ИНФОКОММУНИКАЦИОННЫЕ и РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ

2026

Том 9

№ 5

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 обсерватория РАН (Крым, Россия)

Заместитель главного редактора

Ермолов Павел Петрович — кандидат технических наук, профессор кафедры «Радиоэлектроника и телекоммуникации» инженерного факультета Высшей технологической школы «Севастопольский приборостроительный институт» федерального государственного автономного образовательного учреждения высшего образования «Севастопольский государственный университет» (Севастополь, Россия)

Редакционная коллегия

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

Афонин Игорь Леонидович — доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой «Радиоэлектроника и телекоммуникации» инженерного факультета Высшей технологической школы «Севастопольский приборостроительный институт» федерального государственного автономного образовательного учреждения высшего образования «Севастопольский государственный университет» (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)

Зинченко Игорь Иванович — заведующий отделом радиоприемной аппаратуры и миллиметровой радиоастрономии 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)

Ilcev 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)

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 наноэлектроники 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, федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования «Севастопольский государственный университет» (Севастополь, 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» инженерного факультета Высшей технологической школы «Севастопольский приборостроительный институт» федерального государственного автономного образовательного учреждения высшего образования «Севастопольский государственный университет» (Севастополь, Россия)

Международный редакционный совет

Богуш 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 федерального государственного автономного образовательного учреждения высшего образования «Севастопольский государственный университет» (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)

© ФГАОУ ВО СевГУ, 2026

Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2026. Т. 9, № 5.
ISSN: 2587-9936

Содержание

Физические науки (1.3)

Вольвач Л. Н., Малашевич С. В.
Спектральная эволюция гигантских вспышек H_2O-мазерного излучения в W51 Main 737

Электроника, фотоника, приборостроение и связь (2.2)

Манько А. С.
Исследование влияния фазовых флуктуаций на потери когерентности в распределительном радиофотонном тракте TDM-MIMO РЛС 750
Юсим В. А., Голубев В. Г., Саркисов С. Э., Чекулаев И. С., Лептюк А. О., Кондратьев К. В., Курилов А. Д., Паращук Н. С., Чаусов Д. Н.
Разработка технологического спектрометрического стенда «AGATE-F» — пример создания современного технологического оборудования 775
Андреев Ю. А., Колоскова М. Е.
Выбор возбуждающего импульса для зеркальной СШП антенны 789
Ткаченко М. О.
Режимы работы маловитковой нерегулярной четырехзаходной цилиндрической спиральной антенны 801
Иванов А. Г., Кайбалдиев А. И., Левашов В. Г., Савельев О. Д., Бурыкин А. С.
СВЧ сумматор большой мощности X-диапазона на основе волновода 828
Калюкин М. А., Пешков И. В.
Анализ пропускной способности и вероятности битовой ошибки в MIMO-системах с выбором подмножества антенн для сценариев высокоскоростного движения 841
Петрушин С. А., Редькина Е. А., Широков И. Б., Широкова Е. И., Громов А. С.
Исследование целочисленного коэффициента БПФ для QAM-128 в системах подводной магнитной связи 856
Громоздин В. В., Тыщук Ю. Н., Новикова Т. В., Ерисов А. А.
Модель плоской антенной решетки для трехмерного анализа ошибок оценки эквивалентной изотропной излучаемой мощности по измерениям в промежуточной зоне 874
Сорокин Н. А., Широков И. Б.
Анализ методов прецизионного позиционирования БПЛА в условиях ограниченной спутниковой навигации: от традиционных решений к гомодинным технологиям 890
Уварова В. А., Крутиев С. В.
Синтез и электродинамическое моделирование волноводного фильтра с нерезонансными узлами связи на основе распределенной модели 905
Бабайлова Е. О., Голов Н. А.
Аналитическое моделирование и расчет активной гибридной сверхширокополосной дисковой антенны 917
Гаспарян Р. Р., Савочкин А. А.
Гибридная сигнально-кодовая конструкция на основе QAM и APSK с адаптивным фазовым сдвигом по опорным сигналам для систем мобильной радиосвязи следующих поколений 942

Иванов В. А., Михайлюк Ю. П., Начаров Д. В.
Автоматическое формирование базы пар изображений одной сцены при различных погодных условиях для задач компьютерного зрения 958
Новиков С. С., Костерова В. С., Морозов Е. С.
Когерентные и хаотические колебания в системе связанных автогенераторов 970
Лукьянчиков А. В., Вертегел В. В., Нестеренко А. И., Редькина Е. А., Савочкин А. А.
Особенности распознавания жестов радаром QPF5100Q на основе анализа фазы импульсного отклика канала 981

История науки и техники (5.6.6)

Ракин Г. В., Смирнов В. В.
От волны энергии к волне информации: логика изобретения радио в свете функциональной аналогии и теории информации 998
Пестриков В. М.
Изобретение рефлексной системы усиления 1020
Пузанков Л. А.
Легендарный радист нашей страны Эрнст Теодорович Кренкель 1052
Ермолов П. П.
История испытаний на Черноморском флоте средств РЭБ, инфракрасных средств и боевых информационных постов 1065

INFOCOMMUNICATIONS and RADIO TECHNOLOGIES

2026

Vol. 9

No. 5

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, Professor of the Department "Radio electronics and telecommunications" of Faculty of Engineering Higher Technological School "Sevastopol Instrument-Making Institute" of Federal State Autonomous Educational Institution of Higher Education "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" of Faculty of Engineering Higher Technological School "Sevastopol Instrument-Making Institute" of Federal State Autonomous Educational Institution of Higher Education "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)

Zapariy 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)

Zinchenko Igor Ivanovich – Head of the Department of Radio Receiving Equipment and Millimeter Radio Astronomy 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)

Kolosov 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 Yury 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)

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, Federal State Autonomous Educational Institution of Higher Education "Sevastopol State University" (Sevastopol, 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 Faculty of Engineering Higher Technological School "Sevastopol Instrument-Making Institute" of Federal State Autonomous Educational Institution of Higher Education "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, of Federal State Autonomous Educational Institution of Higher Education "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

