/geography/world-map-mollweide-projection.html> (дата обращения 02.03.2025).

собой множество круговых дуг, имеющих общий центр. В качестве особенности можно отметить форму такой карты — она напоминает сердце. Особое внимание следует уделить первому варианту. Суть этого метода заключается в том, что точка на сфере проецируется на точку двумерной области ($P \rightarrow P'$). Для определения P' необходимо плоскость сделать касательной в некоторой точке A (отличной от P). Тогда P' — будет являться точкой пересечения окружности с центром в точке A и радиусом, равным AP , и плоскостью. При этом точка A будет проецироваться непосредственно на плоскость, а диаметрально противоположная ей точка A_1 должна быть исключена из проекции по причине того, что пересекающая ее окружность не будет уникальной.

Для «многогранной сферы» также определены функции сопоставления каждой точки сферы и многогранника [3]. В используемой в грид-системах проекции равной площади Снайдера (*J. Snyder*) применяется азимут Ламберта, после чего корректируется для обеспечения точного соответствия краев. Идея Снайдера заключается в проецировании данных на сферу при помощи многогранной поверхности, в результате чего угловые искажения уменьшаются — многогранники приближены к сфере [14]. Как итог — задача состоит в проецировании прямоугольных треугольников с помощью разделения граней многогранника по линиям симметрии. Подход Снайдера определяет и прямую, и обратную проекцию. Используется многогранник, уменьшается угловое искажение [10]. Необходимо определить коэффициент масштабирования радиусов сфер:

- описывающей многогранник;
- имеющей равную площадь с многогранником.

Проекция Роски и Плонки (*D. Rořca, G. Plonka*), предложенная русскими и немецкими профессорами, описанная в работе [15] в 2011 году, использовалась в модели, которая представляла собой Цифровую Землю в виде куба, а также расширялась до октаэдра. Происходит преобразование кубической «области» в сферическую. Грань куба преобразуется в криволинейную область, параллельную грани при помощи биекции (T), после применяется метод Ламберта для криволинейной области.

Еще одним методом является *HEALPix* (*Hierarchical Equal Area isoLatitude Pixelation*, иерархическая изоширотная пикселизация с равной площадью), в основе которой лежат проекция Ламберта (для экваториальных областей) и Коллиньона (*É. Collignon*) для полярных областей, представляет собой универсальную структуру данных, включая библиотеки вычислительных алгоритмов и программного обеспечения для визуализации [16].

Основное требование при разработке — создание математической структуры, поддерживающей дискретизацию функций на сфере с достаточно высоким разрешением, а также обеспечение быстрого и точного статистического анализа больших массивов данных³. Основные три свойства *HEALPix*:

1. Разбиение сферы на четырехугольники, наименьшее разрешение — 12 базовых пикселей;
2. Площади всех пикселей при заданном разрешении идентичны;
3. Пиксели распределены по линиям широты.

Перечень рассмотренных проекций не являются исчерпывающими, но его можно назвать основным для понимания принципов работы в грид-системах.

4. Индексация

Для того, чтобы эффективно обрабатывать запросы по геоданным, применяется иерархический метод их хранения. Структуры такого типа использовались и продолжают использоваться на различных реализациях Цифровой Земли [18]. Важным критерием является минимизация затрат, в этом случае приоритетными считаются методы индексации, которые позволяют однозначно идентифицировать каждую ячейку с каждым разрешением с необходимым индексом. Здесь можно выделить три метода, которые используются для реализации в Цифровой Земле, в основе которых лежит иерархия, кривая, заполняющая пространство, и ось [19]. Остановимся более подробно на каждом из них.

Метод иерархии. При уточнении/улучшении, как отмечалось выше, создается иерархическая структура, состоящая из родительских и дочерних ячеек. Таким образом создаются связи и иерархия, позволяющая связать родительскую ячейку и дочернюю с префиксом родительской (в этом случае индексация происходит по ячейкам от грубого масштаба к более точному). Этот подход эффективен, если поддерживаются иерархические запросы, но для определенных задач могут потребоваться довольно сложные алгоритмы.

Метод кривой, заполняющей пространство. Одномерная кривая $f(t)$ создается рекурсивным способом для того, чтобы в итоге заполнить все пространство. Таким образом происходит дискретизация пространства на известное количество ячеек, каждому индексу ставится в соответствие одна ячейка. К наиболее распространенным относятся функции Гильберта

³ HEALPix. Data Analysis, Simulations and Visualization on the Sphere / Healpix Sourceforge [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://healpix.sourceforge.io/> (дата обращения 02.03.2025).

(D. Hilbert), Пеано (G. Peano), Серпински (W. Sierpiński) и Мортон (G. Morton), каждая из которых описывается определенным алгоритмом заполнения пространства. Как правило, эти кривые имеют сначала достаточно простую геометрию в простой области, которые затем изменяются — происходит уточнение области и преобразование кривой для того, чтобы полностью охватить область. В данном случае для индексации не особенно удобен вариант применения десятичных чисел.

Метод индексации на основе осей. Данный метод состоит в том, что используется система координат с количеством осей, необходимым для того, чтобы охватить все пространство с ячейками. В таком случае ячейка индексируется n -мерным вектором $(i_1, i_2, \dots, i_n)$, где n — количество осей. В свою очередь параметр i_j обозначает количество шагов, необходимых для перехода по конкретной оси для того, чтобы попасть на нужную ячейку.

5. Применение грид-систем

Однородность структуры ячеек с меньшими искажениями и упрощением анализа были достигнуты при помощи дискретных глобальных грид-систем [19]. Одними из первых в этой области были М. Гудчайлд и Г. Даттон (M. Goodchild, G. Dutton), стоявшие у истоков Цифровой Земли. В частности, Гудчайлд предложил применение иерархической структуры пространственных данных на основе исходного октаэдра [20], грани которого проецируются на сферу в обратном порядке перед созданием более мелких ячеек, а уточнение применяется к полученным сферическим треугольникам. Необходимо отметить, что Гудчайлд признается в качестве одного из мировых специалистов в области ГИС [21], стоящих в основе проекта Цифровой Земли. Аналогичный способ предлагает и описывает и Даттон в своей работе [22] в 1999 году. В этой работе представляется октаэдр, вписанный в Землю; таким образом, разбиваются восемь его граней на четыре части, а затем рекурсивно на 32 треугольных грани (квадранта).

Стоит упомянуть и о системе SCENZ-Grid — это грид-система, построенная на основе исходного кубического многогранника и созданная в сотрудничестве с Landcare Research и GNS Science, в основном для мониторинга окружающей среды. Основным отличием является то, что вместо конгруэнтного уточнения от 1 до 4 применяется уточнение от 1 до 9, в качестве проекции применяется упомянутая выше HEALPix, метод индексации основан на иерархии и соответствует базе 9 [23].

В качестве особенности проекта Цифровой Земли стоит отметить, что он потребует не просто грид-систему, которая, по сути, позволяет дискретно представить лишь поверхность нашей планеты, но будет агрегиро-

вать множество данных, в частности, о воздушном пространстве или землетрясениях. В таких условиях необходимо использовать объемные грид-системы — сфероидная сетка с вырожденным восьмиугольником (*Spheroid Degenerated-Octree Grid, SDOG*) [24, 25]. Примером такой структуры можно назвать сетку для отображения литосферы, в которой происходит деление Земли на восемь октантов. Каждый из них подвергается уточнению и индексации.

Грид-системы остаются приоритетным методом, используемым при реализации Цифровой Земли, несмотря на сложности, связанные с неоднородностью ячеек. Ярким примером такой реализации, безусловно, можно назвать *Google Earth*, *Google Maps* или *Bing Maps*, которые, по сути, на сегодняшний день не представлены в виде трехмерного глобуса, но используют методы, лежащие в основе грид-систем. В частности, применяются сетка широты/долготы и цилиндрическая проекция с текстурами, которые обрабатываются при помощи подхода *clip-mapping (clipmap)*, являющимся геометрической текстурной выборкой [26]. В работе [27] описано применение *clipmap*, позволяющее ограничить размер изображения, что в свою очередь способствует эффективному использованию памяти, позволяя не перегружать ее, отображая информацию в режиме реального времени.

Google Maps и *Bing Maps* для работы применяют проекцию Меркатора (*G. Mercator*)^{4,5}. В данном случае у *Google* используется 4 уровня уточнения, а каждый элемент сетки связан с текстурой размером 256×256, индексация происходит при помощи осевой системы координат. Отличие *Bing Maps* в методе индексации — иерархическая при помощи системы квадрантов.

Отдельного рассмотрения требует и Система прототипа Цифровой Земли (*Digital Earth Prototype System, DEPS*), которая была запущена Китайской академией наук в 1999 году [30]. Система предназначена для изучения теорий и методов, необходимых для научных исследований. Она позволила не только разработать целый ряд прикладных приложений, но и обеспечить поддержку Цифровой Земли. *DEPS* представляет собой аппаратно-программные комплексы, предназначенные для приема и обработки данных дистанционного зондирования, редактирования данных и графики, обработки пространственной информации, грид-вычислительной платформы, а также серверов. На базе системы в 2010 году была разработана

⁴ Google Maps Projection / Barcelona Field Studies Centre [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://setcompass.com/GoogleMapsProjection.htm> (дата обращения 23.02.2025).

⁵ Understanding Scale and Resolution / Microsoft [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://learn.microsoft.com/en-us/bingmaps/articles/understanding-scale-and-resolution> (дата обращения 23.02.2025).

интерактивная среда визуализации — научная платформа Цифровой Земли (*Digital Earth Science Platform, DESP*), позволяющая интегрировать современные технологии в области наук о Земле [31]. *DESP* способна поддерживать пространственные данные, приложения и информационные сервисы. Институт дистанционного зондирования Китайской академии сконструировал интерактивную среду визуализации с полным погружением. Площадь объекта — 600 м².

Развитие с открытым кодом и по единому стандарту — необходимость для развития такого проекта, как Цифровая Земля, агрегирующего в себе множество различных данных из различных источников. Это же касается и стандартизации грид-систем, чему авторы в своей работе [3] уделяют отдельное внимание. Открытый геопропространственный Консорциум (*Open Geospatial Consortium, OGC*) в 2014 году принял решение о создании стандарта грид-систем. Речь шла не о разработке некоего единого стандарта, который должны были бы использовать разработчики, но о совместимости, оставляя им некую гибкость и возможность адаптации своего продукта для работы в единой системе. В 2017 году такой стандарт впервые был опубликован. В качестве основы определена иерархическая мозаика, состоящая из ячеек, имеющих одинаковую площадь. Они разделяют поверхность не только по площади, но и содержат несколько уровней детализации. Определена также глобальная система отсчета и метод обращения к каждой ячейке и кодирования информации. Основой являются фиксированные элементы структуры, которые удовлетворяют следующим требованиям:

- полнота области и уникальность — однозначное определение без пересечений;

- наличие уровней различного разрешения;

- простота геометрии ячеек;

- ячейки имеют одинаковую площадь и уникальный идентификатор;

- начальная многогранная тесселяция.

Open Geospatial Consortium проводит не только разработку стандарта, но и иные инициативы:

- публикацию стандарта (*ISO 19170*), позволяющего расширить применение для потенциальных разработчиков;

- создание реестра, позволяющего проводить совместную работу и осведомленность;

- разработка общего подхода *API* (*application programming interface*) для грид-систем, позволяющего облегчить взаимодействие разработчиков, а также расширение применения технологии.

6. Заключение

Перспективный проект Цифровая Земля вызывает интерес во многих странах: как на государственном уровне, так и в частном секторе. Однако для реализации всех его возможностей он должен отличаться от имеющихся картографических и геоинформационных систем, от глобусов. Создание трехмерной модели Земли, обладающей свойствами всемасштабности и всеракурсности, позволило приблизить воплощение идеи А. Гора. Технически реализация всеракурсности стала возможной благодаря внедрению грид-систем, а также выбору и использованию эффективных алгоритмов, которые в свою очередь воплощены в программном обеспечении.

Список литературы

1. Воробьев А. В., Воробьева Г. Р. Подход к динамической визуализации разнородных геопространственных векторных изображений // Компьютерная оптика. 2024. Т. 48, № 1. С. 123—138.
2. Wenbin S., Changjiang Z. A global hierarchical and equal-area sphere / ellipsoid grid and its geometry distortion analysis. In : 2013 International Archives of the Photogrammetry, Remote Sensing and Spatial Information Sciences. Global Spatial Grid & Cloud-based Services. November 11–12, Xuzhou, Jiangsu, China. Vol. XL-4/W2. 2013. P. 27–32.
3. Alderson T., Purss M., Du X., Mahdavi-Amiri A., Samavati F. Digital Earth Platforms. Manual of Digital Earth. Springer, Singapore, 2020. P. 25–54.
4. Purss M., Peterson P., Strobl P. [et al.]. Datacubes – A Discrete Global Grid Systems Perspective // Cartographica. 2019. № 54 (1). P. 63–71.
5. Tong X., Ben J., Wang Y., Zhang Y., Pei T. Efficient encoding and spatial operation scheme for aperture 4 hexagonal discrete global grid system // International Journal of Geographical Information Science. 2013. Vol. 27, iss. 5. P. 898–921.
6. Snyder J. P. An equal-area map projection for polyhedral globes // Cartographica. 1992. Vol. 29, iss. 1. P. 10–21.
7. Grefarend E. W., You R.-J., Syffus R. Map Projections. Cartographis Information Systems. Springer, 2014. 935 p.
8. Mohdavi-Amiri A., Alderson T., Samavati F. Geospatial Data Organization Methods with Emphasis on Aperture-3 Hexagonal Discrete Global Grid Systems // Cartographica. 2019. Vol. 54, iss. 1. P. 30–50.
9. White D., Kimerling A., Overton W. Cartographic and Geometric Components of a Global Sampling Design for Environmental Monitoring // Cartography and Geographic Information Systems. 1992. Vol. 19, iss. 1. P. 5–22.
10. Harrison E., Magdavi-Amiri A., Samavati F. Analysis of Inverse Snyder Optimization // Lecture Notes in Computer Science. Transactions on Computational Science XVI. 2012. Vol. 7380. P. 134–148.
11. Нестеров А. Географические карты раннего Нового времени как эстетизация и концептуализация репрезентированного пространства. В сб. : Гетеротопии : миры, границы, повествование. 2015. № 57 (5). С. 88—110.
12. Harrison E., Mahdavi-Amiri A., Samavati F. Optimization of Inverse Snyder Polyhedral Projection. In : 2011 International Conference on Cyberworlds. October 4–6, Calgary, Alberta, Canada. 2011. 8 p.

13. Roşca D., Plonka G. Uniform spherical grids via equal area projection from the cube to the sphere // *Journal of Computational and Applied Mathematics*. 2011. № 236 (6). P. 1033–1041.
14. Gorski K., Hivon E., Banday A. [et al.]. HEALPix : A Framework for High-Resolution Discretization and Fast Analysis of Data Distributed on the Sphere // *The Astrophysical Journal*. 2004. № 622 (2). P. 1–21.
15. Fekete G., Treinish L. Sphere quadrees : a new data structure to support the visualization of spherically distributed data. In : *Extracting meaning from complex data : processing, display, interaction*. February 14–16, Santa Clara, CA, United States. 1990. P. 242–254.
16. Mahdavi-Amiri A., Samavati F., Peterson P. Categorization and conversions for indexing methods of discrete global grid systems // *ISPRS International Journal of Geo-Information*. 2015. Vol. 4, iss. 1. P. 320–336.
17. Goodchild M., Shiren Y. A hierarchical Spatial Data Structure for Global Geographic Information System. In : *NCGIA Technical Reports*. National Center for Geographic Information and Analysis. 1989. Vol. 89, iss. 5. 23 p.
18. Батурин Ю., Дмитриева В., Еремченко Е. [и др.]. *Manual of Digital Earth : новая вежа в развитии концепции Цифровой Земли* // *Геоконтекст*. 2019. Т. 7, №. 1. С. 4—12.
19. Dutton G. H. *A hierarchical Coordinate System for Geoprocessing and Cartography*. Springer, 1999. 230 p.
20. Mahdavi-Amiri A., Alderson T., Samavati F. A Survey of Digital Earth // *Computers & Graphics*. 2015. Vol. 53, iss. 1. P. 1–26.
21. Yu J. Q. [et al.]. SDOG-based multi-scale 3D modeling and visualization on global lithosphere // *Science China Earth Sciences*. 2012. Vol. 55, no. P. 1012–1020.
22. Jie-qing Y., Li-Xin W. U. Spatial subdivision and coding of a global three-dimensional grid : Spheoid degenerated-octree grid. In : *2009 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium*. 2009. Vol. 2. P. II-361–II-364.
23. Геацингов А. М., Решетников В. Н., Родителей А. В. Методы визуализации протяженных ландшафтов в тренажерно-обучающих системах // *Компьютерные инструменты в образовании*. 2019. № 2. С. 31—42.
24. Tanner C. C., Migdal C. J., Jones M. T. The Clipmap : A Virtual Mipmap. In : *1998 International Conference on Computer Graphics and Interactive Technologies*. Computer Science, Engineering, 18–24 July, Orlando, USA. 1998. 8 p.
25. Guo H., Fan X., Wang C. A digital earth prototype system : DEPS/CAS // *International Journal of Digital Earth*. 2009. Vol. 2, iss. 1. P. 3–15.
26. Guo H., Liu Z., Jiang H. [et al.]. Big Earth Data : a new challenge and opportunity for Digital Earth's development // *International Journal of Digital Earth*. 2009. Vol. 2, iss. 1. P. 3–15.

Информация об авторе

Носов Никита Владимирович, соискатель ученой степени кандидата технических наук Института истории естествознания и техники им. С. И. Вавилова РАН, г. Москва, Российская Федерация.

The History of the Technical Implementation of the 3D-Representation of the Digital Earth

N. V. Nosov

S. I. Vavilov Institute for the History of Science and Technology,
Russian Academy of Sciences
14, Baltiyskaya st., Moscow, 125315, Russian Federation

nosov_nikita@mail.ru

Received: July 10, 2025

Peer-reviewed: July 23, 2025

Accepted: July 23, 2025

Abstract: A distinctive feature of the Digital Earth project is implementation a three-dimensional model of the Earth while simultaneously realizing such properties as multiscale and 3D-representation. The approaches that make it possible to realize the possibility of representing our planet from various angles are considered. The essence of the discrete global grid system method is outlined, as well as possible projection methods. A brief technical description of the method is provided with historical points of origin and descriptions. An effective way of working with data, preferred for the Digital Earth, is indexing, implemented using three methods – hierarchy, a curve filling the space and based on axes. Examples of the use of grid systems are given alongside the specifics of their application.

Keywords: 3D-representation, Digital Earth, grid systems, geodata indexing.

For citation (IEEE): N. V. Nosov, “The History of the Technical Implementation of the 3D-Representation of the Digital Earth,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 9, no. 1, pp. 108–122, 2026, doi: 10.21227/jceb-0128. (In Russ.).

References

- [1] A. V. Vorobev and G. R. Vorobeva, “An approach to dynamic visualization of heterogeneous geospatial vector images,” *Computer Optics*, vol. 48, iss. 1, pp. 123–138, 2024. (In Russ.).
- [2] S. Wenbin and Z. Changjiang, “A global hierarchical and equal-area sphere/ellipsoid grid and its geometry distortion analysis,” in *2013 International Archives of the Photogrammetry, Remote Sensing and Spatial Information Sciences. Global Spatial Grid & Cloud-based Services*, November 11–12, Xuzhou, Jiangsu, China, vol. XL-4/W2, pp. 27–32, 2013.
- [3] T. Alderson, M. Purss, X. Du, A. Mahdavi-Amiri, and F. Samavati, *Digital Earth Platforms. Manual of Digital Earth*, Springer, Singapore, 2020, pp. 25–54.
- [4] M. Purss, P. Peterson, P. Strobl, [et al.], “Datacubes – A Discrete Global Grid Systems Perspective,” *Cartographica*, vol. 54 (1), pp. 63–71, 2019.
- [5] X. Tong, J. Ben, Y. Wang, Y. Zhang, and T. Pei, “Efficient encoding and spatial operation scheme for aperture 4 hexagonal discrete global grid system,” *International Journal of Geographical Information Science*, vol. 27, iss. 5, pp. 898–921, 2013.
- [6] J. P. Snyder, “An equal-area map projection for polyhedral globes,” *Cartographica*, vol. 29, iss. 1, pp. 10–21, 1992.

- [7] E. W. Grefarend, R.-J. You, and R. Syffus, *Map Projections. Cartographis Information Systems*, Springer, 2014.
- [8] A. Mohdavi-Amiri, T. Alderson, and F. Samavati, "Geospatial Data Organization Methods with Emphasis on Aperture-3 Hexagonal Discrete Global Grid Systems," *Cartographica*, vol. 54, iss. 1, pp. 30–50, 2019.
- [9] D. White, A. Kimerling, and W. Overton, "Cartographic and Geometric Components of a Global Sampling Design for Environmental Monitoring," *Cartography and Geographic Information Systems*, vol. 19, iss. 1, pp 5–22, 1992.
- [10] E. Harrison, A. Magdavi-Amiri, and F. Samavati, "Analysis of Inverse Snyder Optimization," in *2012 Lecture Notes in Computer Science. Transactions on Computational Science XVI*, vol. 7380, pp. 134–148, 2012.
- [11] A. Nesterov, "Geographical maps of the early modern period as aestheticization and conceptualization of represented space," in *Heterotopias: worlds, boundaries, narrative*, iss. 57 (5), pp. 88–110, 2015. (In Russ.).
- [12] E. Harrison, A. Mahdavi-Amiri, and F. Samavati, "Optimization of Inverse Snyder Polyhedral Projection," in *2011 International Conference on Cyberworlds*, October 4–6, Calgary, Alberta, Canada, 8 p, 2011.
- [13] D. Roşca and G. Plonka, "Uniform spherical grids via equal area projection from the cube to the sphere," *Journal of Computational and Applied Mathematics*, vol. 236, iss. 6, pp. 1033–1041, 2011.
- [14] K. Gorski, E. Hivon, A. Banday, B. Wandelt, F. Hansen, [et al.], "HEALPix: A Framework for High-Resolution Discretization and Fast Analysis of Data Distributed on the Sphere," *The Astrophysical Journal*, vol. 622, iss. 2, pp. 1–21, 2004.
- [15] G. Fekete and L. Treinish, "Sphere quadrees: a new data structure to support the visualization of spherically distributed data," in *1990 Extracting meaning from complex data: processing, display, interaction*, February 14–16, Santa Clara, CA, United States, vol. 1259, pp. 242–254, 1990.
- [16] A. Mahdavi-Amiri, F. Samavati, and P. Peterson, "Categorization and conversions for indexing methods of discrete global grid systems," *ISPRS International Journal of Geo-Information*, vol. 4, iss. 1, pp. 320–336, 2015.
- [17] M. Goodchild and Y. Shiren, "A hierarchical Spatial Data Structure for Global Geographic Information System," *NCGIA Technical Reports. National Center for Geographic Information and Analysis*, vol. 89, iss. 5, 1989.
- [18] Yu. Baturin, V. Dmitrieva, E. Eremchenko, [et al.], "Manual of Digital Earth: new milestone in the development of the Digital Earthconcept," *GeoContext*, vol. 7, iss. 1, pp. 4–12, 2019. (In Russ.).
- [19] G. H. Dutton, *A hierarchical Coordinate System for Geoprocessing and Cartography*. Springer, 1999.
- [20] A. Mahdavi-Amiri, T. Alderson, and F. Samavati, "A Survey of Digital Earth", *Computers & Graphics*, vol. 53, iss. 1, pp. 1–26, 2015.
- [21] J. Q. Yu, [et al.], "SDOG-based multi-scale 3D modeling and visualization on global lithosphere," *Science China Earth Sciences*, vol. 55, pp. 1012–1020, 2012.
- [22] Y. Jie-qing and W. U. Li-Xin, "Spatial subdivision and coding of a global three-dimensional grid: Spheroid Degenerated-Octree Grid", in *2009 International Geoscience and Remote Sensing Symposium*, July 12–17, University of Cape Town, Cape Town, South Africa, pp. 361–364, 2009.
- [23] A. M. Giatsintov, V. N. Reshetnikov, and A. V. Roditelev, "Methods of Rendering Vast Landscapes in Simulation Training Systems," *Computer tools in education*, vol. 2, pp. 31–42, 2019. (In Russ.).