© SevSU, 2026

Infocommunications and Radio Technologies, vol. 9, no. 5, 2026.
ISSN: 2587-9936

Contents

Physical sciences

L. N. Volvach and S. V. Malashevich
Spectral Evolution of Giant H_2O Maser Bursts in W51 Main 737

Electronics, photonics, instrumentation and communications

A. S. Manko
A Study of Coherence Loss Caused by Phase Fluctuations
in the Distributed Microwave Photonic Path of a TDM-MIMO Radar 750
V. A. Yusim, V. G. Golubev, S. E.Sarkisov, Chekulaev,A. O. Leptyuk,
K. V. Kondratiev, A. D. Kurilov, N. S. Parashchuk, and D. N. Chausov
AGATE-F Spectrometric Test Bench Development:
a Case Study in State-of-the-Art Industrial Instrumentation 775
Yu. A. Andreev and M. E. Koloskova
Selecting an Excitation Pulse Waveform for a UWB Reflector Antenna 789
M. O. Tkachenko
Operating Modes of a Low-Turn Irregular
Four-Way Cylindrical Helical Antenna .....
A. G. Ivanov, A. I. Kaybaldiev, V. G. Levashov, O. D. Saveliev, and A. S. Burykin
High-Power X-Band Waveguide-Based Microwave Combiner 801
M. A. Kalyukin and I. V. Peshkov
Analysis of Capacity and Bit Error Rate in MIMO Systems
with Antenna Subset Selection for High-Speed Railway Scenarios 828
S. A. Petrushin, E. A. Redkina, I. B. Shirokov, E. I. Shirokova, and A. S. Gromov
Study of Integer Fast Fourier Transform Coefficient for QAM-128
in Underwater Magnetic Channel 856
V. V. Gromozdin, Y. N. Tyschuk, T. V. Novikova, and A. A. Erisov
A Planar Antenna Array Model for Three-Dimensional Analysis of Errors
in Estimating Equivalent Isotropically Radiated Power Based on Measurements
in the Intermediate Zone 874
N. A. Sorokin and I. B. Shirokov
Analysis of Precision UAV Positioning Methods in Conditions of Limited
Satellite Navigation: from Traditional Solutions to Homodyne Technologies 890
V. A. Uvarova and S. V. Krutiev
Synthesis and Electrodynamic Simulation of a Waveguide Filter
with Non-Resonant Coupling Nodes Based on a Distributed Model 905
E. O. Babaylova and N. A. Golov
Analytical Modeling and Calculation of an Active
Hybrid Ultra-Wideband Disk Antenna 917
R. R. Gasparyan and A. A. Savochkin
Hybrid Signal-Code Design Based on QAM and APSK with Adaptive
Phase Shift on Reference Signals for Next-Generation Mobile Radio Systems 942
V. A. Ivanov, Yu. P. Mickhayluck, and D. V. Nacharov
Automatic Generation of a Dataset of Image Pairs of the Same Scene
under Different Weather Conditions for Computer Vision Tasks 958

S. S. Novikov, V. S. Kosterova, and E. S. Morozov
Coherent and Chaotic Oscillations in a System of Coupled Self-Oscillators 970
A. V. Lukianchykov, V. V. Vertegel, A. I. Nesterenko,
E. A. Redkina, and A. A. Savochkin
Gesture Recognition Features using QPF5100Q Radar Based
on Channel Impulse Response Phase Analysis 981

History of science and technology

G. V. Rakin and V. V. Smirnov
From Energy Wave to Information Wave: the Logic of Radio Invention
in Light of Functional Analogy and Information Theory 998
V. M. Pestrikov
The Invention of the Reflex Amplification System 1020
L. A. Puzankov
Our Country's Legendary Radio Operator Ernst Teodorovich Krenkel 1052
P. P. Yermolov
History of Testing of Electronic Warfare Systems, Infrared Systems,
and Combat Information Posts in the Black Sea Fleet 1065

Infocommunications and Radio Technologies, vol. 9, no. 5, pp. 737–749, 2026.
Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2026. Т. 9, № 5. С. 737—749.
ISSN: 2587-9936
DOI: 10.21227/bbyr-9c96

УДК 558.8; 629.783; 519.876

Спектральная эволюция гигантских вспышек H_2O-мазерного излучения в *W*51 *Main*

Вольвач Л. Н., Малашевич С. В.

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

larisa.volvach@crao.ru

Получено: 11 мая 2026 г.
Отрецензировано: 18 мая 2026 г.
Принято к публикации: 18 мая 2026 г.

Аннотация: *В результате долговременного спектрального мониторинга H_2O-мазерного излучения на частоте 22,235 ГГц в области активного звездообразования W51 Main зарегистрировано мощное вспышечное явление вблизи лучевой скорости V_{LSR}≈60 км/с. Наблюдения проводились на радиотелескопе РТ-22 КрАО в период с 2020 по 2023 гг. Максимальная плотность потока мазерного излучения достигала ~140 кЯн, а общая продолжительность повышенной активности составила около полутора лет, что делает данное явление одним из наиболее мощных среди известных галактических H_2O-мазеров. В структуре вспышечного явления выделено одиннадцать отдельных вспышек, частично перекрывавшихся во времени и по спектру. Для коротких вспышек 1–9 обнаружены экспоненциальный рост и спад плотности потока, сопровождавшиеся уменьшением ширины спектральной линии при увеличении интенсивности излучения. Полученные зависимости согласуются с моделью ненасыщенного мазерного усиления. На протяжении всего периода повышенной активности наблюдался широкий долговременный спектральный компонент Flare 0 с плотностью потока около 13,5 кЯн и шириной линии около 3 км/с. Предполагается, что данный компонент связан с более протяженной областью мазерного усиления или ударно-возбужденного газа и мог формировать фоновый уровень входного излучения для коротких вспышек. Показано, что частичное перекрытие отдельных вспышек может свидетельствовать о высокой концентрации мазерных конденсаций внутри компактного активного кластера. На основе временных характеристик вспышек получены оценки размеров отдельных мазерных конденсаций порядка 1 а. е. и размеров активной области порядка 10—20 а. е. Полученные результаты подтверждают высокую эффективность длительного спектрального мониторинга H_2O-мазеров для исследования динамических процессов в компактных областях активного звездообразования.*

Ключевые слова: *звездообразование, мазерное излучение, H_2O-мазеры, вспышки, W51 Main.*

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Вольвач Л. Н., Малашевич С. В. Спектральная эволюция гигантских вспышек H_2O-мазерного излучения в W51 Main // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2026. Т. 9, № 5. С. 737—749.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Вольвач, Л. Н. Спектральная эволюция гигантских вспышек H_2O-мазерного излучения в W51 Main / Л. Н. Вольвач, С. В. Малашевич // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2026. — Т. 9, № 5. — С. 737—749.

1. Введение

Области активного звездообразования являются одними из наиболее динамически активных объектов Галактики. В таких областях наблюдаются мощные потоки вещества, ударные волны, компактные зоны ионизации и интенсивное молекулярное излучение. Одними из наиболее информативных индикаторов физических процессов в областях звездообразования являются мазерные источники, в частности мазеры водяного пара в линии 22,235 ГГц.

H_2O-мазерное излучение характеризуется высокой яркостной температурой, значительной переменностью и малыми линейными размерами областей генерации. Благодаря высокой чувствительности к изменениям физических условий, мазеры позволяют исследовать динамические процессы в непосредственной окрестности молодых звездных объектов, включая ударные волны, истечения вещества и взаимодействие компактных газовых конденсаций.

Особый интерес представляют гигантские вспышки H_2O-мазерного излучения, во время которых плотность потока излучения может возрастать на несколько порядков. Такие события наблюдаются сравнительно редко и, вероятно, связаны с кратковременными изменениями физических условий в компактных областях генерации мазерного излучения. Несмотря на многолетние исследования галактических мазеров, физические механизмы возникновения подобных вспышек до настоящего времени остаются недостаточно изученными.

Область звездообразования *W*51 относится к числу наиболее массивных гигантских молекулярных облаков Галактики и расположена в спиральном рукаве Стрельца Млечного Пути [1]. Одним из наиболее активных мазерных источников комплекса является *W*51 *Main*, в котором ранее регистрировались мощные вспышки H_2O-мазерного излучения, сопровождавшиеся значительными изменениями формы спектральных линий и плотно-

сти потока излучения. Масса комплекса превышает 10^6 $M_\odot$ [2]. Наблюдения также выявили наличие сформировавшихся О-звезд и массивных протозвезд, связанных с активными областями звездообразования комплекса W51 [3, 4].

В настоящей работе представлены результаты длительного спектрального мониторинга H_2O-мазерного компонента вблизи скорости 60 км/с в источнике *W*51 *Main*, выполненного на радиотелескопе РТ-22. Основное внимание уделено исследованию эволюции спектральных профилей во время наиболее мощных вспышек, анализу зависимости ширины спектральной линии от плотности потока излучения и обсуждению возможных физических механизмов усиления мазерного излучения.

2. Наблюдения и обработка данных

Наблюдения H_2O-мазерного излучения в области звездообразования *W*51 *Main* проводились на радиотелескопе РТ-22 КрАО в режиме спектрального мониторинга в линии водяного пара 6_{16}—5_{23} на частоте 22,23508 ГГц. Наблюдения выполнялись в период 2020—2023 гг. с интервалом от 1 до 2 суток в зависимости от активности источника и погодных условий.

Радиотелескоп РТ-22 имеет диаметр главного зеркала 22 м. На частоте 22 ГГц ширина диаграммы направленности по уровню половинной мощности составляет около 2,6′. В качестве приемной аппаратуры использовался малошумящий криогенный приемник *K*-диапазона. Типичная системная температура в период наблюдений составляла 120—150 К в зависимости от высоты источника над горизонтом и метеорологических условий.

Приемная система была установлена во вторичном фокусе радиотелескопа и стабилизирована водородным мазером. Регистрация спектров осуществлялась цифровым спектрополяриметром с Фурье-анализатором. Полоса анализа составляла 16 МГц, что соответствовало диапазону скоростей около 216 км/с. Спектральное разрешение составляло 0,03—0,10 км/с в зависимости от режима наблюдений [5].

Калибровка плотности потока излучения выполнялась с использованием стандартной процедуры шумового диода и наблюдений калибровочных радиоисточников. Для анализа параметров спектральных компонентов использовалась аппроксимация гауссовыми профилями. Для каждой эпохи наблюдений определялись лучевая скорость максимума линии, максимальная плотность потока излучения, ширина линии на половине максимума (*FWHM*) и интегральный поток.

Основное внимание в работе уделено наиболее интенсивному спектральному компоненту вблизи скорости V_{LSR}≈60 км/с, в котором в период мониторинга наблюдалась серия наиболее мощных вспышек мазерного излучения.

3. Результаты

Общая эволюция вспышечного явления.

Результаты долговременного мониторинга H_2O-мазерного компонента вблизи скорости 60 км/с представлены на Рис. 1. Наблюдения проводились с января 2020 г. по июнь 2022 г. с характерным интервалом между наблюдениями 1—2 суток.

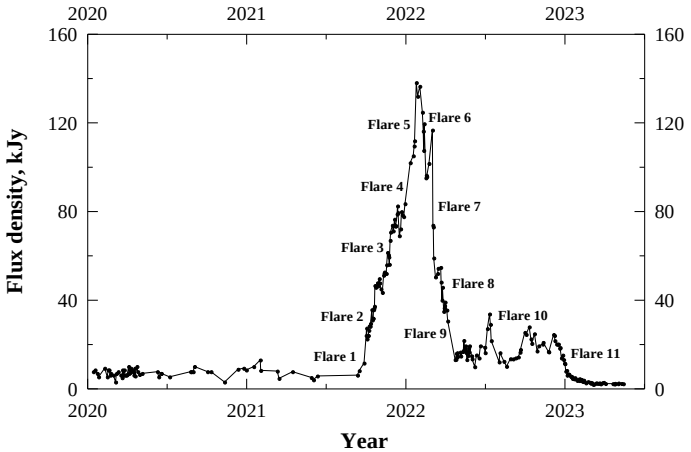


Рис. 1. Мощное явление вспышки водяного мазера на скорости около 60 км/с. Отдельные вспышки пронумерованы.