- [24] C. C. Tanner, C. J. Migdal, and M. T. Jones, "The Clipmap: A Virtual Mipmap," in *1998 International Conference on Computer Graphics and Interactive Technologies. Computer Science, Engineering*, 18–24 July, Orlando, USA, 1998.
- [25] H. Guo, X. Fan, and C. Wang, "A digital earth prototype system: DEPS/CAS," *International Journal of Digital Earth*, vol. 2, iss. 1, pp. 3–15, 2009.
- [26] H. Guo, Z. Liu, H. Jiang, [et al.], "Big Earth Data: a new challenge and opportunity for Digital Earth's development," *International Journal of Digital Earth*, vol. 2, iss. 1, pp. 3–15, 2009.

Information about the author

Nikita V. Nosov, applicant for a Degree Candidate of Engineering Sciences of S. I. Vavilov Institute for the History of Science and Technology, Russian Academy of Sciences, Moscow, Russian Federation.

Промышленный шпионаж — двигатель технического прогресса в радиоламповых технологиях

Пестриков В. М.

*Санкт-Петербургский государственный институт кино и телевидения
ул. Правды, 13, Санкт-Петербург, 191119, Российская Федерация*

pvm205@yandex.ru

Получено: 22 сентября 2025 г.

Отрецензировано: 6 октября 2025 г.

Принято к публикации: 6 октября 2025 г.

Аннотация: Проведено исследование радиоламповых технологий, разработанных во Франции в период Первой мировой войны. Отмечена роль военной разведки и промышленного шпионажа в разработке французского триода ТМ. Исследованы конструкции ламповых триодов Генри Абрахама, Мишеля Пери и Жака Биге, Бове и триода детектора Junot. Подробно рассмотрено изобретение мульти-вибратора Абрахамом и Блохом. Показан приоритет Абрахама и Блоха в изобретении схемы лампового автоколебательного мультивибратора.

Ключевые слова: Густав Ферри, лампа Абрахама, триод Мишеля Пери и Жака Биге, триод ТМ, триод Бове, триод детектор Junot, мультивибратор Абрахама-Блоха, триггер Экклса-Джордана.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Пестриков В. М. Промышленный шпионаж — двигатель технического прогресса в радиоламповых технологиях // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2026. Т. 9, № 1. С. 123—151.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Пестриков, В. М. Промышленный шпионаж — двигатель технического прогресса в радиоламповых технологиях / В. М. Пестриков // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2026. — Т. 9, № 1. — С. 123—151.

1. Введение

Перед Первой мировой войной в некоторых промышленно развитых странах, не имевших своего производства вакуумных триодов, были предприняты попытки в разработке собственных конструкций радиоламп. Во Франции ламповые триоды были мало известны и практически почти не ис-

пользовались. Представление об этих устройствах ограничивалось немецкой лампой Либена — Рейса. Что касается аудиона Ли де Фореста, то о нем было известно начальнику радиоотдела в Высшей школе электричества в Жиф-сюр-Иветт (фр. *École Supérieure d'Électricité, Gif sur Yvette, Fr.*) подполковнику Густаву Ферри (*Gustav Auguste Ferrie*, 19.11.1868—16.02.1932) и его сотрудникам.

Так как для Франции война с Германией была неизбежна, то внимание французских военных было направлено на ускорение развития и промышленное производство средств телекоммуникаций для армии. С этой целью французское правительство назначило Ферри техническим директором Французской военной телеграфной службы (фр. *French Military Telegraphic Service*) и поручило ему сделать анализ состояния исследований по разработке радиоламп в Германии и США. Первая мировая война сделала вопросы приоритета патентов второстепенными. Для достижения этой цели были использованы различные средства, в том числе военная разведка и промышленный шпионаж. В результате, благодаря успехам военной разведки, во время войны во Франции была сконструирована радиолампа типа *ТМ* и налажено ее производство [1].

Разработанная во Франции радиолампа *ТМ* была ключевым компонентом военных приемо-передающих систем, особенно в армии и ВВС во время Первой мировой войны. Эти лампы, благодаря усовершенствованиям в области вакуума и материалов электродов, позволили значительно улучшить характеристики средств связи. Радиолампы типа *ТМ* сыграли решающую роль в развитии радиовещания, а позднее и в появлении электронных средств массовой информации, таких как радио и телевидение.

2. Приключения сотрудника компании *Telefunken* Пола Пишона

Летом 1914 года в поездке по США находился сотрудник немецкой компании *Telefunken* Поль Пишон (фр. *Paul Pichon*, 18??—1929); целью командировки был сбор информации о последних разработках в области беспроводной связи. В ходе своего турне он посетил компанию *Western Electric*, где получил образцы последних высоковакуумных аудионов Ли де Фореста вместе с полной информацией относительно их использования. У Пишона был доступ к информации, необходимой для копирования этих ламп в Германии.

Поль Пишон был французом. Он покинул Францию в 1900 году, чтобы избежать службы в армии. Эмигрировав в Германию, он стал зарабатывать на жизнь преподаванием французского языка. Среди его учеников были дети графа Георга Арко (нем. *Georg von Arco*, 30.08.1869—05.05.1940), одного из основателей компании *Telefunken*. Благодаря этому

Поль Пишон впоследствии был принят на работу в компанию в качестве ее технического представителя. Он быстро продвигался по службе в компании. В 1912 году, когда занял должность начальника патентной службы *Telefunken*, его отправили во Францию. Он посетил Ферри и Эмиля Жирардо¹ (*Émile Eugène Fernand Girardeau*, 12.10.1882—07.12.1970), чтобы попытаться убедить французов обмениваться информацией и сотрудничать с *Telefunken* в борьбе с исками о нарушении патентных прав, возбужденными британской *Marconi Company*.

При возвращении в Германию, в конце его американского турне, Поль Пишон приплыл на атлантическом лайнере в Саутгемптон². Он оказался в Лондоне 3 августа 1914, в тот самый день, когда Германия объявляла войну Франции. Несчастный молодой человек попал в затруднительное положение, с одной стороны он французский дезертир, с другой — иностранец для Германии. Он не знал, что делать. В сомнениях он обратился за советом к Годфри Исааксу (*Godfrey Isaacs*, 22.07.1866—17.04.1925), управляющему директору компании Маркони (рис. 1). Поль Пишон рассказал ему, что он все еще остается французским подданным, но он не может вернуться во Францию, так как будет сразу арестован. Годфри Исаакс не смог оценить важности информации, которой обладал технический представитель компании *Telefunken*. Он посоветовал ему вернуться во Францию и предложить свои услуги французским властям.

Поль Пишон приехал в Кале³ (*Calais*), где был сразу арестован. В ответ на это он показал привезенные из Америки несколько американских экземпляров аудионов *De Forest*, усилитель на трансформаторах и гетеродин. Он убедил властей устроить ему встречу с руководителем Французской военной телеграфной службы. Им оказался, полковник Густав Ферри, который, узнав об этом, немедленно приказал привести к нему Пола Пишона, со всем его багажом и бумагами, рис. 1.

Когда Пишона доставили к Ферри, то он вытащил из кармана трехэлектродную лампу Ли де Фореста (несколько коробок с подобными лампами находились в его багаже вместе с информацией об их использовании и производстве) [1, с. 10—11] и подробно объяснил присущие триоду

¹ Эмиль Жирардо вместе с Жозефом Бетено (фр. *Joseph Béthenod*, 27.04.1883—21.02.1944) основал в 1910 году французскую радиоэлектронную компанию *SFR* (фр. *Société Française Radio-Électrique*) под руководством Бранли. Его первым достижением стала установка на Эйфелевой башне первого передатчика с «музыкальной искрой». Во время Первой мировой войны был мобилизован в Центральное управление военной радиотелеграфии (*Central Establishment of Military Radiotelegraphy*) вместе с полковником Ферри.

² Саутгемптон (англ. *Southampton*) — город и порт на южном побережье Великобритании, на берегу Солентского пролива. Город знаменит тем, что отсюда, в среду 10 апреля 1912 года в 12 часов отправился в свой первый и последний путь пароход «Титаник».

³ Кале — город во Франции, порт у пролива Па-де-Кале.

характеристики и преимущества. Ферри узнал Пишона и определил его в военную радиослужбу.



Рис. 1. Годфри Исаакс (слева). Густав Ферри (1887 г.). Эмиль Жирардо (1904 г.). Перед радиостанцией Эйфелевой башни, 7 марта 1922 года стоят слева направо: генерал Ферри, г-н Штраус, командующий Жюльен. Фотография агентства «Роль», Париж, Национальная библиотека Франции.

Fig. 1. Godfrey Isaacs (left). Gustav Ferrie (1887). Émile Girardeau (1904). From left to right in front of the Eiffel Tower radio station, March 7, 1922: General Ferrié, Mr. Strauss, Commander Julien, Rol agency press photography, Paris, Bibliothèque nationale de France

Ферри, убедившись в достоверности информации Пишона, принял решение провести экспертную оценку аудиона. Он немедленно представил образцы радиоламп П. Пишона группе выдающихся физиков для дальнейшей оценки. Одновременно полковник Ферри поручил своему сотруднику Генри Абрахаму (*Henri Azariah Abraham*, 12.07.1868—22.12.1943), профессору физики Сорбонны, директору физической лаборатории Высшей нормальной школы, отправиться на радиостанцию Лион-ла-Дуа (фр. *Lion de La Doua*), которая только что получила мощный передатчик, первоначально предназначенный для Индокитая. Ферри привлек к исследованиям еще главу радиослужбы Индокитая (фр. *Chef du service radio d'Indochine*), бывшего руководителя радиостанции Лион-Виллербан (*Lyon-Villeurbanne, Rhône*) Мишеля Пери (фр. *Michel Peri*) и инженера компании SFR Жозефа Бетено (*Joseph Bethenod*, 27.04.1883—21.02.1944).

Выбор Лиона был не случаен — здесь находился второй передатчик вдали от Эйфелевой башни, необходимый по стратегическим соображениям. Кроме того, в Лионе имелось производство ламп накаливания, а также осваивалось стекольное производство на заводе Граммонт (Э. С. и А. *Grammont*). В первой половине ноября 1914 года был отозван из армии директор завода Жак Биге (фр. *Jacques Biguet*). Через некоторое время на это производство с завода *Établissements Bocuze* был переведен М. Рене Жуно (фр. *M. René Jounaust*), специалист по производству проволоочных сеток из драгоценных металлов для радиоламп.

3. Триоды Генри Абрахама

В Лионе Абрахам явился на завод Граммонт и попросил встречи с директором, но был принят «бенефициаром», так как директор был тогда мобилизован. Абрахам представился и договорился о проведении исследований по лампам. В этих работах принял участие Жак Биге, который знанием технологии изготовления ламп накаливания обогатил науку Абрахама о ламповых триодах. Через некоторое время, 4 ноября 1914 года, на заводе Граммон изготовили первую копию двойного аудиона Ли де Фореста, рис. 2а. Тест выявил слабые стороны конструкции аудиона. Конструкция оказалась довольно хрупкая, и, кроме того, аудион не обладал стабильностью параметров. Испытания были довольно разочаровывающими, так как вакуум был слишком слабым, а шум слишком высоким. Эти недостатки аудиона не позволяли его использовать в полевых условиях и в военных целях.

Генри Абрахам и Мишель Пери продолжили испытания других известных моделей триодов, в частности, на основе «плиотрона» Ленгмюра, рис. 2б. В этой модели для спиральной сетки использовалось 40 витков проволоки диаметром 0,05 мм с шагом 0,25 мм. Анод представлял собой пластинку из молибдена размером 10×12 мм. Особенностью плиотрона было то, что электроды (сетка и анод) были изготовлены из проводов, которые можно было нагревать в процессе вакуумирования. Это позволяло лучше освободиться от газов, попавших в электроды. В экспериментах плиотрон показал отличное качество работы, но после анализа оказалось, что из-за сложной технологии его производство будет слишком дорогим.

Третья модель триода (рис. 2в) не удовлетворила инженеров и от нее отказались.

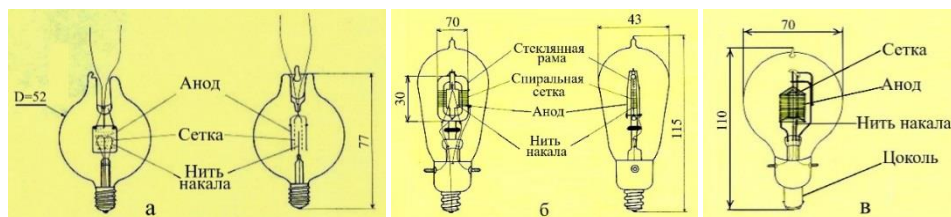


Рис. 2. Вакуумные триоды в экспериментах Абрахама и Пери: а — аудионы, переданные Пиконом Ферри в августе 1914, б — лампа типа «Плиотрон», изготовленная в Лионе в октябре 1914 года Абрахамом и Пери, в — трехэлектродная лампа с проволочным анодом, изготовленная в октябре 1915 года Абрахамом и Пери.

Fig. 2. Vacuum triodes in the experiments of Abraham and Peri: а – audions transmitted by Pichon Ferrie in August 1914, б – a “Pliotron” type tube manufactured in Lyon in October 1914 by Abraham and Peri, в – a three-electrode tube with a wire anode, manufactured in October 1915 by Abraham and Peri

После нескольких неудачных попыток и слишком дорогостоящих изысканий Абрахам в декабре 1914 г. создал четвертую конструкцию триода, которая изготовлялась в заводских условиях с февраля по октябрь 1915 г. (рис. 3) [2]. Триод содержал коаксиально расположенные цилиндрический анод, спиральную сетку и нить накала. Электроды лампы были установлены вертикально. Этот триод получил название «Лампа Абрахама» (фр. *Lampe Abraham*) и показал многообещающие результаты. Лампа Абрахама была выпущена небольшой серией.

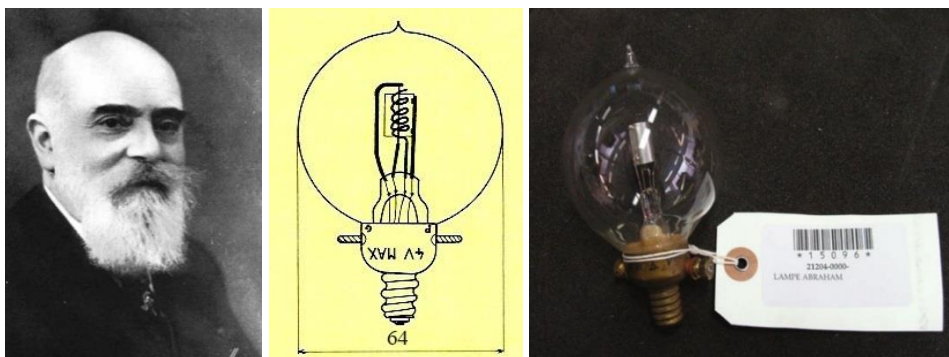


Рис. 3. Генри Абрахам и конструкция его лампового триода (декабрь 1914 г.), производившегося компанией *Grammont* с февраля 1915 г. по октябрь 1915 г. Лампа Абрахама (справа), экспонат *Musée des Arts et Métiers* в Париже.

Fig. 3. Henry Abraham and the design of his tube triode (December 1914), manufactured by Grammont from February 1915 to October 1915. Abraham's lamp (right) exhibit at the Musée des Arts et Métiers in Paris

Генри Абрахамом была предложена одна из блестящих идей по определению степени вакуума в лампе путем измерения обратного тока сетки, который возникает из-за того, что положительные ионы, образующиеся при ионизации остаточных газов в лампе, сталкиваются с сеткой.

31 декабря 1914 года Абрахам и Биге отправили полковнику Ферри первую партию из 10 триодов типа «Лампа Абрахама», а также отчет с описанием устройства и технологии его изготовления.

Отношения между Мишелем Пери и Генри Абрахамом вскоре испортились, и между ними возникла конкуренция. Атмосфера стала настолько токсичной, что 1 мая 1915 года Ферри пришлось отозвать Абрахама обратно в Париж.

4. Появление французской радиолампы типа *ТМ*

Абрахам и Биге продолжали совершенствовать производство триодов типа «Лампа Абрахама». Но этот прибор имела следующие недостатки:

— Хрупкость конструкции, особенно во время транспортировки, поскольку система электродов была установлена вертикально консольным расположением электродов на стеклянном выступе. Случайные удары деформировали сборку, что приводило к коротким замыканиям и разрывам нити накала.

— Неудобство эксплуатации было связано с особенностями цоколя. С обеих сторон цоколя выступали металлические штыри (рис. 3), которые внутри баллона лампы были соединения с сеткой и анодом. После ввинчивания лампы приходилось производить соединение штырьков сетки и анода гибкими проводами с радиоустройством. Производители еще не успели внедрить штыревой цоколь, хотя запрос на его у специализированных поставщиков был еще в декабре 1914 года, но тщетно.

Мишель Пери сообщил Ферри о недостатках конструкции лампы Абрахама. После этого Ферри переговорил с Абрахамом о хрупкости его ламп, и тот сразу же подсказал ему решение: необходимо надежно закрепить сетку с обоих концов.

Нужно отметить, что вакуумный триод *ТМ* явился результатом работы всей группы Ферри, каждый ее участник внес свою определенную лепту в конструкцию и мог претендовать на авторство.

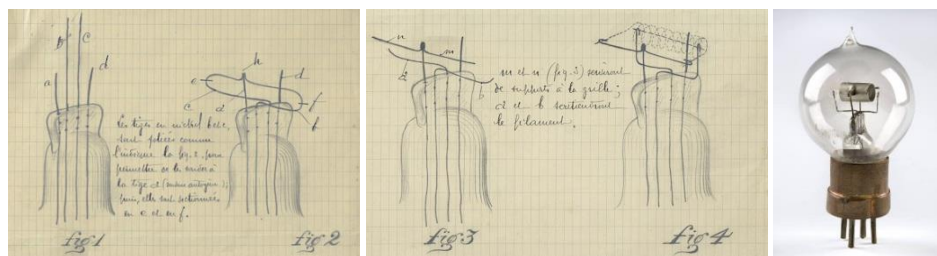


Рис. 4. Конструкция крепления электродов триода *ТМ*, разработанная Мишелем Пери.

Рисунок Мишеля Пери к письму от 14 апреля 1916 года, адресованному полковнику Ферри. (Документ из центральной библиотеки Политехнической школы).

Триод *ТМ* производства *Grammont* (1916).

Fig. 4. The design of the *ТМ* triode electrode mounting, developed by Michel Peri. Drawing by Michel Peri accompanying a letter dated April 14, 1916 addressed to Colonel Ferrié.

(Document from the central library of the Ecole Polytechnique).

Triode *ТМ* manufactured by *Grammont* (1916)

В октябре 1915 года проект конструкции опытных образцов радиоламп был существенно изменен, возможно, по совету Ферри. Мишелю Пери было официально и лично поручено создать очень прочный тип электронной лампы, допускающий безопасную транспортировку [1, с. 38].

Этот факт сыграл немаловажную роль в авторстве триода *ТМ* и получении на него патента. В течении 48 часов Мишель Пери разработал прочную конструкцию триода с горизонтальным расположением электродов, рис. 4. Система спиральная сетка — нить накала стала более жесткой, чем в предыдущей лампе Абрахама. После работ Мишеля Пери ламповый триод принял нынешний вид, рис. 4.

Ферри утвердил авторами последней разработки конструкции триода: Мишеля Пери и Жака Биге. Мишель Пери предложил конструкцию триода, а Жак Биге разработал технологию его изготовления и как директор завода способствовал налаживанию промышленного производства триода. На конструкцию вакуумного триода Мишель Пери и Жак Биге подали заявку на патент 23 октября 1915 г., а 29 марта 1919 г. получили основной патент *FR492657A*, рис. 5 [3]. Изобретение согласно патенту *FR492657A* носило название: «Приспособление для крепления элементов электроламп типа “Аудион”» (фр. *Dispositif de montage des éléments des tubes à vide «genre Audion»*). Мишель Пери и Жак Биге получили четыре патента на свое имя за рубежом: в Великобритании, Бельгии, Голландии и России. В ноябре 1915 года были изготовлены первые промышленные образцы радиоламп, которые получили наименование во Франции как тип *ТМ* (*Type ТМ, Télégraphie Militaire* — Военная телеграфная лампа). Иногда эту радиолампу называют лампой Мишеля Пери.

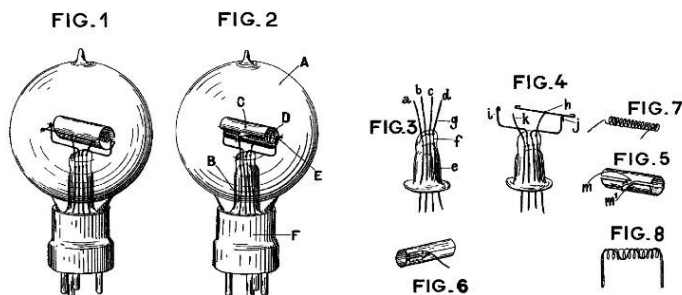


Рис. 5. Конструкция лампового триода *ТМ* согласно патенту Мишеля Пери и Жака Биге *FR492657* с приоритетом от 23 октября 1915 г.

Fig. 5. Design of a tube triode *ТМ* according to the patent of Michel Péri and Jacques Biguet *FR492657* with priority dated October 23, 1915

Разработанный 4-контактный триод имел цоколь *В4*, который заменил винтовой цоколь. Такой цоколь позволял осуществлять быструю замену лампы, в отличие от винтового цоколя. Цоколь содержал четыре штырька: два для подвода тока к нити накала, один к сетке, один к аноду. В лампе сетка является самонесущей между концевыми соединениями, как

и нить. Цилиндрический анод удерживался в трех местах точечной сваркой. Молибденовая сетка поддерживалась с обоих концов, и каждая опора соединялась с проволокой в зажиме. Вольфрамовая нить удерживалась за счет того, что опора была сплюснута, согнута и зажата.

Геометрические характеристики триода *TM* следующие: анод изготовлен из никеля, имеет длину 15 мм и диаметр 10 мм, сетка из молибденовой проволоки, намотанная в спираль длиной 16 мм и диаметром 4,5 мм. Сетка составляет 0,45 диаметра анода. Шаг спирали 1,3 мм, количество витков 12. Однонитевая вольфрамовая нить имеет диаметр 0,2 мм. Так родилась *TM* в своей окончательной форме, рис. 4.

5. Производство триодов *TM*

Производство триода *TM* началось в ноябре 1915 года. Его успех был огромен. Триод *TM* был выпущен во время войны более чем миллионным тиражом и был принят на вооружение всех союзных армий (лампы *R* англичан) и даже в немецких передатчиках. Это немецкие лампы *Téléfunken EVE173* и *Seddig RJW*.

Этот успех принадлежит не одному человеку, но энтузиазм и лидерские качества Гюстава Ферри сыграли решающую роль. В 1919 году ему было присвоено звание генерала, а в 1922 году избран членом Академии наук.

В Лионе фирма *Grammont Fotos* произвела первый *TM*. Когда спрос на *FOTOS* превысил возможности компании *Grammont*, к работе в марте 1916 года подключился другой производитель ламп, *Compagnie Générale d'Electricité* в Иври (*Lampes Metal*), их торговая марка была *Metal*, а лампа — *TM Metal*. После этого к производству триодов подключились *Radiotechnique* в Лионе, затем в Сюре и *SIF* (*Société* независимое от *TSF*) в Малакоффе.

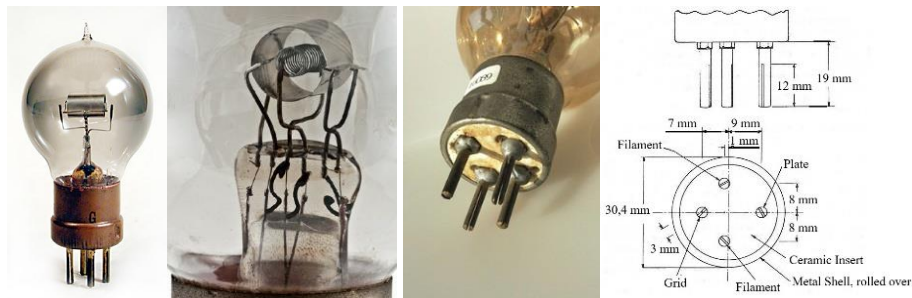


Рис. 6. Радиолампа «*TM Metal*» производства компании *Grammont* (Франция, 1915 г.).
Цоколевка «*TM Metal*».

Fig. 6. Radio tube “*TM Metal*” manufactured by *Grammont* (France, 1915). Pinout “*TM Metal*”

Радиолампы, изготовленные компанией *Grammont*, отмечены знаком «*TM Metal*» (рис. 6), в то время как сделанные вторым производителем *Compagnie General des Lampes*, имели маркировку «*TM Fotos*».

Первоначально предназначенные для использования в военных целях, лампы *TM* стали доступны широкой публике только в 1920 году и производились до начала 1930-х годов. Их вольфрамовая нить накала нагревалась до высокой температуры постоянным током напряжением 4 В. Ток нити накала составлял довольно большую величину — около 0,7 А, что явилось следствием того, что срок службы нити был очень малый, около 100 часов. Другие характеристики лампы *TM* были следующими: анодное напряжение 40 В, коэффициент усиления 10, крутизна характеристики 0,4 мА/В.

В начале 1916 года несколько образцов изготовленных радиоламп французы послали Адмиралтейству в Лондоне и Королевской Военно-морской сигнальной школе (*Royal Naval Signal School*) в Портсмуте (*Portsmouth*). Очень скоро стало очевидно, что эти французские трехэлектродные радиолампы превосходят по своим характеристикам не только последние образцы аудионов, но мягко-вакуумные лампы Раунда (*Round*). В том же году в Великобритании в сжатые сроки организовали производство подобных радиоламп на заводах компаний *BTH*, *Ediswan* and *Osram-Robertson*, под маркой тип “*R*”.

Однако было уже поздно — французская трехэлектродная радиолампа получила широкое распространение и была вне конкуренции. И именно под названием “*R*” французская радиолампа получила свою известность, рис. 7. С 1916 года варианты конструкции лампы “*R*” стали особенно популярными благодаря тому, что их срок службы со временем удалось постепенно увеличить до более чем 5000 часов. Так, благодаря промышленному шпионажу, был достигнут прогресс в совершенствовании трехэлектродных ламп, и произошло их внедрение в практику. В 1916 году было произведено более 100000 (ста тысяч) радиоламп типа *TM*, а в ноябре 1918 года их производство было доведено до 1000 ламп в день. В 1918 году отпускная цена ламп *TM* для армии составляла 5 французских франков, а в 1923 году их розничная цена составила 25 французских франков.

Благодаря лампе *TM* были построены первые усилители звуковой частоты типа “*3 TER*”, которые подключались к детекторным радиоприемникам типа “*Boîte A*” с галеновым кристаллом. Эта аппаратура поставлялась для французской армии во время войны.

Популярность радиолампы *TM* объяснялась еще и тем, что ее можно было легко заменить в радиоаппаратуре, так она имела четырехштырьковый цоколь, который впоследствии стал стандартом во всей Европе, вклю-

чая Великобританию. В лампе анод, сетка и нить накала соединялись с металлическими штырьками на цоколе.

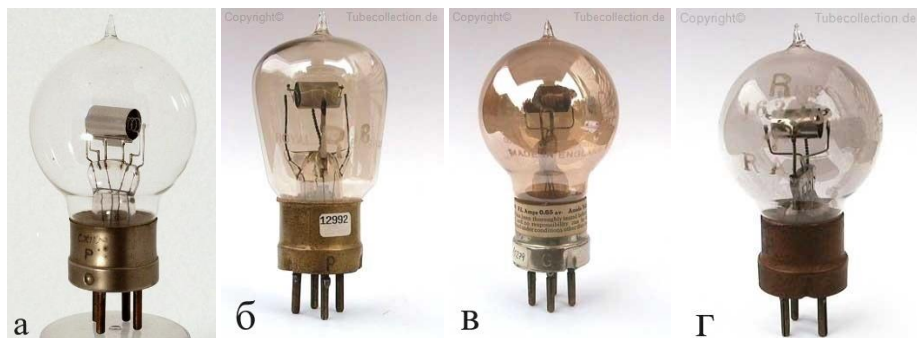


Рис. 7. Производители триода типа R: а – Grammont, б – Ediswan, в – MOV, г – Osram GEC.

Fig. 7. Manufacturers of type R triode: а – Grammont, б – Ediswan, в – MOV, г – Osram GEC

6. Модификации триодов

Компания *Grammont* с 1923 по 1928 гг. изготавливала синие лампы. Они были известны под торговой маркой *FOTOS bleu*, рис. 8. Было предложено несколько объяснений такой окраски ламп. По одной версии, лишить радистов возможности использовать эти яркие источники света для обычного освещения, так как они имели ограниченный срок службы. Другая причина: говорят, что операторы жаловались на то, что свет был слишком утомительным для глаз. Это позволяло врагу их легко обнаружить. Вероятно, настоящая причина в другом. Когда в лампах создается вакуум, металл всегда испаряется с электродов. Этот металл откладывается на внутренней стенке стеклянной оболочки, и серый налет иногда заставлял покупателя задуматься, не была ли эта лампа ранее в эксплуатации и ее гарантированный срок годности закончился. В связи с этим лампы окрашивали в синий цвет, чтобы скрыть серый налет. Этот эффект был позже устранен.

Мариус Латур (*Marius Latour*), входивший в группу Ферри и тесно связанный с разработкой французской лампы *ТМ*, опубликовал в 1916 году монографию, в которой предложил свою теорию ее функционирования. Большая межэлектродная емкость ламп типа *ТМ* стала серьезным недостатком при разработке высокочастотных усилителей для использования на коротких волнах. В то время был распространен резистивно-емкостный усилитель, и межэлектродная емкость французской лампы *ТМ* значительно шунтировала сопротивление, с которым она была параллельно соединена.

В августе 1917 года Жорж-Арман Бове (фр. *M. Georges-Armand Beauvais*) подал заявку на получение патента на изобретение специальной

конструкции триода для использования на более высоких частотах, чем триод *ТМ* [4]. Основой триода Бове послужила лампа *ТМ*. В триоде Бове, известном как «рогатая лампа», были сделаны минимально допустимые величины емкости между электродами, а соединительные провода от сетки и анода выведены к двум «рогам» на верхней части баллона лампы. Выводы нитей накала были такие, как в лампе *ТМ*. Такая конструкция в значительной степени устранила указанный недостаток триода *ТМ* и позволила создать четырехламповые усилители для длин волн вплоть до 200 метров.



Рис. 8. Триоды *FOTOS bleu*, произведенные компанией *Grammont* в 1925 г. и 1927 г.
Справа упаковка триодов *FOTOS bleu*.

Fig. 8. *FOTOS bleu* triodes manufactured by *Grammont* in 1925 and 1927.
On the right is a package of *FOTOS bleu* triodes

Триоды Бове выпускались промышленностью и использовались в основном в передающих радиоустройствах. На рис. 9 показан ламповый триод типа *AM10*, модель *AIR 698*, мощностью 75 Вт с напряжением нити накала 5 В и напряжением на аноде до 1500 В.

В декабре 1917 года было начато ограниченное производство так называемой *W*-лампы. Ее главная особенность заключалась в том, что нить накала могла работать при напряжении 3 В и токе 0,15 А, поэтому в качестве источника питания можно было использовать две последовательно соединенные сухие батареи. Это стало возможным благодаря уменьшению диаметра проволоки до 20 микрон. Срок службы эти лампы был небольшим, и их использование ограничилось только усилением сигналов.

В 1916 году компания *METAL* для повышения мощности ламповых триодов стала использовать никель. Ранняя версия этих ламп имела маркировку *E4N* (никель), рис. 10. Форма металлического передающего триода *E4N* с рожками получила прозвище «*Kamerad*» (товарищ) в честь немецких солдат, сдававшихся в плен с поднятыми руками во время Первой мировой войны.



Рис. 9. Слева ламповый триод Бове типа AM10. Справа ассортимент различных типов триодов, в том числе ламп Бове.

Fig. 9. On the left is a Beauvais tube triode type AM10. On the right is an assortment of different types of triodes, including Beauvais tubes

Мощность триода *E4N* в режиме генерации составляла 30—38 Вт при анодном напряжении 1000 В.

В 1918 году компания *METAL* начала использовать молибден, в результате появилась версия триода *E4M* (молибденовая), рис. 10. Мощность нового триода *E4M* в режиме генерации составила 40—50 Вт при анодном напряжении 1200 В. На рис. 10 представлен общий вид однолампового передатчика на лампе *E4M* мощностью 50 Вт (1918 г.).

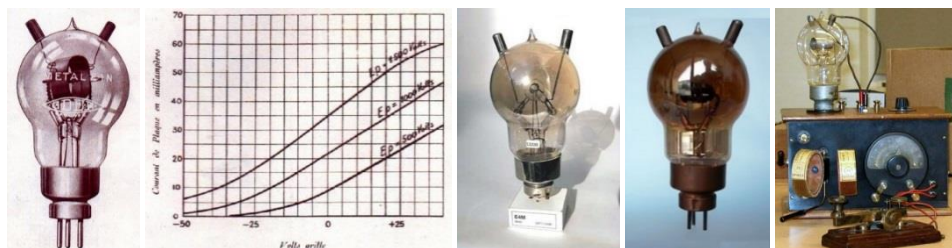


Рис. 10. Триоды, слева направо: *Metal E4N*, анодно-сеточные характеристики триода *Metal E4N*, *Metal E4M* Version 1 и триод *Metal E4M* Version 2.

Справа: одноламповый передатчик на лампе *E4M* мощностью 50 Вт (1918 г.).

Fig. 10. Triodes, left to right: *Metal E4N*, anode-grid characteristics of the *Metal E4N* triode, *Metal E4M* Version 1 and *Metal E4M* Version 2 triode. Right: Single-tube transmitter with 50 W *E4M* tube (1918)

В каталоге радиоламп компания *METAL* триод *E4M* оставался до 1926 года.

7. Производство французских триодов за рубежом

Во время Первой мировой войны американская компания *Moorhead* наладила производство варианта конструкции радиолампы типа *R* для британской армии по патенту Флеминга GB803684 (*A. Fleming*), рис. 11 [5]. В американской конструкции, в отличие от европейской лампы, анод был установлен вертикально.

Американская маркировка лампы типа *R* имела вид *R(A)*. Нить накала лампы изготавливалась из чистого вольфрама и для ее нагрева требовался ток 0,7 А с напряжением 4 В. Компания *Moorhead* во время войны поставила для британской армии более 2000 ламп типа *R(A)*.



Рис. 11. Радиолампа типа «R» американской компании *Moorhead*. 1918 г.

Fig. 11. Radio tube type R from the American company *Moorhead*. 1918

На бумажной полоске (рис. 11), наклеенной на цоколь американских ламп *R(A)*, делалась надпись: *PATENTED This Moorhead valve is licensed under the Fleming patent-Number 803684. Other patents pending* (ЗАПАТЕНТОВАНО. Эта лампа *Moorhead* по лицензии Флеминга патент-номер 803684. Соответствует патентным требованиям).

Для британской армии была изготовлена передающая лампа под обозначением *MOORHEAD B*. Триод *B* был похож на *R*, но имел горизонтальный анод и сетку из 22 витков провода, вдвое больше, чем в *R*.

Триод *Moorhead B* мог выдерживать анодное напряжение около 500 вольт и имел выемку между анодом и выводами нити накала, вероятно, для увеличения внутреннего пробивного напряжения. Сетка была из молибдена, а не из никеля, используемого в лампе *R*, а нить накала работала при напряжении 6 вольт, потребляя 0,85 ампера. Диаметр нити накала составлял 0,058 мм, и она содержала небольшой процент тория. В колбе был использован легкий золотой геттер. Эта лампа имела сферическую колбу и стандартный британский 4-штырьковый цоколь с металлическим корпусом с нанесенной на нем уникальной маркировкой — круг с большой буквой *B* посередине. Надпись *MOORHEAD* располагалась вокруг внутренней верхней дуги круга, а *SAN FRANCISCO* — вокруг внутренней нижней дуги.

В 1914 году в Сан-Франциско Отис Б. Мурхед построил завод по производству радиоламп, который работал до окончания Первой мировой войны 11 ноября 1918 года. На заводе согласно контракту с Англией ежедневно выпускалось 1000 ламп, все из которых проходили испытания английскими инспекторами. Когда США вступили в войну, они также разместили у Мурхеда крупные заказы. В брошюре Мурхеда, выпущенной в 1919 году, представлены фотографии нескольких типов ламп. На одной из них изображено оригинальное электронное реле. Некоторые из них использовались армией США во Франции, но, вероятно, были изготовлены до того, как завод был перенесен на *Mission Street*. На одной фотографии изображена «приемная лампа Мурхеда типа «R», стандарт британского правительства. На другой фотографии — электронная лампа SE 1444, «стандартизированная правительством США и использовавшаяся самолетами Северной Каролины в первом перелете через Атлантику». В другом месте упоминается, что лампы Мурхеда были установлены на пароходе «Джордж Вашингтон», на котором президент Вильсон совершил поездку в Европу, рис. 12. Радиоприемники с лампами Мурхеда также были установлены на нескольких военных кораблях, пересекавших Атлантику, когда самолеты Северной Каролины совершали перелеты. Одна из ламп, использованных в этом историческом перелете, была передана лабораториям Мурхеда вскоре после полета. В буклете говорилось, что лаборатории Мурхеда сегодня являются крупнейшим в мире предприятием, производящим исключительно электронные лампы, имея лицензии по патентам Флеминга или Маркони, а также патентам Де Фореста с правом использования названия «*Audion*».

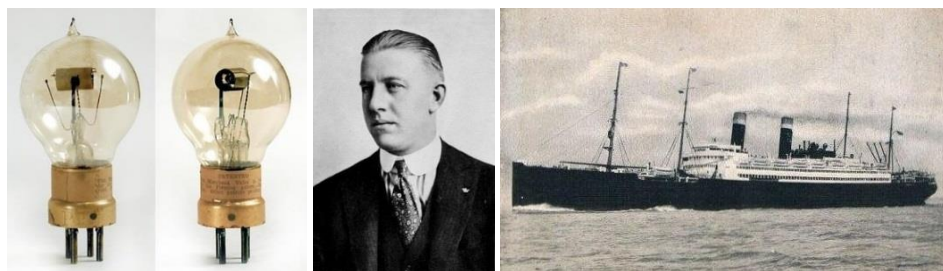


Рис. 12. Передающий триод постоянного тока *Moorhead B* (Британия), 1918 г. Отис Б. Мурхед, президент компании *Moorehead Laboratories* в Сан-Франциско. Ламповые триоды Мурхеда были установлены на пароходе «Джордж Вашингтон», на котором американский президент Вудро Вильсон совершил поездку в Европу 4 декабря 1918 г.

Fig. 12. *Moorhead B* (British) DC Transmitting Triode 1918. Otis B. *Moorhead* President *Moorehead Laboratories* Company of San Francisco. *Moorhead*'s vacuum tube triodes were installed on the steamship *George Washington*, which carried American President Woodrow Wilson to Europe December 4, 1918

Если присмотреться к британской *R*-лампе и *E*-лампе от *Philips*, можно сразу заметить, что в качестве прототипа у них был триод *TM*. Также отметим, что радиолампы производились в стиле *TM* компанией *Radiotechnique* примерно до 1935 года!

В начале 20-х годов XX века французская радиолампа типа *TM* стала базовой конструкцией для первых советских приемно-усилительных ламп систем М. М. Богословского и систем В. И. Волюнкина.

8. Просчеты маркетинга триодов *TM*

Во время Первой мировой войны все армии союзников снабжались лампами *TM*, произведенными во Франции. После войны Мишель Пери и Жак Биге посчитали, что на данный момент потребности в больших количествах ламп *TM* нет необходимости, и решили продать свой патент *FR492657A*, в частности, Мариусу Латуру, рис. 13.

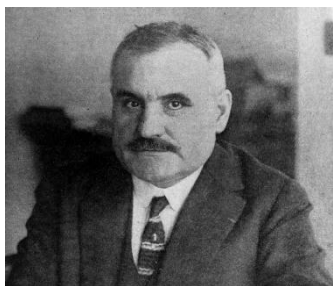


Рис.13. Мариус Латур. 1925 г.

Fig. 13. Marius Latour. 1925

Перед продажей патента был определен круг лиц в статусе изобретателей, которым положена определенная часть в процентах от потенциальной прибыли использования изобретения [1, с. 46]: Биге — 5 %, Пери — 22,5 %, Граммон-Латуру — 72,25 %. При этом Граммон-Латур должен был выплатить компенсацию Абрахаму. Мишель Пери предоставил доверенность Мариусу Латуру на подписание от его имени всех документов, необходимых для предъявления всех претензий и заключения всех договоров,

касающихся патентов, на которые он совместно с Жаком Биге подал заявки во Франции, Великобритании, Бельгии, Голландии и России, касающихся способа изготовления трехэлектродных ламп типа «Аудион» (французский патент *FR192657A* и британский патент *GB126658A*) [1, с. 48].

Латур приобретенный патент сразу зарегистрировал в Германии как *DE410345A*, но под другим названием: «Катодная лампа с концентрически расположенными анодом, катодом и сеткой» (нем. *Kathodenröhre mit konzentrisch angeordneter Anode, Kathode und Gitter*). Нужно отметить, что Латур, будучи профессором Высшей школы электричества в Париже (фр. *Ecole Supérieure d'Electricité in Paris*), провел чрезвычайно эффективные с коммерческой точки исследования для Французской военной радиослужбы (фр. *French War Radio Service*) по внедрению триодов *TM* в аудиоусилители, радиоприемники и радиопередатчики. Он успешно использовал железо

в радиочастотных трансформаторах и разработал стабильные рефлексные схемы. Латур позднее искренне был удивлен по поводу общественного спроса на рефлексный каскад усилителя, в который он воплотил свои идеи.

Мариус Латур был типичным изобретателем, поскольку для него решенная проблема являлась всего лишь указанием на еще более интересную область, которую следует покорить. Он заявлял, что его самая большая надежда на славу опирается не на его технические работы, а на его весьма оригинальную и фундаментальную книгу «Математика эмоций» (*The Mathematics of the Emotions*), которая просто отражает реальную тенденцию всех изобретателей, для которых борьба более интересна, чем результат. Латур быстро извлек финансовую выгоду из своих работ, что вызвало зависть у сотрудников, работавших с ним вместе в группе Ферри.

9. Триод детектор *Junot*

Мишель Пери и Жак Биге, сожалея о проданном патенте FR492657A, решили вывести на рынок новый триод [6], совершенно отличный от лампы *TM*, который не подпадает под патентные права Латура. В этом триоде сферическая стеклянная колба была заменена на цилиндрическую. Новый триод Пери — Биге получил название «Жюно» (фр. *Junot*, рис. 14), по фамилии изобретателя Жюль-Эдуарда Жюно (фр. *Jules-Édouard Junot*) из патентов (FR571787A⁴ и FR578528A⁵), у которого они черпали идеи при разработке конструкции своего нового триода.

Триод содержал вертикальный анод из шести никелевых дисков с отверстиями в центре, расположенных друг над другом таким образом, что позволяло расположить внутри дисков сетку и нить накала. Такое расположение электродов улучшило отвод тепла, поскольку действовало подобно переменному излучателю [7]. Согласно рекламе триода «*Junot*», анод в форме дисков также снижает паразитную емкость и, таким образом, улучшает прием на коротких волнах. Лампа была рассчитана на анодное напряжение 50—80 В.

Сетка, изготовленная из цельной заготовки, обеспечивала единообразие производства и позволяла создавать триоды с одинаковыми характеристиками [8]. Наконец, соединения, проходящие через стекло, были из чистой платины, а нити накаливания, изготовленные из вытянутого воль-

⁴ M. Jules-Édouard Junot. Perfectionnement aux plaques des triodes ou des redresseurs à filament chaud (Усовершенствование анодов триодов или выпрямителей с горячей нитью накала). Brevet FR571787A. Demandé le 27 décembre 1922, à 14^h 47^m, à Paris. Délivré le 8 février 1924. — Publié le 3 mai 1924.

⁵ M. Jules-Édouard Junot. Mode d'établissement des grilles de triodes (Способ изготовления триодных сеток). Brevet FR578528A. Demandé le 20 avril 1923, à 10^h 32^m, à Paris. Délivré le 5 juillet 1924. — Publié le 29 septembre 1924.

фрама, удерживались на месте небольшими пружинами. Эти пружины предотвращали преждевременную поломку, вызванную жесткостью опор и коротким замыканием сетки при расширении нити накаливания под действием тепла.

Лампа «*Junot*» имела две нити накала на напряжение 4 В и ток 0,65 А. При перегорании активной нити накала для подключения второй нити накала требовалось намотать дополнительный провод между двумя контактными штырьками цоколя. Контактные штырьки цоколя имели разную длину, что не позволяло использовать лампу в существовавших устройствах.

Благодаря своей чрезвычайной экономичности лампа «*Junot*» стоила практически вдвое дешевле продававшихся в то время триодов, поскольку срок ее службы увеличился в 2 раза. Кроме того, благодаря одновременному использованию обеих нитей накала достигалось удвоение мощности в анодном контуре, что выгодно для небольших излучателей или даже для оконечных каскадов мощных усилителей.

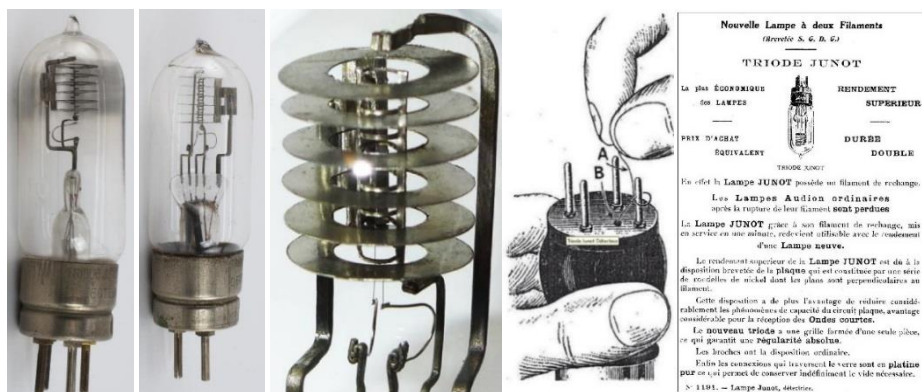


Рис. 14. Общий вид и устройство лампового триода «*Junot*». Подключение второй нити накала при перегорании активной нити. Реклама триода «*Junot*».

Fig. 14. General view and structure of the tube triode “Junot”. Connection of the second filament when the active filament burns out. Advertisement of the triode “Junot”

За относительно короткое время появления детекторного триода «*Junot*» на рынке было продано небольшое количество экземпляров. Одна из причин этого связана с относительно скромными техническими характеристиками. Максимально возможный коэффициент усиления напряжения этой лампы составлял приблизительно 5. При сравнении этого значения с коэффициентом усиления напряжения широко используемых в то время ламп, например, типа *ТМ*, с коэффициентом усиления напряжения приблизительно 10, этот недостаток становится очевидным. Три детектор-

ных триода «*Junot*» имеют максимальный суммарный коэффициент усиления 125, в то время как три лампы типа *ТМ* — 1000. Это явилось основным недостатком детекторного триода «*Junot*» при его использовании.

Низкое внутреннее сопротивление 8 кОм также не позволяло использовать его в качестве детектора. Особое преимущество малой емкости сетка-анод для коротковолнового диапазона частот в то время еще не получило широкого распространения в 1924 году.

Благодаря низкому внутреннему сопротивлению триод «*Junot*-детектор» лучше подходил в качестве выходной лампы для аудиосилителей, а также в качестве выходной лампы или генераторного каскада в малогабаритных передатчиках, рис. 15.

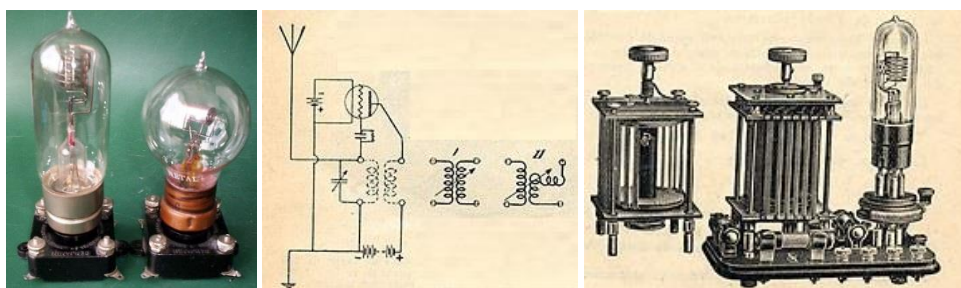


Рис. 15. Общий вид триодного детектора *Junot* и триода *ТМ*. Принципиальная схема радиочастотного каскада регенеративного радиоприемника на триодном детекторе *Junot* с использованием вариометра *Péricaud* и его вид в виде конструкции (1923 г.).