Fig. 1. Powerful flare phenomenon of the water maser near 60 km s^{-1}. Individual flares are numbered

В исследуемом диапазоне скоростей было зарегистрировано мощное вспышечное явление, продолжавшееся около полутора лет — с сентября 2021 г. по февраль 2023 г. Максимальная плотность потока достигала ~140 кЯн. По уровню излучения источник сопоставим с наиболее мощными галактическими H_2O-мазерами [6, 7]). Вспышечное явление имело сложную структуру и состояло из серии отдельных коротких вспышек, частично перекрывавшихся во времени. На рис. 1 отдельные вспышки условно обозначены номерами 1—11.

Короткие вспышки 1—9.

Наиболее интенсивная стадия активности была связана со вспышками 1—9, характеризовавшимися быстрым ростом и последующим спадом

плотности потока. Первая короткая вспышка имела длительность порядка нескольких суток и амплитуду около 25 кЯн. Для вспышек 1—5 наблюдался последовательный рост максимальной плотности потока, после чего началось постепенное уменьшение амплитуд последующих вспышек. Экспоненциальный характер роста и спада плотности потока наиболее отчетливо проявляется в логарифмическом представлении данных (рис. 2б).

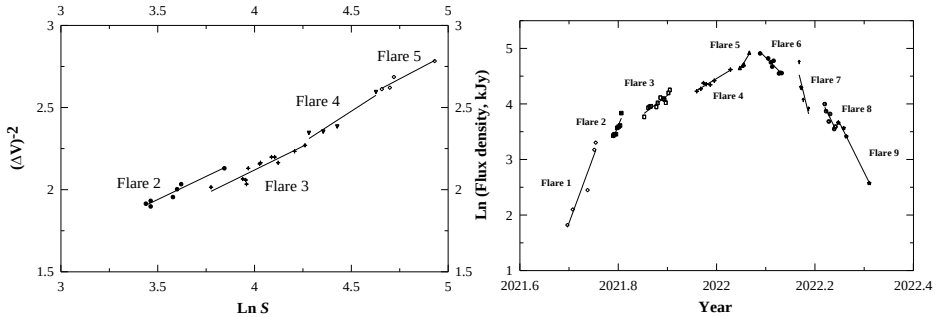


Рис. 2. (а): Зависимость ширины спектральной линии в степени минус два $(\Delta v)^{-2}$ км/с от натурального логарифма плотности потока ln(*S*) кДж для вспышек 1—5.
(б): Мощное явление вспышки водяного мазера вблизи 60 км/с.
Плотности потока вспышек 1—9 показаны в масштабе натуральных логарифмов.

Fig. 2. (a): The dependence between the spectral linewidth in the power of minus two $(\Delta v)^{-2}$ km s^{-1} and the natural logarithm of the flux density ln(S) kJy for Flares 1–5.
(b): Powerful flare phenomenon of the water maser near 60 km s^{-1}. Flux densities of Flares 1–9 are plotted at a scale of natural logarithms

Наблюдаемая последовательность вспышек может указывать на пространственную близость областей генерации мазерного излучения и их частичное перекрытие вдоль луча зрения.

Изменение ширины спектральной линии.

Для вспышек 1—5 была исследована зависимость между шириной спектральной линии и плотностью потока излучения. Наблюдается уменьшение ширины линии с ростом плотности потока, что соответствует поведению мазера в ненасыщенном режиме усиления [8]. Зависимость между обратной величиной квадрата ширины линии и логарифмом плотности потока имеет близкий к линейному характер: $(\Delta v)^{-2} \propto \ln S$. Полученные зависимости для вспышек 1—5 приведены на рис. 2а. Ширина спектральной линии изменялась в пределах 0,4—0,6 км/с при изменении плотности потока примерно от 20 до 140 кЯн.

Широкий спектральный компонент Flare 0.

На протяжении всего периода повышенной активности наблюдался широкий спектральный компонент (*Flare* 0) с характерной полушириной около 3,0±0,2 км/с (рис. 3).

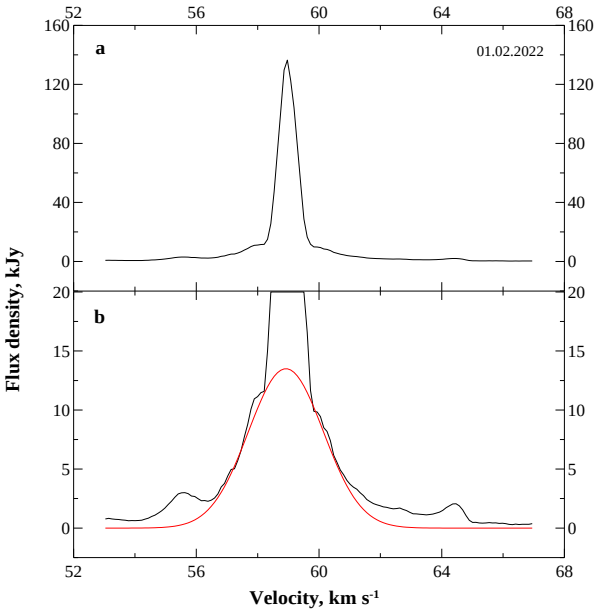


Рис. 3. Спектры особенностей вблизи 60 км/с для вспышек 5 (верхняя панель a) и вспышки 0, а также для вспышки 5 (нижняя панель, b). Гауссово приближение вспышки 0 (нижняя панель b, красная линия). Амплитуда вспышки 5 на панели b ограничена уровнем плотности потока 20 кДж, при котором вспышка 0 видна более отчетливо.

Fig. 3. The spectra of the features near 60 km/s for the Flares 5 (top panel *a*) and Flare 0 along with Flares 5 (bottom panel, *b*). Gaussian Flare 0 approximation (bottom panel *b*, red line). The amplitude of Flare 5 on panel *b* is limited by the flux density level of 20 kJy, at which Flare 0 is more clearly visible

Предполагая тепловое уширение спектральной линии, кинетическая температура может быть оценена соотношением: $T_k = [m\ (\Delta v)^2] / (8 \cdot k \cdot \ln 2)$. Полученное значение температуры составляет около 3100±200 К. Амплитуда компонента *Flare* 0 постепенно уменьшалась к концу вспышечного явления, однако сам компонент сохранялся в течение всего периода повышенной активности.

Дрейф лучевых скоростей.