Fig. 15. General view of the *Junot* triode detector and the *ТМ* triode. Schematic diagram of the radio frequency cascade of the regenerative radio receiver on the *Junot* triode detector using the *Péricaud* variometer and its design (1923)

Тенденция к замене технологии нагрева нитей накала, то есть отходу от вольфрама к материалам с улучшенными эмиссионными свойствами, не способствовала росту продаж триода «*Junot*-детектор» на момент его выхода на рынок в 1923 году. Несколько более высокая цена по сравнению с имеющимися в то время моделями, возможно, усилила эту тенденцию в ущерб триоду «*Junot*-детектор».

В рекламе об этой лампе отмечалось, что в ней благоприятное рассеивание тепла происходит вследствие открытого расположения анодных дисков. Однако при эксплуатации это, вероятно, не давало ей решающего преимущества. Открытая конструкция анода способствовала взаимодействию магнитных и электрических полей в сеточном контуре лампы. Также не следует игнорировать возможность накопления вторичных электронов внутри лампы из-за открытой внутренней конструкции. Таким образом, конструкция лампы «Триодный детектор *Junot*» имела больше недо-

статков, чем преимуществ! Известна лицензионная версия от бельгийского производителя. Версия с аналогичной конструкцией нити нагрева, но с распространенной в то время системой ламп «Триодный усилитель *Junot*», вероятно, постигла та же участь из-за идентичной конструкции выводной рамки. Ни один из типов *Junot* не появился на рынке после 1925 года.

10. Изобретение мультивибратора на триодах *ТМ*

К февралю 1915 года Абрахам, находясь в Лионе, решил проблему копирования и усовершенствования аудиона Ли де Фореста с целью достижения крупномасштабного производства триода, которое позволило бы быстро оснастить сигнальные полки более надежным и эффективным устройством. Разработанная Абрахамом совместно с Мишелем Пери и Жаком Биге лампа *ТМ* стала известна как «французская лампа». Этот триод на тот момент достиг такой степени совершенства и надежности, что был принят на вооружение французской армией, а затем и армиями союзников.

В мае 1915 года Ферри командировал физика Генри Абрахама⁶ в *École Normale* в Париж, где он должен был вместе с физиком Эженом Блохом (*Eugen Bloch*, 1878—1944) разработать мультивибратор для калибровки волномеров, которые измеряли частоты на основе сравнения кратных и дольных гармоник. В Париже Абрахам возобновил выполнение своих обязанностей директора Физической лаборатории в Высшей нормальной школе (фр. *Laboratoire de Physique de l'École Normale Supérieure*). Абрахам продолжил свои исследования по радиоизмерениям. В 1917 году он вместе со своим коллегой, его бывшим студентом, Эженом Блохом (1878—1944) изобрели [9] нестабильный мультивибратор. Схема мультивибратора (рис. 16) состояла из двух усилителей на вакуумных лампах *ТМ*, перекрестно связанных резистивно-конденсаторными цепями. Анод *P* одной лампы соединен с сеткой *G* другой лампы с помощью конденсаторов *C1* и *C2*, которые вызывают временные задержки. Эта нелинейная схема создает прямоугольные колебания, в спектре которых присутствует множество высших гармоник — в отличие от генератора синусоидальных колебаний (моновибратора). Исходя из этого Абрахам объяснил, название «мультивибратор», данное изобретенному устройству, рис. 16. Для описания нелинейных колебаний, производимых автоподдерживающимися колебательными системами, такими как триодная схема, нидерландский физик ван дер Пол (нидерл. *Balthasar van der Pol*) в 1926 г. ввел термин «релаксационные колебания» [10].

⁶ Абрахам и Блох были убиты в нацистском концентрационном лагере Аушвице-Биркенау (Польша) в 1943 и 1944 годах в возрасте 75 и 76 лет соответственно.



Рис. 16. Принципиальная схема мультивибратора, представленная Абрахамом и Блохом на заседании Французской академии наук 26 мая 1919 г. Эжен Блох.
 Справа — Институт Франции в Париже, где размещается академия.

Fig. 16. Schematic diagram of a multivibrator, presented by Abraham and Bloch at a meeting of the French Academy of Sciences on May 26, 1919. Eugene Bloch. On the right –The Institut de France in Paris where the academy is housed

26 мая 1919 г. в Париже Абрахам и Блох выступили на заседании Французской академии наук с докладом «Об измерении абсолютных значений периодов высокочастотных электрических колебаний» (фр. *Sur la mesure en valeur absolue des périodes des oscillations électriques de haute fréquence*) [11]. В докладе подробно была рассмотрена методика проведения измерений и приведена схема мультивибратора (рис. 16) без ее описания. В заключение авторы отметили, что используемый метод электрического резонанса позволяет сравнивать гармоники мультивибратора с собственными колебаниями высокочастотного контура, что дает напрямую возможность определить период колебательного контура по абсолютной величине. Общая точность, достигаемая во всех операциях, составляет не менее одной тысячной.

Схема мультивибратора была предметом нескольких исследований Абрахама и Блоха, результаты которых были опубликованы в 1919 году [12, 13]. В то время считалось, что период колебаний цепи, состоящей из конденсатора емкостью C и катушки индуктивности L , задается формулой Томсона или Дуддела. Однако Абрахам и Блох показали, что колебания, производимые мультивибратором, имеют период, который не соответствует этим формулам. Относительно инверсий токов анодов $P1$ и $P2$, воспроизведенных на рис. 17, они пишут: «Мы наблюдаем ряд очень резких инверсий токов, разделенных длинными интервалами, в течение которых изменение интенсивности тока происходит очень медленно» [12]. Они добавляют, что интервалы времени, разделяющие эти инверсии, соответствуют длительности зарядов и разрядов конденсаторов $C1$ и $C2$ через резисторы $R1$ и $R2$. Они пришли к выводу: «Период системы, следовательно, имеет порядок $C1R1 + C2R2$ ».

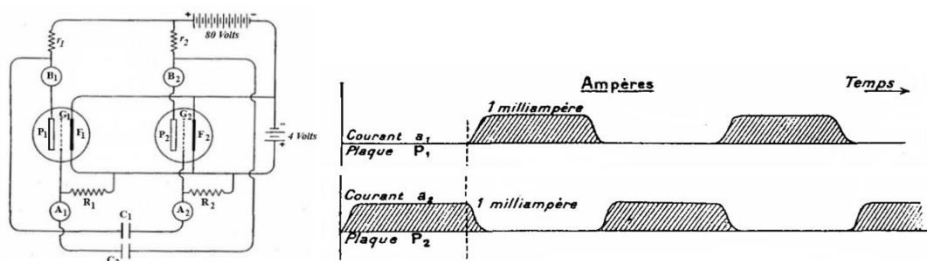


Рис. 17. Мультивибратор, по Абрахаму и Блоху [12, с. 254]. Форма импульсов токов, генерируемых на анодах P1 и P2, согласно Абрахаму и Блоху [12, с. 256].

Fig. 17. Multivibrator, after Abraham and Bloch [12, p. 254]. The shape of the current pulses generated at the anodes P1 and P2, according to Abraham and Bloch [12, p. 256]

Мультивибратор, изобретенный в 1917 году Абрахамом и Блохом, представлял собой электронный генератор, точнее релаксационный генератор, характеризующийся нелинейным взаимодействием между его компонентами. Первоначально он был описан как двухламповая схема генератора, в которой электрические импульсы усиливались триодными лампами перед передачей выходного сигнала. Мультивибратор в своей простейшей форме представляет собой бистабильную схему, то есть он имеет два устойчивых состояния. Он изменяет состояние, когда получает входной сигнал, и сохраняет это состояние до тех пор, пока новый сигнал не вернет его в исходное состояние. Мультивибратор использовался в качестве основы для многих электронных схем и приложений, в частности, в системах синхронизации, генераторах сигналов и других схемах.

Приоритет в изобретении Абрахамом и Блохом схемы «мультивибратора» иногда вызывает споры среди историков науки. Французские ученые проводили испытания схемы мультивибратора во время Первой мировой войны, работая на французское Министерство обороны. Во время войны требовалось сохранение изобретения в тайне и поэтому публикаций об этом не было. Впервые информация об мультивибраторе французских физиков была представлена в открытой литературе уже после войны в 1919 году. Однако за 1 год до этой публикации два британских физика, профессор Уильям Экклс (Икклз) (*William Henry Eccles* FRS, 23.08.1875—29.04.1966) и техник в его лаборатории Франк Джордан (*Frank Wilfred Jordan*, 06.10.1881—12.01.1941) подали заявку 21 июня 1918 года для получения патента на «Усовершенствования в ионных реле» (англ. *Improvements in Ionic Relays*). В этом патенте была приведена первая схема триггера, рис. 18 [14].

Схематический рисунок, иллюстрирующий патент GB148582 Экклса и Джордана, показывает два триггера, один из которых изображен как каскад усилителей с положительной обратной связью (рис.18а), а другой —

как симметричная перекрестно связанная ламповая пара (рис.186). Описание патента GB148582 было впервые опубликовано в 1920 году.

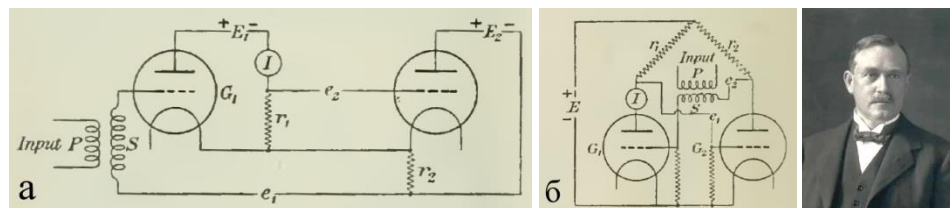


Рис. 18. Принципиальные схемы «триггеров» из патента 1918 года. Уильям Х. Экклс.

Fig. 18. Schematic diagrams of “triggers” from a 1918 patent. William H. Eccles

Первоначально устройство называлось триггерной схемой Экклса — Джордана, или бистабильным мультивибратором, но более броское название, триггер (англ. *flip-flop*), вскоре прижилось, вероятно, из-за звука, издаваемого динамиком во время перехода между двумя его состояниями. Именно эта способность плавно переключаться между состояниями сделала его идеальным выбором для построения цифровых схем.

В работе [15] утверждается, что Экклс и Джордан подали заявку в 1918 году на патент, по существу, на ту же схему (Абрахама — Блоха), что представлена на рис. 18. Схема Экклса — Джордана с парой взаимно блокирующихся вакуумных ламп отличается от «мультивибратора» Абрахама — Блоха тем, что в ней передача сигнала осуществлялась посредством постоянного тока. Это делает схему бистабильной, остающейся постоянно в одном из двух режимов до поступления входного сигнала переключения. Устройство остается стабильным в одном из двух альтернативных режимов. Бистабильная версия позже использовалась в большом количестве в самых первых цифровых компьютерах, то есть в естественной реализации операций двоичной алгебры. Триггер является генератором одиночных импульсов: «...существенное различие между двухламповым триггером и мультивибратором заключается в том, что у триггера одна из ламп смещена на отсечку».

Когда два английских физика Уильям Генри Экклс и Фрэнк Джордан открыли принцип триггерной схемы, они понятия не имели о современной цифровой технологии, в которой их схема впоследствии будет полезна. Ранние триггеры были известны под разными названиями: триггерные схемы или мультивибраторы. Схема триггера имеет два устойчивых состояния и, как указал Клод Шеннон в своей «Математической теории связи» (1948), может использоваться для хранения одного бита информации. Схемы триггера работают с использованием булевой алгебры (И, ИЛИ, НЕ).

Появление специальных вакуумных ламп, типа двойных триодов, содержащих две отдельные системы электродов в одной стеклянной колбе, позволило упростить радиокомпонентную базу и начать производство триггеров в больших количествах, рис. 19.

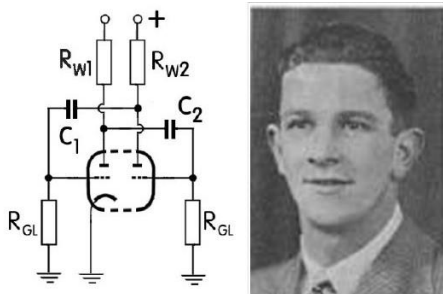


Рис. 19. Схема триггера Эклса — Джордана (слева) в версии генератора на двойном триоде. Фрэнк Уилфред Джордан.
Fig. 19. Schematic diagram of the Eccles-Jordan trigger (left) in the dual triode oscillator version. Frank Wilfred Jordan

До изобретения электронных вычислений Эклс и Джордан рассматривали свое изобретение как «метод ретрансляции или увеличения в электрических цепях для использования в телеграфии и телефонии». Однако с изобретением электронных вычислений, которые использовали электронные лампы в качестве переключателей, триггеры стали основным элементом хранения в последовательной логике, используемой в цифровых схемах, и основой для электронной памяти. В сентябре 1919 года Эклс и Джордан описали триггер в краткой одностраничной статье «Триггерное реле, использующее трехэлектродные термоионные вакуумные трубки» [16]. Однако патент, поданный годом ранее и состоящий из 5 страниц плюс иллюстрации, остается первым описанием этого изобретения.

Мультивибратор Абрахама — Блоха (рис. 20) использовался французскими и английскими военными во время Первой мировой войны, а с 1917 года также армией США в качестве генератора-калибратора частоты для радиоприемников и частотомеров (волномеров).

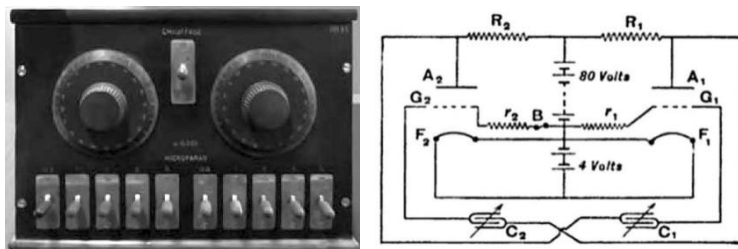


Рис. 20. Общий вид конструкции мультивибратора Абрахама-Блоха для калибровки «волномера». Принципиальная схема мультивибратора Абрахама-Блоха. 1919 г. [12, с. 10].

Fig. 20. General view of the Abraham-Bloch multivibrator design for calibrating the “wave meter”. Schematic diagram of the Abraham-Bloch multivibrator. 1919 [12, p. 10]

После Первой мировой войны Эклс и Джордан сотрудничали в нескольких проектах, один из которых привел их к разработке устройства под названием «триггерное реле». Хотя их оригинальные статьи показывают, что они осознали полезность схемы с двумя устойчивыми состояниями и даже предложили ее применение, например, в качестве реле с защелкой, которым можно было управлять по радио. Однако не совсем ясно, намеревались ли они изобрести то, что станет известно как бистабильный мультивибратор. В статье [17] Эклс и Джордан показали, что более симметричные колебания можно было бы получить, если на схему действуют триод и высоковольтная батарея симметрично в каждом полупериоде. По одному из способов необходимо соединить сетки двух ламп катушкой, которая связана посредством индукции с колебательным контуром. Этот способ соединения сеток показан на рис. 21. По этому способу соединения, потенциал каждой сетки, а следовательно, и сопротивление каждой лампы, изменяться в противоположных направлениях, то есть заставляет сопротивление одной лампы увеличиваться, в то время как сопротивление другой уменьшаться — с определенным фазовым соотношением в колебаниях. В предложенных Эклсом и Джорданом схемах мультивибраторов отчетливо видно, что за их основу взята ранее опубликованная схема мультивибратора французских физиков Анри Абрахама и Эжена Блоха. Этот факт подчеркивает приоритет их изобретения.

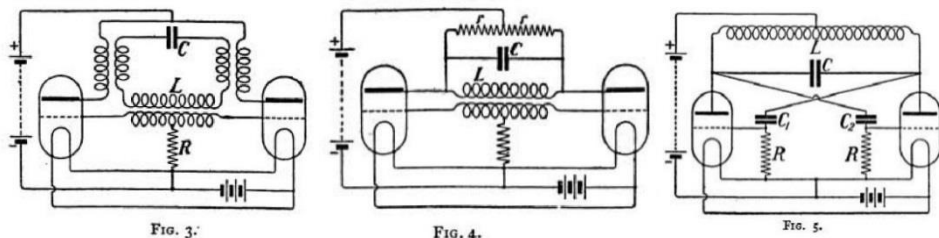


Рис. 21. Способы соединения двух триодных ламп для получения генерации колебаний [17].

Fig. 21. Methods of connecting two triode lamps to obtain oscillation generation [17]

Эклс и Джордан поняли, что нестабильный мультивибратор можно заставить удерживать два дискретных состояния, если сетки триодов будут перекрестно связаны резисторами, а не конденсаторами. После удаления конденсаторов триоды переходят в нестабильное равновесие, которое вскоре переходит в стабильное состояние, в котором один из триодов проводит ток. Состояние схемы остается стабильным до тех пор, пока его не нарушит управляющий сигнал, который заставит первый триод выключиться, а второй начать проводить ток. Так родилась схема Эклса — Джордана.

Триггер Эклса — Джордана оставался практически неиспользованным в течение следующих 20 лет или около того. В конечном итоге он привлек внимание ученых из Блетчли-Парка⁷, которые проектировали *Colossus* — компьютеры, которые использовались для взлома шифров Лоренца, используемых Германией. После войны триггеры Эклса — Джордана, все еще использующие электронные лампы, нашли свое применение в компьютерах, таких как *ENIAC*, и даже в ранних электронных калькуляторах.

Во второй половине XX века основные принципы триггера Эклса — Джордана были радикально изменены и обновлены. Транзисторы заменили триоды, были разработаны различные разновидности (*JK*-, *SR*-, *D*- и *T*-типов), и все было миниатюризировано на интегральных схемах. Но независимо от того, насколько мала схема, та же базовая топология перекрестно соединенных инвертирующих усилителей по-прежнему лежит в основе этих устройств.

11. Заключение

Случайное и неожиданное появление сотрудника компании *Telefunken* Поля Пишона в Париже у Ферри со своим триодом Ли де Фореста имело большое значение для Франции, но в конечном счете не столь значимое для *Telefunken* в Германии. Благодаря Пишону был разработан французский триод *TM*. Триод *TM* широко использовался во время Первой мировой войны. Примеры его использования можно увидеть в конструкциях военных радиоприемников производства компании *SFR (Société Française de Radio)*. Например, в радиоприемнике *SFR 4/2 № 2-2* для сверхдлинноволновой связи содержится четыре лампы *TM Metal*.

В 1916 году компании *Thomson Houston (GB)*, *Osram* и *Philips* начали производить триоды типа *TM* для военного использования. Французский производитель *Ducetret*, известный своим производством научного оборудования, изготовил несколько радиоприемников, используя излишки *TM*-ламп со времен Первой мировой войны, включая великолепный радиоприемник *Piano M7*.

Первый ламповый автоколебательный мультивибратор, используемый с камертоном для калибровки волномера, был изобретен в 1918 году французскими учеными Анри Абрахамом и Эженом Блохом. Мультивибратор Абрахама-Блоха представлял собой двухламповый генератор с перекрестной связью.

⁷ Блетчли-парк (англ. *Bletchley Park*), также известный как *Station X* — особняк, расположенный в Блетчли (в городе Милтон Кинс) в центре Англии. В период Второй мировой войны в Блетчли-парке располагалось главное шифровальное подразделение Великобритании — Правительственная школа кодов и шифров (англ. *Government Code and Cypher School, GC&CS*).

Список литературы

1. Champeix R. Grande et Petite Histoire de la Lampe TM. Les anciens de la radio et de l'électronique. 48 p. URL: <https://6bm8-lab.fr/Fichiers%20forum/GrandeEtPetiteHistoireDeLaLampeTM.pdf> (15.07.2025).
2. Ginoux J.-M. History of Nonlinear Oscillations Theory in France (1880–1940). Springer International Publishing AG, 2017. XXXVII, 381 p.
3. Péri M., Biguet J. Dispositif de montage des elements des tubes a vide “genre Audion”. Brevet FR492657. Demande le 23 octobre 1915.
4. Beauvais M. G.-A. Perfectionnements apportés aux tubes à vide à électrodes multiples, telles, notamment, que les lampes comportant trois électrodes. Brevet FR503641A. Demande le 4 août 1917.
5. Moorhead And His Tubes. URL: <http://www.bill01a.com/articles/moorhead.htm> (18.07.2025).
6. Triode Junot Detecteur – Eine französische Röhren-Diva. URL: https://www.radiomuseum.org/forum/triode_junot_detecteur_eine_franzoesische_roehren_diva.html. (18.07.2025).
7. Péri M. F. Tube à vide à trois électrodes. Brevet FR569222. Demande le 7.10.1922.
8. Junot J.-È. Mode d'établissement des grilles de triodes. Brevet FR578528. Demande le 20.4.1923.
9. Ginoux J.-M. The first “lost” International Conference on Nonlinear Oscillations (I.C.N.O.) // International Journal of Bifurcation and Chaos. 2012. Vol. 22, no. 04. P. 3.
10. Ginoux J.-M., Letellier C. Van der Pol and the history of relaxation oscillations: toward the emergence of a concept. URL: <https://univ-tln.hal.science/hal-01056923/document> (18.07.2025).
11. Abraham H., Bloch E. Sur la mesure en valeur absolue des périodes des oscillations électriques de haute fréquence // Comptes rendus de l'Académie des sciences. 1919. Tome 168, no. 22. P. 1105–1108.
12. Abraham H., Bloch E. Mesure en valeur absolue des périodes des oscillations électriques de haute fréquence // Annales de Physique. 1919. Vol. 9, no. 1. P. 237–302.
13. Abraham H., Bloch E. Mesure en valeur absolue des périodes des oscillations électriques de haute fréquence // Le Journal de Physique Théorique et Appliquée. 1919. Volume 9, numéro 1. P. 211–222.
14. Eccles W. H., Jordan F. W. Improvements in Ionic Relays. Patent GB148582. Complete Accepted : Aug. 5, 1920. Application Date : June 21, 1918.
15. Tesar V. Stochastic regimes in very-low-frequency fluidic oscillator. EPJ Web of Conferences. 2016. Vol. 114. Art. 02123-p.3.
16. The Electrician. Vol. 83. September 19, 1919. P. 298.
17. Eccles W. H., Jordan F. W. A Method of Using Two Triode Valves in Parallel for Generating Oscillations // The Radio Review. November 1919. Vol. 1, no. 2. P. 80–83.

Информация об авторе

Пестриков Виктор Михайлович, д. т. н., профессор Санкт-Петербургского государственного института кино и телевидения, г. Санкт-Петербург, Российская Федерация. ORCID 0000-0003-0466-881X.

Industrial Espionage is the Driving Force Behind Technical Progress in Radio Tube Technology

V. M. Pestrikov

*St. Petersburg State University of Film and Television
13, Pravda st., St. Petersburg, 191119, Russian Federation*

pvm205@yandex.ru

Received: September 22, 2025

Peer-reviewed: October 6, 2025

Accepted: October 6, 2025

Abstract: *A study of vacuum tube technologies developed in France during World War I is conducted. The role of military intelligence and industrial espionage in the development of the French TM triode is noted. The designs of vacuum tube triodes by Henry Abraham, Michel Péri and Jacques Biguet, Beauvais and the Junot detector triode are studied. The invention of the multivibrator by Abraham and Bloch is considered in detail. Abraham and Bloch's priority in the invention of the vacuum tube self-oscillating multivibrator circuit is shown.*

Keywords: *Gustav Ferrie, Lampe Abraham, Michel Péri and Jacques Biguet triode, TM triode, Beauvais triode, triode detector Junot, Abraham-Bloch multivibrator, Eccles-Jordan flip-flop.*

For citation (IEEE): V. M. Pestrikov, “Industrial Espionage is the Driving Force Behind Technical Progress in Radio Tube Technology,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 9, no. 1, pp. 123–151, 2026, doi: 10.21227/08wq-j183. (In Russ.).

References

- [1] R. Champeix, Grande et Petite Histoire de la Lampe TM. Les anciens de la radio et de l'électronique. 48 p. URL: <https://6bm8-lab.fr/Fichiers%20forum/GrandeEtPetiteHistoireDeLaLampeTM.pdf> (15.07.2025).
- [2] J.-M. Ginoux, *History of Nonlinear Oscillations Theory in France (1880–1940)*. Springer International Publishing AG, 2017. XXXVII, 381 p.
- [3] Péri M., Biguet J., “Dispositif de montage des elements des tubes a vide ‘genre Audion’”. Brevet FR492657. Demande le 23 octobre 1915.
- [4] M. G.-A. Beauvais, “Perfectionnements apportés aux tubes à vide à électrodes multiples, telles, notamment, que les lampes comportant trois électrodes,” Brevet FR503641A. Demande le 4 août 1917.
- [5] Moorhead And His Tubes. URL: <http://www.bill01a.com/articles/moorhead.htm> (18.07.2025).
- [6] Triode Junot Detecteur – Eine französische Röhren-Diva. URL: https://www.radiomuseum.org/forum/triode_junot_detecteur_eine_franzoesische_roehren_diva.html. (18.07.2025).
- [7] M. F. Péri, “Tube à vide á trois èlectrodes,” Brevet FR569222. Demande le 7.10.1922.

- [8] J.-È. Junot, “Mode d’établissement des grilles de triodes,” Brevet FR578528. Demande le 20.4.1923.
- [9] J.-M. Ginoux, “The first ‘lost’ International Conference on Nonlinear Oscillations (I.C.N.O.),” *International Journal of Bifurcation and Chaos*, vol. 22, no. 04, p. 3, 2012.
- [10] J.-M. Ginoux and C. Letellier, *Van der Pol and the history of relaxation oscillations: toward the emergence of a concept*. URL: <https://univ-tln.hal.science/hal-01056923/document> (18.07.2025).
- [11] H. Abraham and E. Bloch, “Sur la mesure en valeur absolue des périodes des oscillations électriques de haute fréquence,” *Comptes rendus de l’Académie des sciences*, tome 168, no. 22, pp. 1105–1108, 1919.
- [12] H. Abraham and E. Bloch, “Mesure en valeur absolue des périodes des oscillations électriques de haute fréquence,” *Annales de Physique*, vol. 9, no. 1, pp. 237–302, 1919.
- [13] Abraham H., Bloch E. Mesure en valeur absolue des périodes des oscillations électriques de haute fréquence // *Le Journal de Physique Théorique et Appliquée*. 1919. Volume 9, numéro 1. P. 211–222.
- [14] W. H. Eccles and F. W. Jordan, “Improvements in Ionic Relays,” Patent GB148582. Complete Accepted: Aug. 5, 1920. Application Date: June 21, 1918.
- [15] V. Tesar, “Stochastic regimes in very-low-frequency fluidic oscillator,” *EPJ Web of Conferences*, vol. 114, art. 02123-p.3, 2016.
- [16] *The Electrician*, vol. 83, September 19, p. 298, 1919.
- [17] W. H. Eccles and F. W. Jordan, “A Method of Using Two Triode Valves in Parallel for Generating Oscillations,” *The Radio Review*, vol. 1, no. 2. pp. 80–83, November 1919.

Information about the author

Viktor M. Pestrikov, Dr. Tech. Sc., Professor, St. Petersburg State University of Film and Television, St. Petersburg, Russian Federation. ORCID 0000-0003-0466-881X.

УДК 654.1:93/94(075.4)

История испытаний систем радиолокации на Черноморском флоте. РЛС управления артиллерийским и торпедным оружием

Ермолов П. П.

*Севастопольский государственный университет
ул. Университетская, 33, Севастополь, 299053, Российская Федерация*

ppyermolov@sevsu.ru

Получено: 6 октября 2026 г.

Отрецензировано: 20 октября 2025 г.

Принято к публикации: 20 октября 2025 г.

Аннотация: В статье рассмотрена история испытаний на Черноморском флоте РЛС управления артиллерийским и торпедным оружием в двух периодах: 1946—1964 и 1965—1985 гг. Результаты исследования изложены в формате компендиума, сведены в таблицу и проиллюстрированы инфографикой.

Ключевые слова: «Марс-1», «Марс-2», «Риф», «Штаг-Б», «Заря», «Залп», «Залп-Б», «Редан-3А», «Бурун», «Парус», «Турель», «Вымпел-А», «Лев-214», «Лев-218».

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Ермолов П. П. История испытаний систем радиолокации на Черноморском флоте. РЛС управления артиллерийским и торпедным оружием // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2026. Т. 9, № 1. С. 152—166.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Ермолов, П. П. История испытаний систем радиолокации на Черноморском флоте. РЛС управления артиллерийским и торпедным оружием / П. П. Ермолов // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. — 2026. — Т. 9, № 1. — С. 152—166.

1. Введение

Черноморский флот стал полигоном для испытаний радиоэлектронных средств еще с начала 1-го периода¹ (в конце XIX в.), когда под руководством А. С. Попова в 1899 и 1901 гг. на ЧФ проводились первые в мировой практике испытания систем радиосвязи в условиях «практической эскадры». В статье [2] с использованием методологии «компендиум —

¹ Здесь и далее периодизация соответствует [1].

таблица — инфографика» (КТИ) [3] рассмотрена краткая предыстория развития радиолокации и история испытаний на Черноморском флоте РЛС общего обнаружения в четырех периодах: 1939—1940, 1941—1945, 1946—1964 и 1965—1986 гг. В настоящей статье с использованием КТИ рассмотрена история испытаний на Черноморском флоте РЛС управления артиллерийским и торпедным оружием.

2. 4-й период (1946—1964)

Одной из первых станций для управления стрельбой артиллерии главного калибра и зенитной артиллерии была станция «Марс-1». Станция дециметрового диапазона волн с мощностью излучения в импульсе около 60 кВт должна была обнаруживать и пеленговать эсминцы на расстояниях не менее 85 каб. со срединными ошибками: по дальности — 0,25 каб., по курсовому углу — 4° [4].

РЛС «Марс-1» имела счетверенную антенну типа «волновой канал», работающую в диапазоне волн 50 см. Локатор размещался на командно-дальномерном оптическом посту крейсера «Молотов» на высоте свыше 20 м над уровнем моря, что позволило получить дальность, превышающую заданную [5].

В июле—августе 1945 г. опытный образец станции проходил государственные испытания на крейсере «Молотов» Черноморского флота, которые подтвердили заданные требования заказчика, и Нарком ВМФ принял на вооружение кораблей класса «крейсер» РЛС под названием «Редан-1» [405]. По другим сведениям эти испытания были проведены в середине 1946 г. [5].

Одновременно с разработкой станции «Марс-1» была разработана аналогичная станция «Марс-2» для эскадренных миноносцев. Ее тактико-технические характеристики были идентичны характеристикам РЛС «Марс-1». Размещалась аппаратура в командно-дальномерном пункте (КДП) эсминца, а антенное устройство — на крыше КДП и соединялось с оптическим визиром КДП. Опытный образец РЛС «Марс-2» был установлен на эсминце Черноморского флота «Огневой» и проходил государственные испытания одновременно с РЛС «Марс-1». По результатам этих испытаний станция «Марс-2» была принята на вооружение под названием «Редан-2» [4].

«Марс-1» и «Марс-2» имели некоторые различия, обусловленные спецификой их размещения в командно-дальномерных пунктах (КДП) крейсеров и эсминцев соответственно. Станция обеспечила обнаружение корабля класса эсминцев на расстоянии 85 каб. и измерение координат цели со срединными ошибками 0,25 каб. по дальности и 4° по курсовому углу.

Испытания завершились стрельбами по буксируемому щиту и подтвердили соответствие характеристик требованиям заказчика [6].

Важнейшей задачей для ВМФ в послевоенный период явилась разработка станции для обнаружения надводных целей и целеуказаний корабельному оружию при стрельбе по надводным целям. С этой целью была разработана станция «Риф», которая предназначалась для установки на кораблях классов КР, ЭМ, СКР и ТЩ. Станция сантиметрового диапазона с мощностью излучения 150 кВт, с параболической антенной усеченного типа должна была определять дистанцию до цели, свой курсовой угол, осуществлять пеленг цели и иметь три режима работы — кругового обзора, секторного поиска и слежения за целью. Государственные испытания РЛС «Риф» проводились летом 1948 г. на Черноморском флоте на крейсере «Молотов» одновременно с государственными испытаниями РЛС «Гюйс-2». Результаты государственных испытаний, показали следующие дальности обнаружения: крейсера — 200—220 каб., эсминца — 140—160 каб., тральщи-ка — 120—140 каб., подводной лодки в надводном положении — 60—70 каб., перископа подводной лодки на высоте 1,5 м — 10—15 каб., торпедного катера — 30—50 каб., вехи — 10 каб. Точность определения дальности: по индикатору кругового обзора — 1 миля, по индикатору точной дальности — 15 м, по выносному ИКО — 1,5—2 % шкалы дальности. По курсовому углу срединная ошибка составляла не более 0,6 %. РЛС «Риф» позволяла также обнаруживать всплески от фугасных и осколочных снарядов на дальностях от 25 до 100 каб. Станция «Риф» была принята на вооружение и стала на кораблях основным средством разведки, обнаружения и целеуказания. Оснащение кораблей станцией «Риф» обеспечивало возможность ведения морского боя в любых погодных условиях [4].

Башенный радиолокационный дальномер (РЛД) «Штаг-Б» сантиметрового диапазона разрабатывался согласно постановлению Совета Министров СССР о трехлетнем плане развития радиолокации на 1946—1948 гг. Полигонные испытания РЛД «Штаг-Б» проводились летом 1948 г. на артиллерийском полигоне ВМФ, а государственные — в 1949 г. на крейсере «Чапаев». На полигонных испытаниях с помощью кинотеодолитов определялись точностные характеристики дальномера; на государственных испытаниях были получены следующие результаты: дальность обнаружения эсминца — 120 каб., дальность точного сопровождения — 100 каб., срединная ошибка измерения дистанции — 15 м. На основе РЛД «Штаг-Б» впоследствии была разработана трехкоординатная упрощенная РЛС с конечным развертыванием луча. Однако испытания ее на крейсере «Фрунзе» Черноморского флота не дали положительных результатов ввиду отсутствия автоматического сопровождения по угловым координатам [6].

Корабельная радиолокационная станция «Заря» предназначалась для управления торпедной и артиллерийской стрельбой на крейсерах и эсминцах. Разработанная станция сантиметрового диапазона с мощностью излучения 10 кВт позволяла обнаруживать, сопровождать и определять дальность до надводной цели, свой курсовой угол и передавать эти данные в системы прибора управления торпедной стрельбой (ПУТС) и прибора управления артиллерийской стрельбой (ПУС). Станция обеспечивала также определение отклонения падения артиллерийских снарядов по всплескам. Определение курсового угла было основано на принципе использования линейного сканирования антенного луча в пределах $\pm 4^\circ$ относительно геометрической оси антенны с частотой 17 Гц. В станции «Заря» предусматривались три режима сопровождения цели: ручное, полуавтоматическое и автоматическое, осуществляемое по данным схемы ПУТС. Государственные испытания станции «Заря» проводились в октябре—ноябре 1950 г. на эсминце «Бесстрашный» Черноморского флота. Результаты государственных испытаний показали:

— дальность обнаружения линейного корабля — 320 каб., эсминца — 180 каб., тральщика — 110 каб., перископа ПЛ высотой 1 м — 20 каб., берега — более 320 каб;

— дальность наблюдения всплесков от артиллерийских снарядов 45—130-мм калибра — 25—110 каб;

— срединные ошибки в измерении координат целей по дальности — 15—18 каб., по своему курсовому углу — 1—1,5 делений угломера (д. у.);

— точность определения координат всплесков (для корректирования стрельбы): по дальности — 0,5 каб. и по углу — 3—4 д. у.;

— разрешающая способность целей: по дальности — 40 м, по углу — 2—5 д. у.

На основании испытаний комиссия рекомендовала РЛС «Заря» принять на вооружение ВМФ как станцию управления торпедной и артиллерийской стрельбой и разработать вариант станции «Заря» для использования ее совместно с подвижной и стационарной береговой артиллерией 100—152-мм калибра. Станция «Заря» была принята на вооружение кораблей ВМФ класса «крейсер» и «эсминец» [4].

В 50-е годы Военно-Морской Флот вооружался большими и малыми кораблями новых проектов с высокой скоростью хода, мощностью и дальностью артиллерийского, торпедного оружия, с новыми средствами обнаружения и пеленга надводных целей, приборами управления артиллерийским и торпедным огнем. Для новых кораблей класса «крейсер» и «эсминец» в эти годы было разработано новое радиолокационное оборудова-

ние. Одной из вновь созданных в 1948—1950 гг. станций явилась артиллерийская РЛС главного калибра «Залп» [5].

Тактико-технические требования предусматривали [4]:

- определение дальности до целей, своего курсового угла и величины отклонения от цели, координат падения снарядов по дальности и углу с передачей их в систему ПУС;

- диапазон волн — сантиметровый;

- мощность излучения — 65—70 кВт.

При разработке станции была предусмотрена возможность дублирования ее работы торпедно-артиллерийской РЛС типа «Заря» (и наоборот) и совместная работа с оптическими приборами корабля (измерение дальности с помощью РЛС, своего курсового угла — оптическим визиром). Использование радиоволн наиболее короткого — сантиметрового диапазона обеспечило обнаружение надводных целей на больших дальностях и высокую точность определения координат. Антенная система была стабилизирована по трем осям (по бортовой и килевой качкам, по рысканию, по данным корабельной гироскопической системы), что обеспечивало устойчивый прием сигналов при значительном волнении моря и упрощение решения задачи стрельбы [4].

В сентябре—ноябре 1950 г. станция «Залп» проходила государственные испытания на эсминце «Бесстрашный» Черноморского флота. Государственные испытания подтвердили заданные требования ВМФ и показали, что отклонения снарядов от цели можно было наблюдать на дистанциях, составлявших 80—85 % максимальной дальности полета снаряда. На основании результатов государственных испытаний станция «Залп» была принята на вооружение и поставлена на серийное производство. Принимая во внимание отличные тактико-технические параметры и результаты государственных испытаний РЛС «Залп», командование ВМФ заказало разработку берегового варианта станции. Такая РЛС представляла собой полную аналогию корабельного варианта, за исключением некоторых конструктивных особенностей, обусловленных размещением станции на берегу и отсутствием устройств, стабилизирующих антенное облучение. Контрольные испытания береговой станции, проводившиеся на Черном море, подтвердили положительные результаты корабельного варианта РЛС «Залп», и она была принята на вооружение под названием «Залп-Б» [4, 5] (см. ниже).

В 1951 г. началась разработка усовершенствованной станции управления стрельбой артиллерийских батарей береговой обороны «Редан-3А». В качестве облучателя антенны в этой станции была применена растровая головка. Станция работала в сантиметровом диапазоне. В июле 1953 г.

РЛС «Редан-3А» успешно прошла государственные испытания на одной из батарей береговой обороны Черноморского флота. Результаты государственных испытаний [7]:

- дальность обнаружения эсминца — 400 каб;
- тральщика — 250 каб;
- перископа ПЛ — 42 каб;
- самолета Ли-2 — 220 каб;
- всплесков от фугасных снарядов 130-миллиметрового калибра — 137 каб;
- срединные ошибки измерения дальности — 9,3 м, азимута — 0,6 т. д.;
- разрешающая способность по дальности — 0,3 каб.

В 1953 г. на основе корабельной станции «Залп», имеющей высокие тактико-технические параметры, была разработана береговая РЛС управления артиллерийской стрельбой «Залп-Б». На государственных испытаниях, завершенных в январе 1954 г. на батарее береговой обороны Черноморского флота, РЛС «Залп-Б» показала следующие результаты:

- дальность обнаружения эсминца — 320 каб;
- тральщика — 325 каб;
- перископа ПЛ — 60 каб;
- ТКА — 200 каб;
- срединные ошибки измерения дальности — 9 м;
- азимута — 0,54 т. д.

В 1949 г. в процессе НИР определились тактико-технические требования на береговую подвижную (буксируемую) РЛС управления артиллерийской стрельбой «Бурун». Эта РЛС явилась первой станцией управления артиллерийской стрельбой, работающей в коротковолновой части сантиметрового диапазона. Впервые в станции применялась складывающаяся антенна. В индикаторном устройстве по сравнению с РЛС «Редан-3А» было сокращено количество электронно-лучевых трубок с трех до двух за счет совмещения операций определения дальности до цели и корректировки стрельбы по всплескам. Это дало возможность сократить число операторов, обслуживающих станцию. Впервые был разработан имитатор для тренировок операторов. В октябре 1955 г. РЛС «Бурун» успешно прошла государственные испытания на одной из батарей Черноморского флота. Достигнуты следующие результаты:

- дальность обнаружения эсминца — 280 каб.,
- всплесков от практических снарядов 130-мм калибра — 143 каб.;
- срединные ошибки измерения дальности — 15 м, азимута — 0,5 т. д.;
- разрешающая способность по дальности — 0,25 каб., по азимуту — 10 т. д.

Комплексная унифицированная радиолокационная система «Парус» для универсальной корабельной артиллерии среднего калибра предназначалась для наблюдения за надводной и воздушной обстановкой, выдачи целеуказания и управления стрельбой универсальной артиллерии всех классов кораблей по морским, воздушным и береговым целям. Она состояла из станции обнаружения «Парус-Н» и системы управления стрельбой артиллерии универсального калибра «Парус-Б». «Парус-Н» — РЛС кругового обзора, работающая в 10-сантиметровом диапазоне волн, обеспечивающая обнаружение воздушных и надводных целей и выдачу целеуказаний. Стабилизированное по бортовой и килевой качкам антенное устройство имеет в вертикальной плоскости косекансквадратную диаграмму направленности антенны. Мощность в импульсе на выходе передатчика — 1 МВт при длительности импульса 2,1 мкс и частоте повторения импульсов 427 Гц. Чувствительность приемника — $(1\text{--}2,5) \times 10^{-14}$ Вт [7].

«Парус-Б» — комплекс радиолокационных и счетно-решающих приборов, обеспечивающих прием целеуказаний, выработку текущих координат цели, определение составляющих вектора скорости цели, выработку полных углов наведения артиллерии и установки времени срабатывания взрывателя. Слежение за целью осуществляет РЛС, работающая в 3-сантиметровом диапазоне. Антенна, состоящая из зеркала (параболоид вращения диаметром 1,8 м) и облучателя (антенная головка, обеспечивающая линейное развертывание луча в двух взаимно перпендикулярных плоскостях), высокочастотная часть приемопередатчика и передающая камера телевизионного визира конструктивно объединены в единый антенный пост, стабилизированный по бортовой и килевой качкам. Применение линейного развертывания луча в двух взаимно перпендикулярных плоскостях позволило оценивать отклонение разрывов в горизонтальной плоскости в пределах ± 60 т. д. и в вертикальной плоскости в пределах ± 30 т. д. Это является преимуществом по сравнению с методом линейного развертывания луча в двух параллельных плоскостях, примененным в станциях типа «Якорь». Приемопередатчик имеет мощность в импульсе 250 кВт при его длительностях 0,28 и 0,45 мкс. Чувствительность приемника — $(1\text{--}2,5) \times 10^{-12}$ Вт. В системе «Парус-Б» предусматривался автоматический, полуавтоматический и ручной режимы сопровождения целей. Радиолокационная и электромеханическая счетно-решающие части (СРЧ) объединены. По входным текущим координатам СРЧ вырабатывает вектор скорости цели, который используется для повышения надежности приема целеуказаний и улучшения плавности и точности выработки текущих координат цели в автоматическом и полуавтоматическом режимах сопровождения. Использование радиолокационных станций, счетно-решающих устройств

и схемы целеуказаний как единого целого позволило удешевить производство, уменьшить массу и габариты и сократить количество обслуживающего личного состава. Государственные испытания системы «Парус» проводились на СКР проекта 50 Черноморского флота в 1956 г. Испытания показали высокую эффективность системы «Парус» по сравнению с системой, оборудованной оптическими средствами. Первый опыт использования телевизионной техники в корабельных условиях показал, что примененный в системе «Парус-Б» телевизионный визир, помимо обеспечения резервного способа стрельбы в условиях визуальной видимости, достаточно удобен для наблюдения обстановки в районе цели из нескольких закрытых постов корабля, а также для оценки точностных характеристик системы при условии предварительного согласования электрической оси антенны РЛС с оптической осью телевизора. По сравнению с системой «Фут» в системе «Парус» были повышены дальности действия РЛС, точности измерения координат, был введен режим стрельбы по невидимым береговым целям в дневных и ночных условиях. В 1956 г. система «Парус» была принята на вооружение ВМФ [6].

3. 5-й период (1965—1985)

Система «Турель» стала первой корабельной системой управления артиллерийской стрельбой, в которой, помимо электромеханической перестройки частоты для защиты от прицельных шумовых помех, была применена также схема селекции движущихся целей для защиты от пассивных помех. По отношению к системе «Парус-Б» система «Турель» была переведена в более длинноволновую часть 3-см диапазона волн. Кроме обработки данных для обеспечения артиллерийской стрельбы, система «Турель» предусматривала также выдачу данных текущих координат надводных целей в системы торпедной стрельбы. Государственные испытания двух опытных образцов проводились на большом противолодочном корабле «Комсомолец Украины» Черноморского флота, но по срокам несколько раньше прошли сдаточные испытания образца на ракетном крейсере «Грозный» на Северном флоте. После успешного завершения испытаний система «Турель» в 1965 г. принята на вооружение ВМФ под наименованием МР-105 [6].

К моменту принятия на вооружение системы «Турель» были рассмотрены взгляды руководства ВМФ на роль корабельной ствольной артиллерии. В результате ствольной артиллерии была отведена важная роль в системе вооружения кораблей как оружию, дополняющему ракетное оружие в обеспечении ПВО кораблей и нанесении ударов по надводным и, осо-

бенно, береговым целям. Уточнение роли и места корабельной артиллерии обусловило развертывание работ по созданию новых корабельных артиллерийских комплексов различных калибров с радиолокационными системами управления. В этот период создаются два базовых ряда корабельных систем управления артиллерией: типа «Вымпел» для управления стрельбой корабельной артиллерии калибров 30, 57 и 76 мм и типа «Лев» для управления стрельбой корабельной артиллерии калибров 100 и 130 мм [6].

Система «Вымпел» конструктивно состоит из обособленных функционально связанных между собой модулей, в том числе РЛС с двумя режимами работы (круговой обзор и точное автосопровождение цели). Способ автосопровождения цели — моноконический. Обзор окружающей среды по углу места — послойный в пять слоев. Впервые для защиты от активных помех в системе применена электронная (от импульса к импульсу) перестройка несущей частоты и предусмотрена защита от уводящих помех по углам и дальности, а также предусмотрена схема СДЦ для защиты от пассивных помех. Система «Вымпел-А» обеспечивает обнаружение, оцепознание и определение координат целей в режиме поиска, автозахват и точное автосопровождение цели, решение задачи встречи снаряда с целью и управление стрельбой артустановок. Система работает автономно, но при наличии на корабле РЛС обнаружения, обеспечивает прием от нее целеуказаний с трансляцией картины кругового обзора [6].

Государственные испытания системы «Вымпел-А» проводились на артиллерийском катере проекта 205 Черноморского флота. По результатам испытаний опытного образца система «Вымпел-А» в 1976 г. была принята на вооружение ВМФ и ей присвоено наименование МР-123 [6].

Корабельная помехозащищенная система управления 100-мм артустановками многоцелевого назначения «Лев-214» была разработана на основании постановления правительства, принятого еще в 1969 г. В состав системы входят две РЛС сопровождения, работающие в сантиметровом и миллиметровом диапазонах волн, использующие общую антенную систему. Управление стрельбой обеспечивается двумя параллельно включенными счетно-решающими приборами (аналоговым и аналого-цифровым). Для обеспечения высокой точности автосопровождения целей, измерения отклонений всплесков от падения снарядов предусмотрены два режима сканирования диаграммы направленности антенны: моноконический и монолинейный. Высокая точность выработки полных углов наведения артустановок достигается с помощью специально разработанного гиростабилизатора для измерения и последующего учета ошибок неустойчивости. В отличие от систем базового ряда «Вымпел», системы типа «Лев» не имеют режима обнаружения воздушных целей. Они решают задачи только

по данным целеуказания от общекорабельных РЛС обнаружения и целеуказания [6].

В корабельной радиолокационной помехозащищенной системе управления стрельбой 130-мм двухорудийных автоматических универсальных артустановок «Лев-218», в отличие от своего прототипа «Лев-214», внедрен ряд оригинальных технических решений:

— разработан и внедрен режим автоматического допоиска цели с автозахватом при грубом целеуказании;

— разработан и внедрен режим, обеспечивающий по результатам сопровождения выстреливаемого снаряда определение данных баллистического ветра, плотности воздуха и начальной скорости снаряда;

— разработана и внедрена схема форсированного приведения приемопередающего устройства в рабочее состояние;

— применен новый магнетрон с повышенной стабильностью частоты.

Государственные испытания опытного образца системы проведены в 1981—1982 гг. на Балтийском, Черном и Баренцевом морях на эскадренном миноносце проекта 956 «Современный». В 1985 г. система «Лев-218» принята на вооружение ВМФ под наименованием МР-184 [6].