На рис. 4 представлены изменения лучевых скоростей максимумов вспышек 1—9. Ошибки определения скоростей составляли около 0,01 км/с и определялись главным образом точностью гауссовой аппроксимации спектральных линий.

Изменения лучевых скоростей происходили плавно, без резких скачков, что может указывать на пространственно связанную структуру областей генерации мазерного излучения.

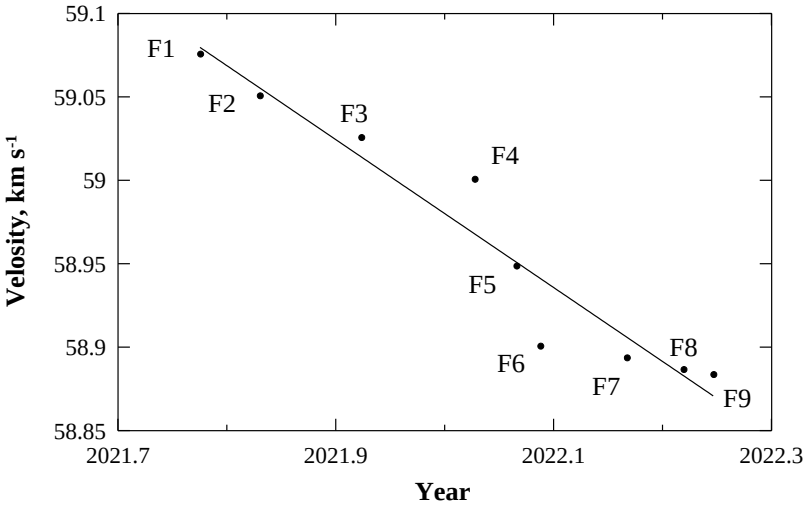


Рис. 4. Сдвиг частот максимумов вспышки 1—9.

Fig. 4. The frequencies drift of Flare maxima 1–9

4. Обсуждение

Наблюдаемое вспышечное явление H_2O-мазера в *W*51 *Main* демонстрирует ряд характерных признаков ненасыщенного режима усиления. Экспоненциальный рост и спад плотности потока отдельных вспышек, уменьшение ширины спектральной линии при увеличении интенсивности и близкая к линейной зависимость между величиной $(\Delta v)^{-2}$ и $\ln S$ хорошо согласуются с теоретическими представлениями о ненасыщенном мазерном усилении [8]. Сужение линий при росте интенсивности указывает на высокую степень когерентности генерации мазерного сигнала и малые размеры областей усиления.

Сложная структура вспышечного события, включающая серию коротких частично перекрывающихся вспышек, вероятно отражает существование компактного скопления мазерных конденсаций. Временное и спектральное перекрытие отдельных вспышек указывает на пространственную близость областей генерации вдоль луча зрения. В этом случае излучение от предыдущих вспышек может повышать уровень входного фонового потока для последующих конденсаций, способствуя развитию сверхмощных импульсов.

При характерной скорости распространения ударного возмущения порядка 10^2 км $с^{-1}$ и длительности коротких вспышек в несколько суток линейные размеры отдельных мазерных конденсаций составляют около 1 а. е.

Суммарная продолжительность активной фазы вспышек 1—9 (~0,5 года) соответствует размеру активной области порядка 10—20 а. е., что согласуется с представлением о компактном скоплении мазерных пятен внутри области активного звездообразования.

Особый интерес представляет широкий долговременный компонент *Flare* 0, наблюдавшийся на протяжении всего периода повышенной активности. Вероятно, он формировал фоновый уровень входного излучения для коротких вспышек. Частичное перекрытие *Flare* 0 с наиболее интенсивными компонентами затрудняет восстановление его профиля в максимуме активности, однако наблюдаемые крылья линии позволяют оценить его параметры. Значительная ширина линии (~3 км/с) существенно превышает ширины линий коротких вспышек и может указывать на повышенную кинетическую температуру (~3000 К), развитую турбулентность или существование протяженной области ударного возбуждения. Относительная стабильность лучевой скорости *Flare* 0 предполагает, что область его формирования отличается по размерам и динамике от компактных конденсаций, ответственных за короткие вспышки.

Плавный дрейф лучевых скоростей максимумов вспышек 1—9 без резких скачков свидетельствует о кинематически связанной структуре областей генерации. Такая картина согласуется с моделью, в которой мазерные конденсации расположены внутри вращающейся или частично расширяющейся газопылевой структуры. Ударное возмущение, распространяясь по диску или струе, может последовательно возбуждать отдельные конденсации, формируя наблюдаемую последовательность вспышек.

Двойные и кратные системы чрезвычайно распространены среди массивных молодых звезд: современные наблюдения показывают, что доля кратности для О-звёзд превышает 70—80 % [9]. В сценариях формирования массивных звезд предполагается, что значительная часть объектов рождается в двойных или кратных системах [10]. Такие системы часто окружены газопылевыми дисками размером 10^{15}—10^{16} см, содержащими компактные мазерные конденсации. *W*51 *Main* представляет собой плотное газопылевое образование, включающее массивную ($\geq 30\ M_{\odot}$) молодую звезду О-класса с вращающимся и частично расширяющимся диском диаметром 5×10^{15}—3×10^{16} см [11].

Наши наблюдения показывают, что длительность коротких мощных вспышек на уровне половины максимума составляет ~7 суток, а вся серия вспышек 1—9 продолжается около полугода [6]. При скорости ударных волн порядка 10^2 км/с это соответствует линейному размеру активной области ~10 а. е., что согласуется с масштабами внутренних областей диска.

Если мазерные конденсации расположены на внешних частях диска, то минимальный радиус орбиты для компонента со скоростью ~60 км/с при массе центральной звезды 30 $M_\odot$ составляет ~3.4×10^{15} см. Это примерно в 1,5 раза меньше интерферометрических оценок для *W*51 *Main* [11], что может указывать на то, что масса центрального объекта превышает 30 $M_\odot$.

Центральная звезда такой массы может иметь компаньона с массой в десятки солнечных масс. В тесных массивных системах гравитационно-приливные взаимодействия в периастре могут приводить к выбросам оболочек [12]. Сверхзвуковая ударная волна, распространяясь по газопылевому диску, может инициировать гигантские вспышки водяных мазеров, как это наблюдается в *W*49*N* и *W*51 *Main*.