Самые общие сведения об испытаниях на Черноморском флоте РЛС управления артиллерийским и торпедным оружием за период 1945—1982 гг. приведены в таблице 1. С использованием средств инфографики эти данные отображены на рис. 1.

Таблица 1. Сведения об испытаниях на Черноморском флоте РЛС управления артиллерийским и торпедным оружием.

Table 1. Information on the Black Sea Fleet's testing of artillery and torpedo control radars

№ п/п	Наименование	Год испытаний	Носитель или место испытаний	Максимальная дальность обнаружения, км		λ	Основные особенности
				ВЦ	НЦ		
1.	«Марс-1» («Редан-1»)	1945 (1946)	КР «Молотов» ЧФ	—	16	50 см	Счетверенная антенна
2.	«Марс-2» («Редан-2»)	1945 (1946)	ЭМ «Огневой» ЧФ	—	16	50 см	То же
3.	«Риф»	1948	КР «Молотов» ЧФ	—	40	см	Обнаружение всплесков от фугасных и осколочных снарядов
4.	Трехкоординатная упрощенная РЛС основе РЛД «Штаг-Б»	после 1949	КР «Фрунзе» ЧФ	—	—	см	Отсутствие автоматического сопровождения по угловым координатам

№ п/п	Наименование	Год испытаний	Носитель или место испытаний	Максимальная дальность обнаружения, км		λ	Основные особенности
				ВЦ	НЦ		
5.	«Заря»	1950	ЭМ «Бесстрашный» ЧФ	—	60	см	Определение курсового угла на принципе сканирования антенного луча
6.	«Залп»	1950	ЭМ «Бесстрашный» ЧФ	—	—	см	Совместная работа с оптическими приборами корабля
7.	«Редан-3А»	1953	Батарея береговой обороны ЧФ	40	75	3 см	Растровая головка облучателя антенны
8.	«Залп-Б»	1954	Батарея береговой обороны ЧФ	—	60	см	Размещение на берегу
9.	«Бурун»	1955	Батарея береговой обороны ЧФ	—	52	см	Подвижная (буксируемая) РЛС, складывающаяся антенна
10.	«Парус»	1956	СКР проекта 50 ЧФ	—	—	10 см 3 см	Использование телевизионного визира
11.	«Турель» (МР-105)	1965	БПК «Комсомолец Украины» ЧФ	—	—	3 см	Селекция движущихся целей для защиты от пассивных помех
12.	«Вымпел-А» (МР-123)	1976	Артиллерийский катер проекта 205 ЧФ	—	—	—	Электронная (от импульса к импульсу) перестройка несущей частоты для защиты от активных помех
13.	«Лев-218» (МР-184)	1982	ЧФ	—	—	см мм	Управление стрельбой 130-мм двухорудийных артиллерийских установок; применение магнетрона с высокой стабильностью частоты

Используемые в таблице сокращения: ВЦ — воздушная цель, НЦ — надводная цель, λ — рабочая длина волны.

4. Заключение

Для РЛС управления артиллерийским и торпедным оружием, которые проходили испытания на Черноморском флоте в 1946—1985 гг., характерен переход с дециметрового диапазона (1946) в сантиметровый (1948—1965) и миллиметровый (1982) диапазоны. К технологическим инновациям в развитии РЛС управления артиллерийским и торпедным оружием следует отнести: усовершенствования, дающие возможность обнаружения всплесков от фугасных и осколочных снарядов (1948); определение курсового угла на принципе сканирования антенного луча (1950); возможность совместной работы с оптическими приборами корабля (1950); разработка подвижной (буксируемой) РЛС (1955); использование телевизионного визира (1956); селекция движущихся целей для защиты от пассивных помех (1965) и электронная (от импульса к импульсу) перестройка несущей частоты для защиты от активных помех (1976).

Анализ инфографики (рис. 1), выполненной на основе рекомендаций [3], показывает, что испытания РЛС управления артиллерийским и торпедным оружием на Черноморском флоте достаточно хорошо отражены в открытых источниках за период 1946—1982 гг.

Список литературы

1. Ермолов П. П. Периодизация и основные объекты в истории исследований по радиотехнологиям в Крыму. В сб. : 17-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2007) : материалы конф. в 2 т. (Севастополь, 10—14 сент. 2007). Севастополь : Вебер, 2007. Т. 1. С. 39—44.
2. Ермолов П. П. История испытаний систем радиолокации на Черноморском флоте. РЛС общего обнаружения // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2025. Т. 8, № 4. С. 666—686.
3. Ермолов П. П. Инфографика — важный инструмент визуализации и снижения размерности контента в историографии науки и техники // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2025. Т. 8, № 1. С. 124—151.
4. Лобанов М. М. Развитие советской радиолокационной техники. М. : Воениздат, 1982. 239 с.
5. Щербakov Н. С. Флагман отечественного морского приборостроения. К 75-летию ОАО «Морской научно-исследовательский институт радиоэлектроники Альтаир» // История науки и техники. 2008. № 8. С. 2—17.
6. Радиолокационное вооружение Военно-Морского Флота России : сборник статей / Под ред. И. И. Тынянкина и В. Ф. Измайлова. М. : Научтехлитиздат, 2005. 446 с.
7. Бакаленко Ю. А., Баскаков Г. С., Полонский С. И., Романовский А. С. История создания и развития радиолокации ВМФ (до 1955 г.). М. : МО СССР, 1990. 118 с.

Сведения об авторе

Ермолов Павел Петрович, кандидат технических наук, доцент, профессор Института радиоэлектроники и интеллектуальных технических систем Севастопольского государственного университета, г. Севастополь, Российская Федерация. ORCID: 0000-0001-9089-974X.

History of Testing of Radar Systems in the Black Sea Fleet. Artillery and Torpedo Weapon Control Radar

P. P. Yermolov

Sevastopol State University

33, Universitetskaya St., Sevastopol, 299053, Russian Federation

ppyermolov@sevsu.ru

Received: October 6, 2025

Peer-reviewed: October 20, 2025

Accepted: October 20, 2025

Abstract: This article examines the history of artillery and torpedo radar testing in the Black Sea Fleet over two periods: 1946–1964 and 1965–1985. The research results are presented in a compendium format, summarized in a table, and illustrated with infographics.

Keywords: “Mars-1”, “Mars-2”, “Rif”, “Shtag-B”, “Zarya”, “Zalp”, “Zalp-B”, “Redan-3A”, “Burun”, “Parus”, “Turel”, “Vympel-A”, “Lev-214”, “Lev-218”.

For citation (IEEE): P. P. Yermolov, “History of Testing of Radar Systems in the Black Sea Fleet. Artillery and Torpedo Weapon Control Radar,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 9, no. 1, pp. 152–166, 2026, doi: 10.21227/c8v8-6a67. (In Russ.).

References

- [1] P. P. Yermolov, “Periodization and main objects in the history of research on radio technology in Crimea,” in *17th International Crimean Conf. “Microwave and Telecommunication Technology” (CriMiCo’2007)*, Sevastopol, September 10–14, 2007, Sevastopol: Weber, pp. 39–44, 2007. (In Russ.).
- [2] P. P. Yermolov, “History of Testing of Radar Systems in the Black Sea Fleet. General Detection Radar,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 8, no. 4, pp. 666–686, 2025, doi: 10.21227/gwkd-f371. (In Russ.).
- [3] P. P. Yermolov, “Info Graphics Are an Important Tool for Visualization and Dimensionality Reduction in the Historiography of Science and Technology,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 8, no. 1, pp. 124–151, 2025. (In Russ.).
- [4] M. M. Lobanov, *Development of Soviet radar technology*, Moscow: Voenizdat, 1982. (In Russ.).
- [5] N. S. Shcherbakov, “The flagship of domestic marine instrument-making. On the 75th anniversary of JSC ‘Marine Research Institute of Radio Electronics Altair’”, *Studies in the History of Science and Technology*, no. 8, pp. 2–17, 2008. (In Russ.).
- [6] *Radar weapons of the Russian Navy: a collection of articles*, ed. I. I. Tynyankin and V. F. Izmailov. Moscow: Nauchtekhizdat, 2005. (In Russ.).

- [7] Yu. A. Bakalenko, G. S. Baskakov, Polonsky S. I., and A. S. Romanovsky, *History of the creation and development of naval radar (before 1955)*, Moscow: USSR Ministry of Defense, 1990. (In Russ.).

Information about the author

Pavel P. Yermolov, Candidate of Technical Sciences, Professor of the Institute of Radio Electronics and Intelligent Technical Systems of Sevastopol State University, Sevastopol, Russian Federation. ORCID: 0000-0001-9089-974X.

УДК 654.1:93/94(075.4)

Инициатор создания в Севастополе памятного знака, посвященного 100-летию изобретения радиосвязи (к 100-летию Евгения Антониновича Федотова)

Ермолов П. П., Свиридова Е. И.

Севастопольский государственный университет

ул. Университетская, 33, Севастополь, 299053, Российская Федерация

ppyermolov@sevsu.ru

Получено: 21 октября 2026 г.

Отрецензировано: 28 октября 2025 г.

Принято к публикации: 28 октября 2025 г.

Аннотация: В статье рассмотрена деятельность главного инициатора создания в Севастополе памятного знака, посвященного 100-летию изобретения радиосвязи — Евгения Антониновича Федотова (16.02.1926—6.03.2009). Проведено обобщение сведений о жизни деятельности Е. А. Федотова, рассредоточенных в различных публикациях, а также дана краткая информация о наиболее интересных материалах, представленных в формате «Федотовских чтений» на конференции КрыМиКо и в журнале «Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии» в 2016—2025 гг.

Ключевые слова: А. С. Попов, И. Д. Морозов, И. В. Бренев, И. Д. Морозов, З. Г. Ляпин, П. А. Лунёв, Э. Д. Балтин, Г. Г. Толстолуцкий, В. А. Урвалов, Н. И. Чистяков, Федотовские чтения.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Ермолов П. П., Свиридова Е. И. Инициатор создания в Севастополе памятного знака, посвященного 100-летию изобретения радиосвязи (к 100-летию Евгения Антониновича Федотова) // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2026. Т. 9, № 1. С. 167—194.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Ермолов, П. П. Инициатор создания в Севастополе памятного знака, посвященного 100-летию изобретения радиосвязи (к 100-летию Евгения Антониновича Федотова) / П. П. Ермолов, Е. И. Свиридова // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. — 2026. — Т. 9, № 1. — С. 167—194.

1. Введение

Евгений Антонинович Федотов (1926—2009) — известный севастопольский историк периода зарождения радиосвязи, главный инициатор сооружения в Севастополе памятного знака в ознаменование 100-летия изобретения радиосвязи, пионер развития направления «История развития радиотехнологий и телекоммуникаций» на конференции КрыМиКо, член Программного комитета конференции. В память о Евгении Антониновиче с 2009 г. этому направлению присвоено второе название — Федотовские чтения. Деятельность Е. А. Федотова по отстаиванию приоритета А. С. Попова в изобретении радиосвязи хорошо известна как на пространстве СНГ, так и за рубежом. В настоящей статье проведено обобщение сведений о жизни деятельности Е. А. Федотова, рассредоточенных в различных публикациях, а также дана краткая информация о наиболее интересных материалах, представленных на конференции КрыМиКо и в журнале «Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии» в 2016—2025 гг.

2. Краткие биографические сведения, служебная и общественная деятельность

Сайт «Подвиг народа в Великой Отечественной войне 1941—1945 гг.»¹ дает следующую информацию: Федотов Евгений Антонинович родился 26 февраля 1926 г. на хуторе Верхне-Аксеновском² Тормосиновского района Сталинградской области. Воинское звание: капитан 2 ранга. Место призыва: Нижне-Чирский РВК, Сталинградская обл., Нижне-Чирский р-н. Дата начала службы: 02.03.1944. Части и подразделения: 14 полк АЗ Лена ПВО. Дата завершения службы: 19.06.1971.

Есть предположение, что Евгений Антонинович родился в семье сельских учителей. По крайней мере, мама, Прасковья Ивановна Федотова (1897—1969), в 20—40-е гг. была сельской учительницей. Об этом свидетельствует надпись на ее надгробии (мама похоронена в Севастополе; об этом несколько позже).

¹ <https://pisk.re/person/officers/10684925>

² Верхнеаксёновский — хутор в Суровикинском районе Волгоградской области России. Входит в состав Верхнесолоновского сельского поселения. Согласно Списку населенных мест Области Войска Донского по переписи 1873 года в населенном пункте насчитывался 94 двора и проживало 270 душ мужского и 302 женского пола. В 1884 году на хуторе на средства прихожан была построена Троицкая церковь. Не сохранилась. Хутор находится в юго-западной части Волгоградской области, на правом берегу реки Аксенец, на расстоянии примерно 32 километров (по прямой) к юго-западу от города Суровикино, административного центра района. В Верхнеаксёновском функционируют начальная школа (филиал Верхнесолоновской СОШ), фельдшерско-акушерский пункт, сельский клуб, библиотека и отделение Почты России. (https://w.wiki/_nKYc).

17—18-летним юношей (с февраля 1944 г. по май 1945 г.) Евгений Федотов участвовал в Великой Отечественной войне — проходил срочную службу в Ленинградской армии ПВО. В 1945—1949 гг. Федотов — курсант Военно-морского училища связи (г. Петродворец). Именно в это время [1] он увлекся историей изобретения радиосвязи, которая стала делом всей его жизни. Вся последующая служба Евгения Антониновича была связана с Черноморским флотом, где он занимал должности командира БЧ-4 учебного судна «Волга» (1949—1953 гг.), связиста дивизиона тральщиков дивизии ОВРа (1953—1956 гг.), начальника радиобюро (1956—1957 гг.) и дежурного по связи узла связи (1957—1963 гг.), офицера отдела связи (1963 г.), офицера группы режима штаба флота (1963—1967 гг.), помощника оперативного дежурного флота по связи, наблюдению и оповещению (1967—1971 гг.).

В воспоминаниях Е. А. Федотова [1] основное внимание уделено периоду 1957—1963 гг., о котором он писал следующее.

«Штаб флота тогда [в 1957 г. — *авт.*] располагался в старом здании около водной станции ЧФ. В боковом крыле на первом этаже был расположен большой телеграфный зал, в котором располагались все телеграфные направления, в том числе с Москвой. С центральным узлом связи ВМФ телеграфная связь осуществлялась уже по ЗАС на аппаратуре “Мечта”, которая стояла... вместе с открытыми связями на СТ-35, на направлении с Москвой стояли также аппараты Бодо, двукратные аппараты 2-БДА-43. ЗАС “Мечта” работала весьма неустойчиво, аппараты постоянно расходились, передача корреспонденции задерживалась <...>

В 1959 г. штаб флота перешел в новое здание, в котором находится и сейчас. Узлу связи были предназначены полуподвальные помещения, некоторые даже без окон. Телеграфные связи на СТ-35 с соединениями флота занимали большой зал. Для направления ЗАС был выделен отдельный зал <...>

На новом месте оснащенность и оборудование телеграфного центра значительно улучшилась. В новом районе был построен современный приемный радиоцентр, оборудованный новым антенным полем, антенны которого были ориентированы по направлениям на районы несения кораблями ВМФ боевой службы. С выходом кораблей Черноморского флота... на боевую службу [очевидно, имелся в виду выход за пределы Черного моря — *авт.*] работы на дежурстве прибавилось. Если раньше в конце 50-х во времена учений за сутки через Узел связи ЧФ проходило корреспонденции общей емкостью до 90—100 тысяч групп/слов, то в начале 60-х такая нагрузка стала повседневной. С кораблями и подводными лодками, которые начали базироваться в Албании, была открыта отдельная радиосеть № 500. В этой же радиосети были приняты последние радиogramмы и

последние сочетания “СК”, когда Албания разорвала дипломатические отношения с СССР. Радиосеть была закрыта <...>

С флагманскими кораблями на боевой службе буквопечатающая связь становилась основным видом связи. Для обеспечения устойчивости работы радиоканалов приходилось пользоваться радиопрогнозами Измиран³. <...>

Евгений Антонинович глубоко интересовался не только деятельностью А. С. Попова (об этом — в отдельном разделе), но и исследованиями коллег-историков. Так, к 100-летию изобретения радиосвязи в 1995 г. им были подготовлены сведения о трех севастопольцах, внесших, по его мнению, наиболее значительный вклад в создание истории развития связи — И. В. Бренева (31.08.1901—03.03.1982), И. Д. Морозове (22.04.1912—16.04.2006) и П. А. Лунёве (28.02.1915—07.08.1988). Мнение Федотова стало определяющим в вопросе причисления Бренева и Морозова к числу севастопольцев — историков развития связи. Здесь следует отметить, что эти материалы были подготовлены с целью публикации в одной из газет Севастополя, но, по-видимому, из-за несоответствия «формата» их публикация не состоялась [2]. В день 20-летия со дня кончины П. А. Лунёва (7 августа 2008 г.) Евгений Антонинович принял участие в возложении цветов на могилу Лунёва (рис. 1).

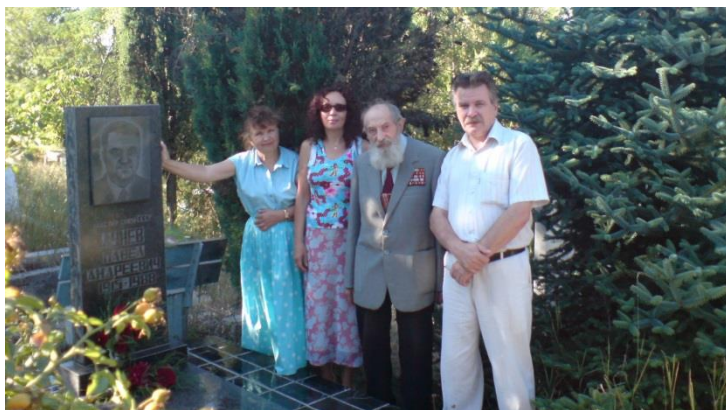


Рис. 1. У надгробия П. А. Лунёва в день 20-летия со дня кончины (7 августа 2008 г.). Слева направо: Т. П. Лунёва (дочь), Н. А. Андерсон (внучка), Е. А. Федотов, П. П. Ермолов.

Fig. 1. At the tombstone of P. A. Lunyov on the 20th anniversary of his death (August 7, 2008). From left to right: T. P. Lunyova (daughter), N. A. Anderson (granddaughter), Ye. A. Fedotov, P. P. Yermolov

³ ИЗМИРАН — Институт земного магнетизма, ионосферы и распространения радиоволн им. Н. В. Пушкина Российской Академии наук (г. Троицк Московской области).

3. Создание в Севастополе памятного знака, посвященного 100-летию изобретения радиосвязи

В монографии [2], изданной после ухода Евгения Антониновича из жизни, а также в других источниках, отмечен его исключительный вклад в инициации и реализации проекта создания в Севастополе памятного знака в честь 100-летия изобретения радиосвязи:

«Гражданская позиция Е. А. Федотова была проявлена в непростые для современников годы, совпавшие с чествованием 100-летия изобретения радио А. С. Поповым в 1995 году. Вот цитата из “Исторической справки по созданию [в Севастополе] памятного знака в честь 100-летия изобретения радио А. С. Поповым”: Инициатором увековечивания памяти А. С. Попова в Севастополе является офицер-связист Черноморского флота, капитан 2 ранга в отставке Федотов Евгений Антонинович, 1926 г. р. В мае 1989 года на торжественном собрании, посвященном Дню Радио, его инициатива, изложенная в выступлении перед ветеранами-связистами Черноморского флота, получила одобрение и поддержку: было направлено ходатайство в комитет ветеранов ВОВ... для вынесения вопроса на уровень Председателя городского Совета народных депутатов и Командующего КЧФ. Памятный знак (стела высотой 4,5 м, архитектор — А. Л. Шеффер) был установлен на Матросском бульваре (на месте, где в 1904 г. была установлена антенная мачта первой в России мощной береговой радиостанции). Церемония открытия памятного знака состоялось 7 мая 1997 г.

Все восемь лет (с 1989 г. по 1997 г.), которые понадобились тогда для проектирования и строительства памятного знака, Евгений Антонинович был в эпицентре всех событий, связанных с этим проектом.»

Об отношении командующего ЧФ в 1993—1996 гг. адмирала Балти-на Э. Д.⁴ ранее сообщалось в [3]. Командующий наложил на письмо контр-адмирала З. Г. Ляпина, председателя объединенной комиссии города и флота, начальника связи Черноморского флота, следующую резолюцию (пунктуация сохранена): «т. Ляпин — в Севастополе уже 1600 памятников надо их сохранить, а не устанавливать новые. Подпись. 23.11.94 г.». В частности, по причине такого отношения командующего Черноморским флотом сооружение памятного знака растянулось на восемь лет.

Вот что писал об открытии памятного знака З. Г. Ляпин [4]:

«Памятный знак в честь 100-летия изобретения радио в России и его изобретателя А. С. Попова был открыт на Матросском бульваре 7 мая

⁴ Балтин Эдуард Дмитриевич (21.12.1936—7.10.2008) — советский и российский военачальник. Командующий Черноморским флотом (1993—1996), Герой Советского Союза (9.10.1981). Адмирал (16.06.1993), кандидат военных наук.

1997 года. История и арифметика показывают цифру 102, т. е. 102 года прошло; некоторые шутники делали звонки автору настоящего очерка и говорили: «Это же было 2 года назад, а вы проснулись только сейчас». Но можно со всей уверенностью сказать, что нигде в России и странах СНГ нет такого красивого, величественного и информативного памятника, как в Севастополе. Нигде нет даже памятной доски.

Памятник в Севастополе (рис. 2) представляет собой стелу высотой 4,5 метра, заканчивающуюся стилизованным изображением локатора с молниеобразными стрелами. При создании памятника был применен зеленый диорит из карьера Скалистое и белый известняк из карьера Альминский. По четырем фасадам памятника размещены чугунные памятные доски:

- главный фасад — барельеф с изображением А. С. Попова, рис. 3а;
- южный фасад с надписью: Здесь в 1904 году была установлена первая в России мощная береговая радиостанция «Сигнальная мачта», рис. 3в;
- восточный фасад с надписью: В честь 100-летия изобретения радио в России А. С. Поповым. 25 апреля 1895 г. — 7 мая 1995 г., рис. 3г;
- западный фасад с надписью: В Севастополе в 1899 и 1901 годах Александр Степанович Попов испытывал первые корабельные радиостанции. Ниже на этом же фасаде размещен барельеф с изображением броненосца «Георгий Победоносец», рис. 3б.

<...>

Еще в мае 1989 года на торжественном собрании, посвященном Дню радио, капитан 2 ранга в отставке Евгений Антонинович Федотов выступил с инициативой о подготовке к 100-летию изобретения радио и об увековечении памяти А. С. Попова именно в Севастополе, где он лично руководил установкой и испытаниями радиостанций на берегу и кораблях флота. Одновременно была начата работа по сбору материалов, подтверждающих исторические факты первых испытаний беспроволочного телеграфа для больших кораблей, в результате которой был составлен библиографический список опубликованных по этому вопросу материалов. После этого в 1993 году была составлена краткая историческая справка и предложения по установке памятного знака за подписью председателя комитета ветеранов войны вице-адмирала Чернобая Г. К. и начальника связи Черноморского флота, капитана 1 ранга Ляпина З. Г. были направлены руководству города и командованию флота.

Решением горсовета и командования флота 15 апреля 1993 года была создана объединенная комиссия, курирующая создание памятного знака, а 2 сентября 1993 г. «План работы комиссии по мероприятиям в Севастополе к 100-летию изобретения радио А. С. Поповым» был согласован с председателем горсовета В. М. Семёновым, командующим Черноморским

флотом Э. Д. Балтиным и утвержден председателем горадминистрации И. Ф. Ермаковым.

Руководство города и командование флота горячо поддерживали идею создания памятного знака. По крайней мере, в начале. Расходы на проектирование, оплату материалов, изготовление памятного знака, отливку барельефов и собственно установку памятного знака на Матросском бульваре было предложено распределить между горадминистрацией и Черноморским флотом. Первоначальная смета расходов по состоянию на 6 апреля 1994 года составила около 170 миллионов карбованцев.

Архитектором проекта был приглашен один из самых известных специалистов города, заслуженный архитектор Украины, главный архитектор Военморпроекта Адольф Львович Шеффер⁵. Исполнителем барельефов для памятного знака стал заслуженный художник Украины, скульптор Станислав Александрович Чиж⁶.