Если в зоне активного звездообразования действительно присутствуют тесные массивные системы, находящиеся на поздних стадиях орбитальной эволюции, они могут являться источниками низкочастотного гравитационного излучения [13]. Оценки мощности гравитационных волн для системы с параметрами $m_1 = m_2 = 30\ M_\odot$, $e = 0{,}7$, $a = 5\times10^{11}$ см и расстоянием 5 кпк дают светимость порядка $2{,}2\times10^{36}$ эрг/с и плотность потока у Земли ~10^{-9} эрг/(см·с), что сопоставимо с оценками для известных источников типа *OJ* 287. Такие значения подчеркивают потенциальную значимость массивных двойных систем в областях звездообразования как источников низкочастотного гравитационного излучения, доступного для регистрации методами *PTA*/*IPTA*.

Таким образом, гигантские вспышки водяных мазеров могут служить косвенными индикаторами динамически активных массивных двойных систем. Их изучение позволяет исследовать взаимодействие ударных процессов, газопылевых структур и возможных тесных массивных звездных систем, а также оценивать их вклад в формирование низкочастотного гравитационного фона.

5. Выводы

В результате долговременного спектрального мониторинга H_2O-мазерного излучения в области звездообразования *W*51 *Main* на частоте 22,235 ГГц зарегистрировано мощное вспышечное явление вблизи лучевой скорости $V_{LSR}\approx60$ км/с. Максимальная плотность потока достигала ~140 кЯн, а общая продолжительность повышенной активности составила около полутора лет.

Установлено, что вспышечное явление имело сложную структуру и состояло из серии коротких вспышек, частично перекрывавшихся во вре-

мени и по спектру. Наблюдаемая картина может указывать на существование компактного скопления мазерных конденсаций внутри области генерации мазерного излучения.

Для коротких вспышек 1—9 обнаружено уменьшение ширины спектральной линии с ростом плотности потока, а также близкая к линейной зависимость между величиной $(\Delta v)^{-2}$ и ln *S*. Полученные зависимости согласуются с моделью ненасыщенного мазерного усиления $(\Delta v)^{-2} \propto \ln S$.

На протяжении всего периода повышенной активности наблюдался широкий долговременный спектральный компонент *Flare* 0 с полушириной около 3 км/с. Вероятно, данный компонент связан с более протяженной областью мазерного усиления или ударно-возбужденного газа.

На основе наблюдаемой длительности вспышек и характерной скорости распространения ударных возмущений получены оценки размеров мазерных конденсаций порядка 1 а. е. и размеров активного мазерного кластера порядка 10—20 а. е.

Плавный дрейф лучевых скоростей максимумов вспышек может свидетельствовать о кинематически связанной структуре областей генерации мазерного излучения, возможно связанной с вращающейся газопылевой средой вокруг молодой массивной звезды.

Полученные результаты подтверждают, что длительный спектральный мониторинг H_2O-мазеров является эффективным методом исследования динамических процессов в компактных областях активного звездообразования.

Список литературы

1. Westerhout G. A survey of the continuous radiation from the Galactic System at a frequency of 1390 Mc/s // Bulletin of the Astronomical Institutes of the Netherlands. 1958. Vol. 14. P. 215.
2. Ginsburg A., Goddi C., Kruijssen J. M. C. Thermal Feedback in the High-mass Star- and Cluster-forming Region W51 // Ap. J. 2017. Vol. 842. P. 92.
3. Figueredo E. et al. The Stellar Content of Obscured Galactic Giant H II Regions. Vi. W51A // Astronomical Journal. 2008. Vol. 136, no. 1. P. 221–233.
4. Kang M., Bieging J. H., Povich M. S., Lee Y. Embedded Young Stellar Object Candidates in the Active Star-Forming Complex W51 : Mass Function and Spatial Distribution // Ap. J. 2009. Vol. 706, no. 1. P. 83–93.
5. Вольвач Л. Н., Вольвач А. Е., Ларионов М. Г. Сверхмощное вспышечное явление мазера водяного пара в протозвездной системе IRAS 16293-2422 // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2022. Т. 5, № 2. С. 153—168.
6. Volvach A. E., Volvach L. N., Larionov M. G. Unusually Powerful Flare Phenomenon of the Water Maser in W51 and the Possibility of Detecting Gravitational Radiation from It // Astrophysical Journal. 2023. Vol. 955, no. 1. 5 p.
7. Вольвач А. Е., Вольвач Л. Н., Ларионов М. Г. Многочастотный радиомониторинг на РТ-22 в Симеизе : переменность, структура и гравитационно-волновые перспективы двойных сверхмассивных черных дыр и галактических киломазеров // УФН. 2026. Т. 196, № 3, С. 264—289.

8. Goldreich P., Kwan J. Astrophysical Masers. IV. Line Widths // Astrophysical Journal. 1974. Vol. 190. P. 27–34.
9. Sana H. et al. Binary interaction dominates the evolution of massive stars // Science. Jul. 27, 2012. Vol. 337, no. 6093. P. 444–446.
10. Bonnell I. A., Matthew R. B. Binary systems and stellar mergers in massive star formation // Monthly Notices of the Royal Astronomical Society. Sept. 2005. Vol. 362, iss. 3. P. 915–920.
11. Genzel R. et al. H_2O in W51 main-an expanding bubble around a young massive star // Astronomy and Astrophysics. Sept. 1979. Vol. 78, no. 2. P. 239–247.
12. Volvach A., Volvach L., Larionov M. et al. Powerful bursts of water masers towards G25.65+1.05 // Monthly Notices of the Royal Astronomical Society: Letters. 2019. Vol. 482, no. 1. P. L90–L92.
13. Manchester R. N. et al. The Parkes Pulsar Timing Array Project // Publications of the Astronomical Society of Australia. 2013. Vol. 30. Art. e017.

Информация об авторах

Вольвач Лариса Николаевна, ведущий научный сотрудник ФГБУН «Крымская астрофизическая обсерватория РАН», пгт. Научный, Крым.

Малашевич Светлана Владимировна, научный сотрудник ФГБУН «Крымская астрофизическая обсерватория РАН», пгт. Научный, Крым.

Spectral Evolution of Giant H_2O Maser Bursts in W51 Main

L. N. Volvach and S. V. Malashevich

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

larisa.volvach@crao.ru

Received: May 11, 2026
Peer-reviewed: May 18, 2026
Accepted: May 18, 2026

Abstract: *As a result of long-term spectral monitoring of H_2O maser emission at 22.235 GHz in the active star-forming region W51 Main, a powerful flare phenomenon was detected near the radial velocity V_{LSR}≈60 km s^{-1}. The observations were carried out with the RT-22 radio telescope of the Crimean Astrophysical Observatory during the period from 2020 to 2023. The maximum flux density reached ~140 kJy, while the total duration of the enhanced activity was about one and a half years, making this event one of the most powerful among the known Galactic H_2O masers. The flare phenomenon consisted of eleven individual flares partially overlapping in time and in velocity space. For short flares 1–9, exponential growth and decay of the flux density accompanied by spectral line narrowing with increasing intensity were detected. The obtained relations are consistent with the unsaturated maser amplification model. During the entire period of enhanced activity, a broad long-lived spectral component, Flare 0, was observed with a flux density of about 13.5 kJy and a linewidth of about 3 km s^{-1}. It is suggested that this component is associated with a more extended region of maser amplification or shock-excited gas and could provide the background input radiation level for the short flares. It is shown that the partial overlap of individual flares may indicate a high concentration of maser condensations inside a compact active cluster. Based on the temporal characteristics of the flares, the characteristic sizes of individual maser condensations were estimated to be of the order of 1 AU, while the size of the active region was estimated to be about 10–20 AU. The obtained results demonstrate the high efficiency of long-term spectral monitoring of H_2O masers for investigating dynamical processes in compact regions of active star formation.*

Keywords: *star formation, maser emission, H_2O masers, flares, W51 Main.*

For citation (APA): L. N. Volvach and S. V. Malashevich (2026). Spectral evolution of giant H_2O maser bursts in W51 Main. *Infocommunictions and Radio Technologies*, 9(5), 737–749, doi: 10.21227/bbyr-9c96.

References

[1] G. Westerhout, "A survey of the continuous radiation from the Galactic System at a frequency of 1390 Mc/s," *Bulletin of the Astronomical Institutes of the Netherlands*, vol. 14, p. 215, 1958.

[2] A. Ginsburg, C. Goddi, and J. M. C. Kruijssen, “Thermal Feedback in the High-mass Star- and Cluster-forming Region W51,” *Ap. J.*, vol. 842, p. 92, 2017.
[3] E. Figueredo, et al., “The Stellar Content of Obscured Galactic Giant H II Regions. Vi. W51A,” *Astronomical Journal*, vol. 136, no. 1, pp. 221–233, 2008.
[4] M. Kang, et al., “Embedded Young Stellar Object Candidates in the Active Star-Forming Complex W51: Mass Function and Spatial Distribution,” *Ap. J.*, vol. 706, no. 1, pp. 83–93, 2009.
[5] L. N. Volvach, A. E. Volvach, and M. G. Larionov, “Super-Powerful Flare Phenomenon of the Water Maser in the Protostellar System IRAS 16293-2422,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 5, no. 2, pp. 153–168, 2022.
[6] Volvach A. E., Volvach L. N., Larionov M. G. Unusually Powerful Flare Phenomenon of the Water Maser in W51 and the Possibility of Detecting Gravitational Radiation from It // Astrophysical Journal. 2023. Vol. 955, no. 1. 5 p.
[7] A. E. Volvach, L. N. Volvach, and M. G. Larionov, “Multi-frequency radio monitoring on RT-22 in Simeiz: variability, structure and gravitational-wave prospects of binary supermassive black holes and galactic kilomasers,” *Phys. Usp.*, vol 69, no. 3, 2026.
[8] P. Goldreich and J. Kwan, “Astrophysical Masers. IV. Line Widths,” *Astrophysical Journal*, vol. 190, pp. 27–34, 1974.
[9] H. Sana, et al., “Binary interaction dominates the evolution of massive stars,” *Science*, vol. 337, no. 6093, pp. 444–446, Jul. 27, 2012.
[10] I. A. Bonnell and R. B. Matthew, “Binary systems and stellar mergers in massive star formation,” *Monthly Notices of the Royal Astronomical Society*, vol. 362, iss. 3. pp. 915–920, Sept. 2005.
[11] R. Genzel, et al., “H_2O in W51 main-an expanding bubble around a young massive star,” *Astronomy and Astrophysics*, vol. 78, no. 2, pp. 239–247, Sept. 1979.
[12] A. Volvach, L. Volvach, M. Larionov, et al., “Powerful bursts of water masers towards G25.65+1.05,” *Monthly Notices of the Royal Astronomical Society: Letters*, vol. 482, no. 1. pp. L90–L92, 2019.
[13] R. N. Manchester, et al., “The Parkes Pulsar Timing Array Project,” *Publications of the Astronomical Society of Australia*, vol. 30, art. e017, 2013.

Information about the authors

Larisa N. Volvach, FSBSI “Crimean Astrophysical Observatory of RAS”, Nauchni, Crimea.

Svetlana V. Malashevich, FSBSI “Crimean Astrophysical Observatory of RAS”, Nauchni, Crimea.

Infocommunications and Radio Technologies, vol. 9, no. 5, pp. 750–774, 2026.
Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2026. Т. 9, № 5. С. 750—774.
ISSN: 2587-9936
DOI: 10.21227/at7f-7167

УДК 621.396.96:621.391.64

Исследование влияния фазовых флуктуаций на потери когерентности в распределительном радиофотонном тракте *TDM-MIMO* РЛС

Манько А. С.

Севастопольский государственный университет
ул. Университетская, 33, г. Севастополь, 299053, Российская Федерация
ASManko@sevsu.ru

Получено: 30 апреля 2026 г.
Отрецензировано: 4 мая 2026 г.
Принято к публикации: 4 мая 2026 г.