Создание памятного знака сопровождалось непрерывными финансовыми трудностями, связанными с инфляцией: всего лишь за 1 год (по состоянию на 15 марта 1995 г.) сметная стоимость сооружения достигла 800 миллионов карбованцев и продолжала расти, что грозило полной остановкой всех работ. Автору настоящего очерка, как председателю объединенной комиссии, пришлось неоднократно встречаться с руководителями предприятий, финансовых подразделений флота и города с просьбой о выделении средств на создание памятного знака. В числе таких организаций были Финансовое управление КЧФ, ВМС Украины, предприятия «Маяк», «Муссон», «Эра», «Парус», «Югрыба», «Атлантика», Балаклавское рудоуправление, Торговый дом Кондратевских и др. Но практически финансовые средства были выделены только двумя организациями: горадминистрацией (благодаря энергичным действиям Н. М. Глушко и А. А. Рудомётова) и предприятием «Севтелеком» (директор — Цуман В. М.), которым было выделено 100 миллионов карбованцев. (Здесь следует напомнить о том, что в те годы на Черноморском флоте и на предприятиях города зарплата задерживалась на 3—5 месяцев).

С командующим Черноморским флотом Э. Д. Балтиным разговор был жестким. Вот резолюция на моем обращении об участии ЧФ в строительстве памятного знака: «Финансов нет, в апреле 1994 г. три юбилея

⁵ Шеффер Адольф Львович (29.11.1924—23.03.2020) — советский, украинский и российский архитектор. Участник восстановления Севастополя, главный архитектор Военморпроекта (1978—2010). Заслуженный архитектор УССР (1989).

⁶ Чиж Станислав Александрович (23.10.1935—22.05.2008) — советский и украинский скульптор. Заслуженный художник Украинской ССР (1978), Народный художник Украины (2003), почетный гражданин Севастополя (2007).

освобождения городов Керчи, Феодосии и Севастополя.⁷ Какой юбилей важнее, что обеспечивать?». Ну, а на словах, если их перевести на русский литературный язык, автору настоящего очерка было предложено больше по этому поводу к командованию флота не обращаться. Это отношение ставило его в неловкое положение перед гражданскими коллегами — членами объединенной комиссии.

<...>

После рассмотрения проекта создания памятного знака и на основании разрешения Севастопольского горсовета № 673-р от 23 декабря 1994 г. было получено разрешение Севастопольской инспекции ГАСК (государственного архитектурно-строительного контроля) № 64 от 18 августа 1995 г. на установку памятного знака с привязкой к конкретному месту на Матросском бульваре. Соответствующее разрешение было получено 8 октября 1996 г. и в управлении культуры горадминистрации.

Каменные блоки для памятного знака были выполнены в камнерезной мастерской кооператива «Южный» в пос. Скалистое Бахчисарайского района под руководством В. Г. Марченко. Авторский надзор осуществлялся архитектором А. Л. Шеффером при участии В. Г. Шавшина (отдел охраны памятников) и Е. А. Федотова.

<...>

Модели барельефов А. С. Попова и броненосца «Георгий Победоносец» в гипсе были выполнены в мастерской скульптора С. А. Чижана, остальные модели барельефов и мемориальных досок по чертежам архитектора А. Л. Шеффера были изготовлены в дереве и отлиты в чугуна в литейном цехе Севморзавода им. С. Орджоникидзе... <...>

7 мая 1997 года в 11 часов дня на Матросском бульваре под общим руководством автора настоящего очерка состоялось торжественное открытие памятного знака в честь 100-летия изобретения радио в России. Церемония открытия проходила в присутствии представителей администрации города, членов Военного совета, руководителей управлений и отделов ЧФ, гостей и жителей Севастополя, моряков ЧФ. На торжестве выступили: командующий Черноморским флотом адмирал Кравченко В. А., заместитель главы горадминистрации И. Г. Цокур, архитектор А. Л. Шеффер, инициатор создания памятного знака Е. А. Федотов, командир полка связи ЧФ полковник Сидоров В. М. Церемония закончилась торжественным прохождением и отдаванием воинской чести моряками-связистами Черноморского флота.

<...>

⁷ Имелись в виду 50-летние юбилеи освобождения в Великой Отечественной войне.



Рис. 2. Памятный знак в честь 100-летия изобретения радио
А. С. Поповым (Севастополь, Матросский бульвар).

Fig. 2. Monument in honor of the 100th anniversary of the invention of radio
by A. S. Popov (Sevastopol, Matrossky Boulevard)



а



б



в



г

Рис. 3. Фрагменты памятного знака в честь 100-летия изобретения радио А. С. Поповым (Севастополь, Матросский бульвар).

Fig. 3. Fragments of the monument commemorating the 100th anniversary of A. S. Popov's invention of radio (Sevastopol, Matrossky Boulevard)

4. «Десять писем...»⁸

Случайное знакомство И. Д. Морозова и Е. А. Федотова произошло в Санкт-Петербурге в 1994 году, когда Евгений Антонинович встречался с выпускниками ВВМУС по случаю 45-летия выпуска (это знакомство состоялось благодаря однокашнику А. А. Федотова — А. П. Евстафьеву). Обоих (Морозова и Федотова) объединила общая позиция в вопросах о приоритете в изобретении радиосвязи. Это и послужило мотивом для переписки, которая стала предметом публикации брошюры «Десять писем...». Доверительному тону переписки способствовало и то, что И. Д. Морозов очень трепетно относился к Черноморскому флоту и Севастополю, с ко-

⁸ Десять писем профессора И. Д. Морозова севастопольскому историку изобретения радиосвязи Е. А. Федотову / [Сост., авт. вст. ст. и примеч. П. П. Ермолов] — Севастополь : «Вебер», 2008. — 48 с.

торым его связывала служба в 1936—1937 гг. и исследовательская работа в 1950 г. («Для меня Севастополь дорог до бесконечности...», отмечает Морозов в одном из писем). В брошюре сделано предположение, что И. Д. Морозов не вел дневников, и что эта переписка является одним из немногих источников, из которых можно узнать о деталях событий в борьбе за приоритет А. С. Попова в изобретении радиосвязи, относящихся к периоду конца 80-х гг. прошлого века — начала 21-го века.

Эти письма отражают фрагмент истории борьбы за приоритет А. С. Попова в изобретении радиосвязи, которая развернулась между группой адм. Г. Г. Толстолуцкого (1914—2006) и группой проф. Н. И. Чистякова (1914—2002). Непосредственным «стартом» этого противостояния стал доклад Чистякова на конференции, посвященной 70-летию Нижегородской радиолaborатории с призывом очистить историю открытия и развития радио от «белых пятен» и реакция Толстолуцкого на это выступление. Вскоре после этого Г. Г. Толстолуцкий обратился к проф. И. Д. Морозову с письмом, в котором попросил «уточнить у Е. Г. Кьяндской-Поповой (внучки А. С. Попова) суть постановки вопроса и дать толковое письмо академику Ю. В. Гуляеву на Правление ВНТОРЭС им. Попова». «Вершиной» этого противостояния стал 1995 год, когда отмечался 100-летний юбилей прочно вошедшего в историю заседания Физического отделения РФХО 25 апреля (7 мая) 1895 г. и первой в мире демонстрации предложенного Поповым метода обратной связи для восстановления чувствительности приемника и индикации следующего сигнала, новизна которого была признана абсолютным большинством ученых, в том числе и проф. Оливером Лоджом, который ближе всех подошел к созданию такого приемника. Оппоненты же предлагали перенести 100-летний юбилей на 1996 год (в этом году Маркони был подана заявка на патент «Усовершенствование в передаче электрических импульсов и сигналов, и в аппаратуре для этого»). В «борьбу за 1995 год» были вовлечены такие структуры, как ЦК КПСС (М. С. Горбачёв), Совет Министров СССР (О. Н. Сосковец), Институт истории естествознания и техники АН СССР и мн. др. В письмах содержатся интересные детали и подробности общения автора с Н. Ю. Болтовой, И. В. Бреневым, А. П. Евстафьевым, Л. И. Золотинкиной, Е. Г. Кьяндской-Поповой, В. В. Мигулиным, А. Ф. Михеевым, Н. Г. Мишкинис, Л. В. Рыбкиным, Г. Г. Толстолуцким, В. А. Урваловым, Н. И. Чистяковым и др.

Имя профессора Игоря Дмитриевича Морозова (22.04.1912—16.04.2006) занимает особое место в дискуссии, которая связана с отстаиванием приоритета А. С. Попова в изобретении радиосвязи. Он являлся главным «переговорщиком» в полемике Толстолуцкий — Чистяков, благодаря чему, по его словам, «нажил себе дополнительных врагов и укрепил

пил прежних». Отстаивание приоритета А. С. Попова стало одним из направлений деятельности И. Д. Морозова в последний период его жизни; этому посвящено более 40 его публикаций.

5. Неопубликованная монография и последние годы

Е. А. Федотов занимался исследованием деятельности А. С. Попова с 1947 года, т. е. более 60(!) лет. Автор настоящей статьи около 15 лет сотрудничал с ним по линии работы в Программном комитете КрыМиКо, а также оказывал содействие в редактировании монографии «Приоритет России и А. С. Попова в изобретении радиосвязи».

На звонок Евгению Антониновичу в день его рождения (16 февраля 2009 г.) ответила супруга, Роза Федотовна, и сообщил а о том, что Евгений Антонинович находится в больнице. Последняя встреча с Евгением Антониновичем состоялась в конце февраля 2009 г. в 7-й городской больнице Севастополя на ул. Ерошенко, 11. Во время встречи обсуждались вопросы издания первой части названной выше монографии (эта часть проходила фазу технического редактирования), а также участия Федотова в работе конференции, посвященной 150-летию А. С. Попова...

Евгений Антонинович ушел из жизни 6-го марта 2009 г. Известие о его кончине было опубликовано в газете Черноморского флота «Флаг Родины» 7 марта⁹. Прощание и похороны состоялись 10 марта. Со словами прощания в Доме гражданской панихиды на ул. Пожарова, 5, выступил ряд сослуживцев и коллег, в том числе начальник Службы связи Черноморского флота в 1991—2002 гг., контр-адмирал З. Г. Ляпин и автор настоящей статьи.

Евгений Антонинович был похоронен с воинскими почестями 10 марта 2009 г. на севастопольском городском кладбище «5-й километр» (рис. 4—6).

Однако 16 февраля 2016 г., в день 90-летия со дня рождения, на месте захоронения (3-й квартал, сектор Б, ряд 8, захоронение № 16-А) был установлен факт отсутствия надгробия, касающегося Е. А. Федотова, а обнаружено только надгробие, касающееся его матери

ФЕДОТОВА ПРАСКОВЬЯ ИВАНОВНА 1897—1969 СЕЛЬСКАЯ УЧИТЕЛЬНИЦА 20—40 г.г. МАМА БАБУШКА СЕСТРА

⁹ Федотов Е. А. [некролог] // Флаг Родины № 39 (26122), 7 марта 2009 г.



Рис. 4. Кладбище «5-й километр» (на переднем плане — супруга, Р. Ф. Федотова).

Fig. 4. Cemetery «The 5th kilometer» (in the foreground – his wife, R. F. Fedotova)



Рис. 5. Кладбище «5-й километр», отдавание воинских почестей (второй слева — контр-адмирал В. А. Аверин, начальник Управления связи Черноморского флота в 1981—1991 гг.).

Fig. 5. Cemetery «The 5th kilometer», rendering of military honors (second from the left – rear admiral V. A. Averin, Chief of Signals Division of Black Sea Fleet in 1981—1991)



Рис. 6. На месте захоронения Е. А. Федотова, 10.03.2009.

Fig. 6. On the place of burial of Ye. A. Fedotov, 10.03.2009

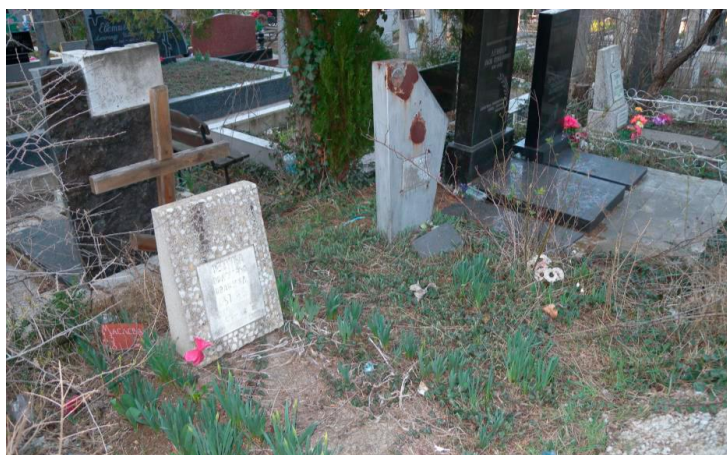


Рис. 7. На месте захоронения Е. А. Федотова, 16.02.2016.

Fig. 7. On the place of burial of Ye. A. Fedotov, 16.02.2016

Установкой надгробия на месте захоронения Е. А. Федотова за семь лет не озаботились ни семья, ни руководство Черноморского флота и Военно-научного общества ЧФ, членом которого Евгений Антонович являлся в последние годы жизни (рис. 7).

За четыре месяца до 100-летия со дня рождения Евгения Антоновича надгробие так и не установлено (установлены только цоколь и восьмиконечный православный крест, рис. 8).

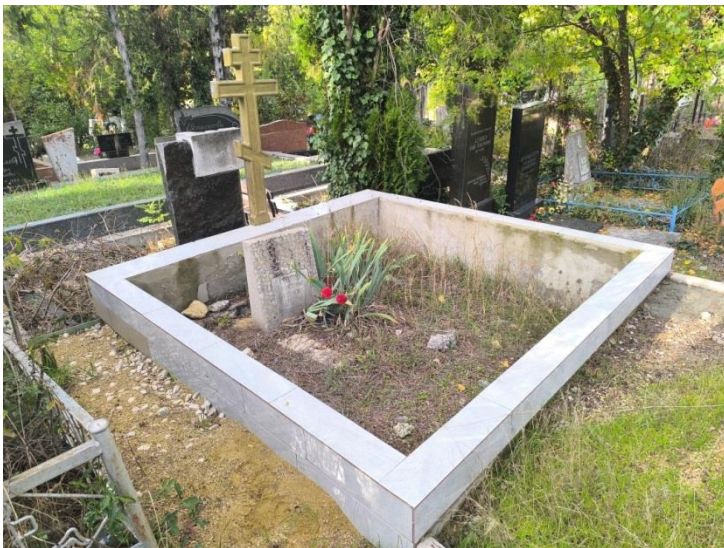


Рис. 8. На месте захоронения Е. А. Федотова, 20.10.2025.

Fig. 8. On the place of burial of Ye. A. Fedotov, 20.10.2025

* * *

В [2] опубликована структура монографии Е. А. Федотова «Приоритет России и А. С. Попова в изобретении радиосвязи». Планируемый объем монографии 60—70 авторских листов. Структура приведена ниже.

Часть I. Формирование традиций признания авторитета ученых, выдающихся своими открытиями, изобретениями, приводящими к новому качественному состоянию науки и производства

Глава 1. Начало активных усилий ученых в изучении явлений природы: в астрономии, механике, математике и их результаты

Глава 2. Открытие электромагнитной индукции. М. Фарадей. Изобретение принципиальных моделей электродвигателя и генератора электрического тока. Производственное освоение электрической энергии. Революция в электричестве

Глава 3. Математическое обоснование и открытие существования электромагнитной энергии. Дж. К. Максвелл, Г. Р. Герц. Изобретение радиоприемника. А. С. Попов

Глава 4. Радиоприемник А. С. Попова вместе с именем изобретателя распространяется в мире. Революция в электротехнике. Начало использования электромагнитных волн для беспроводной телеграфии

Глава 5. Формирование в мировой науке традиций в разрешении споров ученых и изобретателей о приоритете в развитии науки и техники

Глава 6. Наблюдения автора по некоторым вопросам физики

Часть II. Методы фальсификации самим Маркони в Англии и сторонниками Маркони в России деятельности А. С. Попова в изобретении им в 1895 году радиоприемника, радиосвязи

Глава 7. Краткая история празднования в России 100-летия изобретения радио А. С. Поповым

Глава 8. Методы фальсификации сторонниками Маркони в России деятельности А. С. Попова в изобретении радио

Глава 9. Новые факты о действиях Маркони в первые месяцы пребывания в Англии

Глава 10. Маркони — первоисточник фальсификаций в Англии истории изобретения радио Поповым

Глава 11. Мероприятия сторонников Маркони в России по обоснованию и углублению фальсифицированных утверждений Маркони о своих достижениях в изобретении радио

Глава 12. А. С. Попов в апреле 1895 г. изобрел радиоприемник, а позднее, в июле 1895 г. — «грозоотметчик»

Часть III. Факты и события в мире и в России в защиту приоритета русского ученого А. С. Попова в изобретении радио

Глава 13. Прогрессивная общественность и ученые Запада о Маркони и Попове в защиту приоритета Попова в изобретении радио

Глава 14. Анализ качества детектирования принятого сигнала приемниками А. С. Попова, Г. Маркони и когерером О. Лоджа

Часть IV. Системная деятельность А. С. Попова в России в процессе исследования волн Герца и изобретения радиосвязи в России. Истоки и творцы великих изобретений и открытий

Глава 15. Состояние и развитие производства, науки и культуры в России в XIX в.

Глава 16. Системная деятельность А. С. Попова в процессе исследования волн Герца и изобретения радиоприемника, радиосвязи

Глава 17. Опыты А. С. Попова 19 января и 12 марта 1896 г. — первые опыты по беспроводной сигнализации и телеграфии

Глава 18. Приемник А. С. Попова принят на вооружение ВМФ России. Развитие средств связи и радиотехнического обнаружения в ВМФ России и СССР в 1900—1945 гг.

Рукопись монографии «Приоритет России и А. С. Попова в изобретении радиосвязи» осталась в семье Евгения Антониновича и ее судьба до настоящего времени остается неизвестной.

6. Федотовские чтения на конференции КрыМиКо

В память о Евгении Антониновиче Федотове после его ухода из жизни секция «История развития инфокоммуникаций и радиотехнологий» на конференции КрыМиКо получила второе название — Федотовские чтения. За семилетний период (2009—2015) на Федотовских чтениях было заслушано 97 докладов; их краткий анализ представлен в [3]. Из 112 докладов 2016—2025 гг. в настоящей статье приведен краткий анализ 48 наиболее интересных и опубликованных в журнале «Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии».

6.1. О методологии историографии науки и техники, музееведении и деятельности РНТОРЭС им. А. С. Попова [5—9]

В [5] впервые рассматриваются вопросы эпонимии в терминологии инфокоммуникаций и радиотехнологий. Рассмотрение лингвистического аспекта включает в себя анализ 169 отечественных публикаций по 27 направлениям исследований и выделение медицины как направления, которому посвящено около половины всех публикаций. Сделано предположение о том, что термин «эпоним», который начал широко использоваться лингвистами в последней трети или четверти XX в., был адаптирован ими к давно существующей в медицине практике присвоения личных имен широкому спектру медицинских терминов. Рассмотрены и проанализированы два типа словарей медицинских терминов-эпонимов, отличающихся объемом и структурой. Из взятых в качестве примера типовых программ по специальности «радиотехника» образца 1984 г. выделено 64 эпонима-антропонима и один эпоним-топоним. Сделаны выводы о необходимости продолжения исследований, которые должны включать в себя как подготовку отдельных публикаций, касающихся забытых или малоисследованных персоналий, так и подготовку словаря, словник которого должен соответствовать современным программам подготовки специалистов. Результаты таких исследований будут способствовать формированию таких компетенций, как способность уважительно и бережно относиться к историческому наследию и способность осуществлять свою деятельность на основе целостного системного научного мировоззрения с использованием знаний в области истории науки и техники.

В [6] представлены некоторые результаты анализа современных тенденций в историографии начального периода формирования и становления радиотехники. Раскрыты основные проблемные вопросы в освещении истории беспроводной телеграфии, выявленные в российской и зару-

бежной литературе. Излагается позиция исследователей, членов секции истории Санкт-Петербургского отделения НТОРЭС им. А. С. Попова, сотрудников Мемориального музея А. С. Попова.

В [7] представлена информация о VII съезде общероссийской общественной организации «Российское научно-техническое общество радиотехники, электроники и связи имени А. С. Попова», который состоялся в Москве 7 июня 2022 г. Рассмотрены итоги деятельности РНТОРЭС за отчетный период (2016—2022 гг.) — издание журналов и проведение конференций. Приведены сведения о деятельности региональных отделений (Московского, Нижегородского, Владимирского, Тульского, Крымского), а также об организационной работе РНТОРЭС. Приведен состав вновь избранных руководящих органов РНТОРЭС на 5-летний период (президента, вице-президентов и Президиума).

В [8] отмечается, что одной из первых отечественных радиоэлектронных систем стала первая ламповая система связи «Блокада-1» для Морских Сил рабоче-крестьянского Красного Флота (МС РККФ), создателем научно-обоснованной концепции построения и реализации которой был первый председатель секции связи Научно-технического комитета МС РККФ профессор Имант Георгиевич Фрейман — заведующий (1917—1929) первой в России кафедрой радиотехники Электротехнического института им. В. И. Ульянова (Ленина), прямой наследник дела А. С. Попова во всех областях их научной и общественной деятельности. Научно-исследовательская и педагогическая деятельность И. Г. Фреймана, включающая и активную экспериментальную работу, дает основание определить его роль в истории радиотехники и радиоэлектроники как основателя научно-инженерной школы радиотехники в России.

В [9] констатируется потребность в новых методах визуализации потоков информации, одним из которых является инфографика, и отмечается недостаточность ее использования в историографии науки и техники. Причинами этого является слабое использование эффективных приемов систематизации (периодизации и классификации) контента, а также отсутствие методологии такого представления. Кратко рассмотрены основные положения исследования, в котором задачи систематизации решены с использованием некоторых положений общей теории систем В. Н. Садовского. Предложена методология визуализации информации, названная «компендиум — таблица — инфографика» (КТИ), основанная на трех последовательных уровнях преобразования контента. Приведен пример, иллюстрирующий методологию КТИ.

6.2. Об истории развития средств связи, навигации и радиуправления [10—16]

В [10] рассмотрены основные аспекты создания радиовзрывателей в годы Второй мировой войны. Представлены результаты анализа технических решений контрольно-тестового оборудования автодинных радиовзрывателей, которое применялось при их производстве в США, Англии и Канаде в годы Второй мировой войны. Рассмотрено оборудование в виде металлических загрузочных боксов, которое экранирует излучение автодинов в пространство. Избыточная емкость, создаваемая стенками бокса, для радиовзрывателей метрового диапазона была нейтрализована индуктивной компенсацией внутри бокса. Рассмотрены особенности конструкции боксов для радиовзрывателей дециметрового диапазона.

В [11] отмечается, что на рубеже 19 и 20 веков междугородная телефонная связь превратилась в серьезный бизнес, однако стоимость линий была высокой, а практический коммерческий диапазон передачи телефонного сигнала ненамного превышал 1600 км. По мере увеличения длин междугородних телефонных линий возникло две проблемы, которые были признаны особенно актуальными, в частности, перекрестные помехи и затухание сигнала. Решением этих проблем занялись научные сотрудники компании АТ&Т. Рассмотрены работы ученых и инженеров, которые привели к реальным практическим решениям задач дальней телефонной связи, в частности, Оливера Хевисайда, Джона Стоуна и Джорджа Кэмпбелла.

В [12] показано, что покупка АТ&Т в 1912 году у Ли де Фореста патентных прав на его аудион сделала реальностью осуществление проекта трансконтинентальной телефонной линии Нью-Йорк — Сан Франциско. Рассмотрены особенности строительства этой телефонной линии и возникшие при этом трудности. Уделено внимание разработке электрических схем и конструкций ламповых трансляторов, а также их установке на телефонной линии. Проанализированы принципы работы ламповых трансляторов типа 21 и 22. Приводятся результаты первого тестирования линии 29 июля 1914 года. Отмечен памятный день 25 января 1915 года — день торжественного запуска в коммерческую эксплуатацию трансконтинентальной телефонной линии за 25 дней до открытия Панамо-Тихоокеанской международной выставки в Сан Франциско.

В [13] рассмотрена история создания радиомаячной системы инструментальной посадки микроволнового 2-сантиметрового диапазона волн «Вымпел». Приведена посекундная хронология успешной автоматической посадки орбитального корабля «Буран» 15 ноября 1988 г.

В [14] отмечается, что с целью снижения размерности (уменьшения числа признаков объекта исследования) в статье использована методоло-

гия «компендиум — таблица — инфографика». Рассмотрены три проекта, связанные с исследованием распространения радиоволн в Крыму и на Черноморском флоте (1914, 1928 и 1954—1955 гг.), а также исследования физических параметров полей и сред (гидроакустических и магнитных полей, радиолокационных, тепловых и лазерных характеристик надводных кораблей, сейсмических и сейсмоакустических волн).

В [15] на основе информации, рассеянной в различных источниках, представлены: история развития оптического телеграфа, создание подводного телефона Е. В. Колбасьева, деятельность А. С. Попова на Черноморском флоте (ЧФ), инновации в развитии связных технологий на ЧФ в 1993—2002 гг., а также сведения о работах в области радиоуправления и радиопеленгации на ЧФ. Результаты исследования изложены в формате компендиума, сведены в таблицу и проиллюстрированы инфографикой.

В [16] проведен количественный анализ радиолокационного оборудования, проходившего испытания на ВМФ СССР и России в 1936—2000 гг., рассмотрена краткая предыстория развития радиолокации и история испытаний на Черноморском флоте РЛС общего обнаружения в четырех периодах: 1939—1940, 1941—1945, 1946—1964 и 1965—1986 гг. Результаты исследования изложены в формате компендиума, сведены в таблицу и проиллюстрированы инфографикой.

6.3. Об истории развития радиоламповых технологий и технологий, связанных с радиоламповыми [17—38]

В материалах, отнесенных к настоящему разделу, рассмотрены следующие приборы, устройства и технологии: клапан Дж. Флеминга [17], вакуумный диод [21], электронный ламповый усилитель звуковой частоты [23], аудион Ли де Фореста [24, 26, 29, 30, 32], однокаскадные аудионные технологии [25], ртутные газоразрядные лампы Гарольда Арнольда [28], специальные типы электронных ламп [31], нейтродин [33], радиолампы Гарольда Донле [36], газонаполненные ламповые триоды [37], электрические лампы накаливания [38]; исследование электрического конденсатора в XVIII в. [18], открытие колебательного эффекта искрового разряда [20], катодных лучей [22]. Кроме этого, рассмотрена деятельность в этой области компаний General Electric [19], Bell System [27], Marconi [34] и зарождение промышленных радиоламповых технологий в Германии [35].

6.4. Персоналии [39—52]

В материалах, отнесенных к настоящему разделу, рассмотрены жизнь и деятельность изобретателя автодинного радиоспектроскопа

Е. К. Завойского (1907—1976) [39], исследователя распространения радиоволн проф. Г. С. Шарыгина (1934—2018) [40], изобретателя Ли де Фореста (1873—1961) [41, 43], основоположника отечественной радиоастрономии акад. Н. Д. Папалекси (1880—1947) [42], физика и изобретателя Майкла Пупина (1858—1935) [44], физика Роберта Милликена (1868—1953) [45], одного из ведущих отечественных «автодинщиков» В. Я. Носкова (род. в 1948 г.) [46], полярного исследователя Дональда Макмиллана (1894—1970) [47], одного из основателей отечественной радиотехники И. Г. Фреймана (1890—1929) [48], ученого в области механики разрушения и историка науки и техники, проф. В. М. Пестрикова (род. в 1950 г.) [49], организатора Крымских микроволновых конференций и историка науки и техники П. П. Ермолова (род. в 1950 г.) [50], главного конструктора интегрированных систем навигации и посадки, проф. Ю. Т. Криворучко [51] и советского радиофизика, акад. А. Л. Минца (1895—1974) [52].

7. Заключение

В статье приведены рассредоточенные по различным изданиям сведения о профессиональной деятельности, а также о последних днях и уходе из жизни офицера-связиста, известного севастопольского историка периода зарождения радиосвязи Евгения Антониновича Федотова (1926—2009). В научный оборот введены новые факты, способствующие созданию целостной картины истории развития радиотехнологий в Крыму.

Список литературы

1. [Из воспоминаний капитана 2 ранга в отставке Федотова Евгения Антониновича]. В сб. : Служим Отечеству. Часть 2. [Сборник очерков и воспоминаний под ред. контр-адм. Ляпина З. Г.]. Севастополь, 2000. С. 241—245.
2. Ермолов П. П., Федотов Е. А. А. С. Попов : крымский аспект (к 150-летию основателя радиотехнологий). Севастополь : Вебер, 2010. 191 с.
3. Ермолов П. П. Федотовские чтения на конференции КрыМиКо (к 90-летию Е. А. Федотова). В сб. : 26-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2016). 2016. С. 2848—2859.
4. Ляпин З. Г. О создании в Севастополе памятного знака в честь 100-летия изобретения радио А. С. Поповым. В кн. : Ермолов П. П., Федотов Е. А. А. С. Попов : крымский аспект (к 150-летию основателя радиотехнологий). Севастополь : Вебер, 2010. С. 177—180.
5. Ермолов П. П. Эпонимы в терминологии инфокоммуникаций и радиотехнологий // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2018. Т. 1, № 1. С. 121—135.
6. Золотинкина Л. И., Партала М. А. Некоторые проблемные вопросы истории зарождения и развития радиотехники и их разработка в Мемориальном музее А. С. Попова СПбГЭТУ «ЛЭТИ» // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2019. Т. 2, № 4. С. 547—559.
7. Самсонов Г. А., Ермолов П. П. VII съезд РНТОРЭС им. А. С. Попова // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2022. Т. 5, № 3. С. 378—394.

8. Золотинкина Л. И. У истоков отечественной радиоэлектроники // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2023. Т. 6, № 3. С. 308—326.
9. Ермолов П. П. Методология «компендиум — таблица — инфографика» (КТИ) в историографии науки и техники // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2025. Т. 8, № 1. С. 124—151.
10. Носков В. Я. Средства производственного контроля автодинных радиовзрывателей в период второй мировой войны // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2019. Т. 2, № 2. С. 227—244.
11. Пестриков В. М. Проблемы дальней телефонии на рубеже 19 и 20 веков и поиски их решения // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2022. Т. 5, № 1. С. 117—151.
12. Пестриков В. М. Успех бизнес-плана компании АТ&Т // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2023. Т. 6, № 3. С. 327—355.
13. Криворучко Ю. Т., Шатраков Ю. Г. Создание микроволновой радиомаячной инструментальной системы посадки для высокоманевренных самолетов в СССР // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2024. Т. 7, № 4. С. 780—797.
14. Ермолов П. П. История исследований по распространению радиоволн и физических параметров полей и сред в Крыму и на Черноморском флоте // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2025. Т. 8, № 2. С. 317—333.
15. Ермолов П. П. История развития средств связи, радиоуправления и радиопеленгации на Черноморском флоте (1826—2002) // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2025. Т. 8, № 3. С. 474—494.
16. Ермолов П. П. История испытаний систем радиолокации на Черноморском флоте. РЛС общего обнаружения // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2025. Т. 8, № 4. С. 666—686.
17. Пестриков В. М. Клапан Дж. А. Флеминга : предпосылки и его изобретение // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2019. Т. 2, № 2. С. 264—284.
18. Пестриков В. М. Электрический конденсатор — инновационная технология XVIII века // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2019. Т. 2, № 2. С. 285—309.
19. Пестриков В. М. Организация научно-исследовательских работ в компании General Electric в начале XX века // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2019. Т. 2, № 3. С. 434—450.
20. Пестриков В. М. Открытие колебательного эффекта искрового разряда // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2019. Т. 2, № 4. С. 560—575.
21. Пестриков В. М. На пути к вакуумному диоду // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2020. Т. 3, № 1. С. 98—134.
22. Пестриков В. М. Открытие и некоторые научные исследования катодных лучей // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2020. Т. 3, № 2. С. 190—226.
23. Пестриков В. М. Изобретение электронного лампового усилителя звуковой частоты // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2020. Т. 3, № 4. С. 433—455.
24. Пестриков В. М. Генезис аудиона Ли де Фореста // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2021. Т. 4, № 1. С. 42—79.
25. Пестриков В. М. Развитие однокаскадных аудионных технологий и патентные разбирательства // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2021. Т. 4, № 3. С. 218—274.
26. Пестриков В. М. Конкуренты аудиона на рынке радиотехнологий // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2021. Т. 4, № 4. С. 322—352.

27. Пестриков В. М. Выбор тренда развития Bell System в начале XX века // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2022. Т. 5, № 3. С. 395—427.
28. Пестриков В. М. Ртутные газоразрядные лампы Гарольда Арнольда и их применение // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2023. Т. 6, № 1. С. 81—107.
29. Пестриков В. М. Продажа Ли де Форестом прав на аудион AT&T и ее значение для развития радиотехники // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2023. Т. 6, № 2. С. 211—249.
30. Пестриков В. М. Научные открытия и изобретения Ли де Фореста, способствовавшие прогрессу в радиоламповых технологиях и развитию социума // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2023. Т. 6, № 4. С. 410—439.
31. Пестриков В. М. Специальные типы электронных ламп // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2024. Т. 7, № 1. С. 117—143.
32. Пестриков В. М. Некоторые ранние технологии совершенствования конструкции и характеристик аудиона Ли де Фореста // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2024. Т. 7, № 2. С. 340—372.
33. Пестриков В. М. Нейтродин // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2024. Т. 7, № 3. С. 558—589.
34. Пестриков В. М. Радиоламповые технологии компании Marconi // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2024. Т. 7, № 4. С. 798—824.
35. Пестриков В. М. Зарождение промышленных радиоламповых технологий в Германии // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2025. Т. 8, № 1. С. 152—182.
36. Пестриков В. М. Радиолампы Гарольда Донле // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2025. Т. 8, № 2. С. 300—316.
37. Пестриков В. М. Функциональные особенности газонаполненных ламповых триодов 20-х годов XX века // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2025. Т. 8, № 3. С. 495—511.
38. Пестриков В. М. Исследования по электрическим лампам накаливания в General Electric Company // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2025. Т. 8, № 4. С. 644—665.
39. Носков В. Я. Автодинный радиоспектроскоп — гениальное изобретение Е. К. Завойского // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2018. Т. 1, № 2. С. 238—247.
40. Денисов В. П., Ермолов П. П. Вклад профессора Г. С. Шарыгина (1934—2018) в исследования распространения радиоволн // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2018. Т. 1, № 3. С. 306—325.
41. Пестриков В. М. Ранние работы Ли де Фореста по беспроволочной телеграфии // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2020. Т. 3, № 4. С. 456—507.
42. Ермолов П. П. Космополитизм С. М. Рытова в некрологе, посвященном академику Папалекси // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2020. Т. 3, № 4. С. 508—514.
43. Пестриков В. М. Продвижение Ли де Форестом инноваций беспроводного телефона на рынке услуг // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2021. Т. 4, № 2. С. 107—146.
44. Пестриков В. М. Майкл Пупин и пупинизация телефонных линий // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2022. Т. 5, № 2. С. 260—293.
45. Пестриков В. М. Роберт Милликен и его роль в рождении современных радиоламп // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2022. Т. 5, № 4. С. 587—610.
46. Ермолов П. П. Один из ведущих отечественных «автодинщиков» (к 75-летию профессора В. Я. Носкова) // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2023. Т. 6, № 1. С. 115—126.

47. Пестриков В. М. Коротковолновый успех арктической экспедиции Дональда Макмиллана // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2023. Т. 6, № 4. С. 440—459.
48. Золотинкина Л. И. Первый фундаментальный труд России по радиотехнике. К 100-летию выхода в свет первого издания «Курса радиотехники» проф. И. Г. Фреймана // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2024. Т. 7, № 3. С. 544—557.
49. Ермолов П. П., Обжерин Ю. Е. Ученый в области механики разрушения и историк науки и техники (к 75-летию профессора В. М. Пестрикова) // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2025. Т. 8, № 1. С. 183—194.
50. Афонин И. Л., Пестриков В. М. Организатор Крымских микроволновых конференций и историк науки и техники (к 75-летию П. П. Ермолова) // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2025. Т. 8, № 3. С. 512—524.
51. Криворучко Ю. Т. 50 лет в строю Всесоюзного научно-исследовательского института радиоаппаратуры (ВНИИРА) // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2025. Т. 8, № 5. С. 835—860.
52. Золотинкина Л. И., Красникова Е. В. А. Л. Минц — лауреат Золотой медали имени А. С. Попова (к 130-летию со дня рождения) // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2025. Т. 8, № 6. С. 1040—1050.

Сведения об авторах

Ермолов Павел Петрович, кандидат технических наук, доцент, профессор кафедры «Радиоэлектроника и телекоммуникации» Севастопольского государственного университета, г. Севастополь, Российская Федерация. ORCID: 0000-0001-9089-974X.

Свиридова Елена Игоревна, преподаватель кафедры «Радиоэлектроника и телекоммуникации» Севастопольского государственного университета, г. Севастополь, Российская Федерация.

Initiator of the Creation of a Monument in Sevastopol Dedicated to the 100th Anniversary of the Invention of Radio Communications (for the 100th Anniversary of Yevgeny Antoninovich Fedotov)

P. P. Yermolov and E. I. Sviridova

Sevastopol State University
33 Universitetskaya St., Sevastopol, 299053, Russian Federation

ppyermolov@mail.sevsu.ru

Received: October 21, 2025

Peer-reviewed: October 28, 2025

Accepted: October 28, 2025

Abstract: This article examines the work of Yevgeny Antonovich Fedotov (February 16, 1926 – March 6, 2009), the main initiator of the creation of a memorial sign in Sevastopol dedicated to the 100th anniversary of the invention of radio communication. This article summarizes information about the life and work of Ye. A. Fedotov, scattered across various publications, and provides brief information on the most interesting materials presented in the format of the “Fedotov Readings” at the KriMiCo conference and in the journal “Infocommunication and Radio Technologies” in 2016–2025.

Keywords: readings from Fedotov, A. S. Popov, I. D. Morozov, I. V. Brenev, I. D. Morozov, Z. G. Lyapin, P. A. Lunyov, E. D. Baltin, G. G. Tolstolutsky, V. A. Urvalov, N. I. Chistyakov.

For citation (IEEE): P. P. Yermolov and E. I. Sviridova “Initiator of the Creation of a Monument in Sevastopol Dedicated to the 100th Anniversary of the Invention of Radio Communications (for the 100th Anniversary of Yevgeny Antoninovich Fedotov),” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 9, no. 1, pp. 167–194, 2026, doi: 10.21227/tqf5-tg12. (In Russ.).

References

- [1] [From the memoirs of retired Captain 2nd Rank Yevgeny Antoninovich Fedotov], in *Serving the Fatherland. Part 2*, ed. by Z. G. Lyapin, Sevastopol, pp. 241–245, 2000. (In Russ.).
- [2] P. P. Yermolov, Ye. A. Fedotov, A. S. Popov: *Crimean aspect (on the 150th anniversary of the founder of radio technology)*, Sevastopol: Weber, 2010. (In Russ.).
- [3] P. P. Yermolov, “Fedotov Readings at the CriMiCo Conference (on the 90th Anniversary of E. A. Fedotov),” in 26th International Crimean Conference “Microwave and Telecommunication Technology (CriMiCo’2016), pp. 2848–2859, 2016. (In Russ.).
- [4] Z. G. Lyapin, “On the Creation of a Commemorative Sign in Sevastopol in Honor of the 100th Anniversary of the Invention of Radio by A. S. Popov,” in P. P. Yermolov, Ye. A. Fedotov, A. S. Popov: *Crimean Aspect (on the 150th Anniversary of the Founder of Radio Technologies)*. Sevastopol: Weber, pp. 177–180, 2010. (In Russ.).

- [5] P. P. Yermolov, "About eponyms in infocommunications and radio technologies terminology," *Infocommunications and Radio Technologies*, 2016, vol. 1, no. 1, pp. 121–135. (In Russ.).
- [6] L. I. Zolotinkina, et al. "The certain problematic issues of the origin and development of radio engineering studied within the Memorial Museum of A. S. Popov of the Saint Petersburg Electrotechnical University (LETI)," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 2, no. 4, pp. 547–559, 2019. (In Russ.).
- [7] G. A. Samsonov and P. P. Yermolov, "VII Congress of RNTORES n. a. A. S. Popov," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 5, no. 3, pp. 378–394, 2022. (In Russ.).
- [8] L. I. Zolotinkina, "At the Origins of Domestic Radio Electronics," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 6, no. 3, pp. 308–326, 2023. (In Russ.).
- [9] P. P. Yermolov, "The Compendium–Table–Infographics (CTI) Methodology in the Historiography of Science and Technology," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 8, no. 1, pp. 124–151, 2025. (In Russ.).
- [10] V. Ya. Noskov, "Industrial check means of autodyne proximity fuses during World War II," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 2, no. 2, pp. 227–244, 2019. (In Russ.).
- [11] V. M. Pestrikov, "Problems of Long-Distance Telephony at the Turn of the 19th and 20th Centuries and the Search for Their Solutions," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 5, no. 1, pp. 117–151, 2022. (In Russ.).
- [12] V. M. Pestrikov, "Success Business Plan for AT&T," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 6, no. 3, pp. 327–355, 2023. (In Russ.).
- [13] Yu. T. Krivoruchko and Yu. G. Shatrakov, "Creation of Radio Beacon Instrument Landing Systems for the Highly-Maneuverable Aircrafts in USSR," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 7, no. 4, pp. 780–797, 2024. (In Russ.).
- [14] P. P. Yermolov, "History of Research on the Propagation of Radio Waves and Physical Parameters of Fields and Environments in Crimea and the Black Sea Fleet," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 8, no. 2, pp. 317–333, 2025. (In Russ.).
- [15] P. P. Yermolov, "History of the Development of Communications, Radio Control and Radio Direction Finding in the Black Sea Fleet (1826–2002)," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 8, no. 3, pp. 474–494, 2025. (In Russ.).
- [16] P. P. Yermolov, "History of Testing of Radar Systems in the Black Sea Fleet. General Detection Radar," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 8, no. 4, pp. 666–686, 2025. (In Russ.).
- [17] V. M. Pestrikov, "Valve J. A. Fleming: background and its invention," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 2, no. 2, pp. 264–284, 2019. (In Russ.).
- [18] V. M. Pestrikov, "Electric capacitor – innovative technology of the XVIII century," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 2, no. 2, pp. 285–309, 2019. (In Russ.).
- [19] V. M. Pestrikov, "Organization of research work at General Electric in the early twentieth century," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 2, no. 3, pp. 434–450, 2019. (In Russ.).
- [20] V. M. Pestrikov, "Discovery of the oscillatory effect of a spark discharge," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 2, no. 4, pp. 560–575, 2019. (In Russ.).
- [21] V. M. Pestrikov "On the way to the vacuum diode," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 3, no. 1, pp. 98–134, 2020. (In Russ.).
- [22] V. M. Pestrikov "Discovery and some scientific research of cathode rays," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 3, no. 2, pp. 190–226, 2020. (In Russ.).
- [23] V. M. Pestrikov "Invention of an electronic tube audio frequency amplifier," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 3, no. 4, pp. 433–455, 2020. (In Russ.).
- [24] V. M. Pestrikov "The genesis of Lee de Forest audion," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 4, no. 1, pp. 42–79, 2021. (In Russ.).

- [25] V. M. Pestrikov "Development of Single-Stage Audion Technology and Patent Litigation," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 4, no. 3, pp. 218–274, 2021. (In Russ.).
- [26] V. M. Pestrikov "Audion Competitors in the Radio Technology Market," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 4, no. 4, pp. 322–352, 2021. (In Russ.).
- [27] V. M. Pestrikov, "Choice of Development Trend of Bell System at the Beginning of the 20th Century," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 5, no. 3, pp. 395–427, 2022. (In Russ.).
- [28] V. M. Pestrikov, "Mercury discharge lamps by Harold Arnold and their application," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 6, no. 1, pp. 81–107, 2023. (In Russ.).
- [29] V. M. Pestrikov, "Lee de Forest's Sale of Audion Rights to AT&T and Its Importance for the Development of Radio Technics," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 6, no. 2, pp. 211–249, 2023. (In Russ.).
- [30] V. M. Pestrikov, "Scientific Discoveries and Inventions of Lee de Forest, which Contributed to the Progress in Radio Tube Technology and Social Development," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 6, no. 4, pp. 410–439, 2023. (In Russ.).
- [31] V. M. Pestrikov, "Special Types of Vacuum Tubes," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 7, no. 1, pp. 117–143, 2024. (In Russ.).
- [32] V. M. Pestrikov, "Some Early Technologies to Improve the Design and Performance of Lee de Forest's Audion," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 7, no. 2, pp. 340–372, 2024. (In Russ.).
- [33] V. M. Pestrikov, "Neutrodyne," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 7, no. 3, pp. 558–589, 2024. (In Russ.).
- [34] V. M. Pestrikov, "Radio Tube Technologies from Marconi," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 7, no. 4, pp. 798–824, 2024. (In Russ.).
- [35] V. M. Pestrikov, "The Origin of Industrial Radio Tube Technologies in Germany," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 8, no. 1, pp. 152–182, 2025. (In Russ.).
- [36] V. M. Pestrikov, "Harold Donle Radio Tubes," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 8, no. 2, pp. 300–316, 2025. (In Russ.).
- [37] V. M. Pestrikov, "Functional Features of Gas-Filled Tube Triodes of the 20s of the XX Century," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 8, no. 3, pp. 495–511, 2025. (In Russ.).
- [38] V. M. Pestrikov, "Research on Electric Incandescent Lamps in General Electric Company," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 8, no. 4, pp. 644–665, 2025. (In Russ.).
- [39] V. Ya. Noskov, "The autodyne radio spectroscopy – the brilliant invention of Ye. K. Zavoisky," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 1, no. 2, pp. 238–247, 2018.
- [40] V. P. Denisov and P. P. Yermolov, "Contribution of Professor G. S. Sharygin (1934–2018) in the study of radio wave propagation," *Infocommunications and Radio Technologies*, 2018, vol. 1, no. 3, pp. 306–325. (In Russ.).
- [41] V. M. Pestrikov "Lee de Forest's early work on wireless telegraphy," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 3, no. 4, pp. 456–507, 2020. (In Russ.).
- [42] P. P. Yermolov, "Cosmopolitanism of S. M. Rytov in the obituary dedicated to academician Papaleksi," *Infocommunications and Radio Technologies*, 2020, vol. 3, no. 4, pp. 508–514. (In Russ.).
- [43] V. M. Pestrikov "Lee de Forest's promotion of wireless phone innovation in the service market," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 4, no. 2, pp. 107–146, 2021. (In Russ.).
- [44] V. M. Pestrikov, "Michael Pupin and Pupinization of Telephone Lines," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 5, no. 2, pp. 260–293, 2022. (In Russ.).
- [45] V. M. Pestrikov, "Robert Millikan and His Role in the Birth of Modern Radio Tubes," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 5, no. 4, pp. 587–610, 2022. (In Russ.).

- [46] P. P. Yermolov, “One of the Leading Domestic “Autodiners” (to the 75th anniversary of Professor V. Ya. Noskov),” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 6, no. 1, pp. 115–126, 2023. (In Russ.).
- [47] V. M. Pestrikov, “Shortwave Success of Donald Macmillan’s Arctic Expedition,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 6, no. 4, pp. 440–459, 2023. (In Russ.).
- [48] L. I. Zolotinkina, “The National Fundamental Pioneering Work on Radio Engineering. On the Occasion of the 100th Anniversary of the First Edition of “Course on Radio Engineering” developed by professor I. G. Freiman,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 7, no. 3, pp. 544–557, 2024. (In Russ.).
- [49] P. P. Yermolov and Yu. Ye. Obzherin, “Scientist in the Field of Fracture Mechanics and Historian of Science and Technology (on the 75th Anniversary of Professor V. M. Pestrikov),” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 8, no. 1, pp. 183–194, 2025. (In Russ.).
- [50] I. L. Afonin and V. M. Pestrikov, “Organizer of the Crimean Microwave Conferences and Historian of Science and Technology (on the 75th Anniversary of P. P. Yermolov),” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 8, no. 3, pp. 512–524, 2025. (In Russ.).
- [51] Yu. T. Krivoruchko, “Fifty Years in the Troops of All-Union Scientific Research Institute of Radio Equipment,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 8, no. 5, pp. 835–860, 2025. (In Russ.).
- [52] L. I. Zolotinkina and E. V. Krasnikova, “A. L. Mints – Winner of the A. S. Popov Gold Medal (on the 130th Anniversary of Birth),” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 8, no. 6, pp. 1040–1050, 2025. (In Russ.).

Information about the authors

Pavel P. Yermolov, Candidate of Technical Sciences, Professor of Sevastopol State University, Sevastopol, Russian Federation. ORCID: 0000-0001-9089-974X.

Elena I. Sviridova, Lecturer in the Department of Radioelectronics and Telecommunications at Sevastopol State University, Sevastopol, Russian Federation.