Аннотация: *Рассмотрена проблема обеспечения фазовой когерентности в распределительном радиофотонном тракте TDM-MIMO РЛС при воздействии температурных и вибрационных флуктуаций. Разработана математическая модель дифференциальных фазовых ошибок, учитывающая пространственную неоднородность возмущений и разбиение волоконно-оптической линии на сегменты с постоянными СКО флуктуаций внешней среды. Получены аналитические выражения для дисперсии разности фаз между распределительными волоконно-оптическими линиями и потерь отношения сигнал/шум при синтезе виртуальной апертуры; введены критерии потерь 1 и 3 дБ. Проведена верификация модели методом статистического моделирования Монте-Карло, выполнено численное моделирование при частоте несущей 30 ГГц для равномерного, трехсегментного и косинусного профилей распределения. Исследовано раздельное и совместное влияние температуры и вибрации для стандартного и фазостабильного оптоволокна. Показано, что доминирующим фактором выступают температурные флуктуации, а применение фазостабильного волокна на наиболее возмущенных участках позволяет увеличить допустимую протяженность линии в 8—10 раз. Предложены практические рекомендации по приоритетности термостатирования и сегментированному использованию типов волокон, сформулированы возможные направления исследования и перспективы развития фазостабильных радиофотонных систем.*

Ключевые слова: *радиофотонный тракт, TDM-MIMO РЛС, волоконно-оптические линии, когерентность, фазовые флуктуации, температурные и вибрационные воздействия, фазостабильное волокно, потери SNR.*

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Манько А. С. Исследование влияния фазовых флуктуаций на потери когерентности в распределительном радиофотонном тракте TDM-MIMO РЛС // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2026. Т. 9, № 5. С. 750—774.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Манько, А. С. Исследование влияния фазовых флуктуаций на потери когерентности в распределительном радиофотонном тракте TDM-MIMO РЛС / А. С. Манько // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2026. — Т. 9, № 5. — С. 750—774.

1. Введение

Радиофотонные технологии, использующие преимущества волоконно-оптических линий связи (ВОЛС) для передачи и обработки радиосигналов, открывают новые возможности для построения аналогового тракта распределительных и диаграммообразующих устройств в радиолокационных станциях (РЛС) с архитектурой множественного входа — множественного выхода с временным разделением каналов (*TDM-MIMO*) [1, 2]. Одним из принципиальных преимуществ радиофотоники представляется возможность пространственного разнесения центрального модуля обработки и периферийных приемо-передающих антенных модулей на десятки и сотни метров без существенного роста потерь [3, 4]. Эти качества делают радиофотонные распределительные системы перспективными для различных бортовых и наземных многопозиционных РЛС, в том числе излучающих зондирующие сигналы миллиметрового диапазона [5, 6].

Тем не менее, общим недостатком протяженных распределительных ВОЛС остается их подверженность к воздействиям внешней среды, из-за которых в передаваемых радиосигналах возникают паразитные фазовые набеги. К основным физическим механизмам нестабильности можно отнести следующие:

— относительно медленно протекающие температурные флуктуации, которые вызывают изменение показателя преломления и геометрической длины оптоволокна;

— динамические вибрационные воздействия, приводящие к появлению микроизгибов и модуляции эффективного показателя преломления из-за фотоупругого эффекта.

В системах *TDM-MIMO* РЛС, выполняющих синтез виртуальной апертуры за счет когерентного накопления сигналов от различных антенных элементов, даже небольшие относительные (дифференциальные) фазовые ошибки между каналами способны вызвать заметное снижение отношения сигнал/шум (*SNR*) и, как следствие, ухудшение итоговых характеристик обнаружения [7, 8]. Вне зависимости от природы возникновения, негативное влияние могут оказывать любые фазовые флуктуации, интервал корреляции которых меньше или соизмерим с полным временем одного кадра работы *TDM-MIMO* РЛС, в пределах которого реализуется когерентное накопление.

В существующей литературе достаточно подробно представлены результаты исследований влияния фазовых шумов на характеристики одиночных радиофотонных линий и предложены различные методы активной и пассивной компенсации дрейфов [9, 10]. Вместе с тем, недостаточное внимание уделено количественной оценке дифференциальных фазовых флуктуаций, возникающих в многоканальном распределительном тракте, в особенности при неоднородных условиях прокладки ВОЛС. Реальная трасса может содержать как участки, проходящие в условно благоприятных эксплуатационных условиях (например, закрытые термостатированные помещения), так и участки, подверженные значительным перепадам температуры и механическим вибрациям. Последнее обстоятельство особенно актуально для бортовых систем, где кабель может прокладываться вблизи вибрирующих и нагревающихся силовых установок [1] [11].

В свою очередь, учет пространственной неоднородности профиля возмущений позволяет уточнить допустимые длины линий и сформулировать обоснованные требования к типу применяемого волокна.

Целью настоящей работы является разработка и исследование математической модели, описывающий дифференциальные фазовые флуктуации в многоканальном волоконно-оптическом распределительном тракте когерентной *TDM-MIMO* РЛС, и получение на ее основе количественных оценок потерь когерентности при синтезе виртуальной апертуры.

Для этого были последовательно выполнены следующие задачи:

— построена аналитическая модель для статистической дисперсии разности фаз между двумя независимыми линиями с разбиением линии на конечные сегменты с постоянными среднеквадратическими отклонениями (СКО) температуры и виброускорения;

— исследовано раздельное и совместное влияние температурных и вибрационных факторов для разных случаев распределения интенсивности возмущений вдоль трассы;

— выполнена статистическая верификация полученных выражений методом Монте-Карло с числом реализаций до 10^5;

— выполнено количественное сравнение стандартного одномодового волокна (*SMF*) и специализированного фазостабильного волокна (*PSF*) с пониженными коэффициентами чувствительности применительно к требованиям *TDM-MIMO* РЛС миллиметрового диапазона (30 ГГц).

[1] Dotson C. C-2A Embedded GPS/INS (EGI) Vibration Profile Flight Test Plan. NAWCAD Test Plan No. FA06-09-151A. Patuxent River, MD: Navy Test and Evaluation Squadron TWO ZERO, Sep 2006.

2. Математическая модель фазовых флуктуаций в распределительном тракте

Рассматривается централизованная архитектура распределительной системы *TDM-MIMO* РЛС, показанная на рис. 1. В ней совмещенные приемо-передающие модули соединены с центральным модулем обработки идентичными ВОЛС. Такая схема построения является типичной для реализации радиофотонных трактов распределительных и диаграммообразующих устройств.

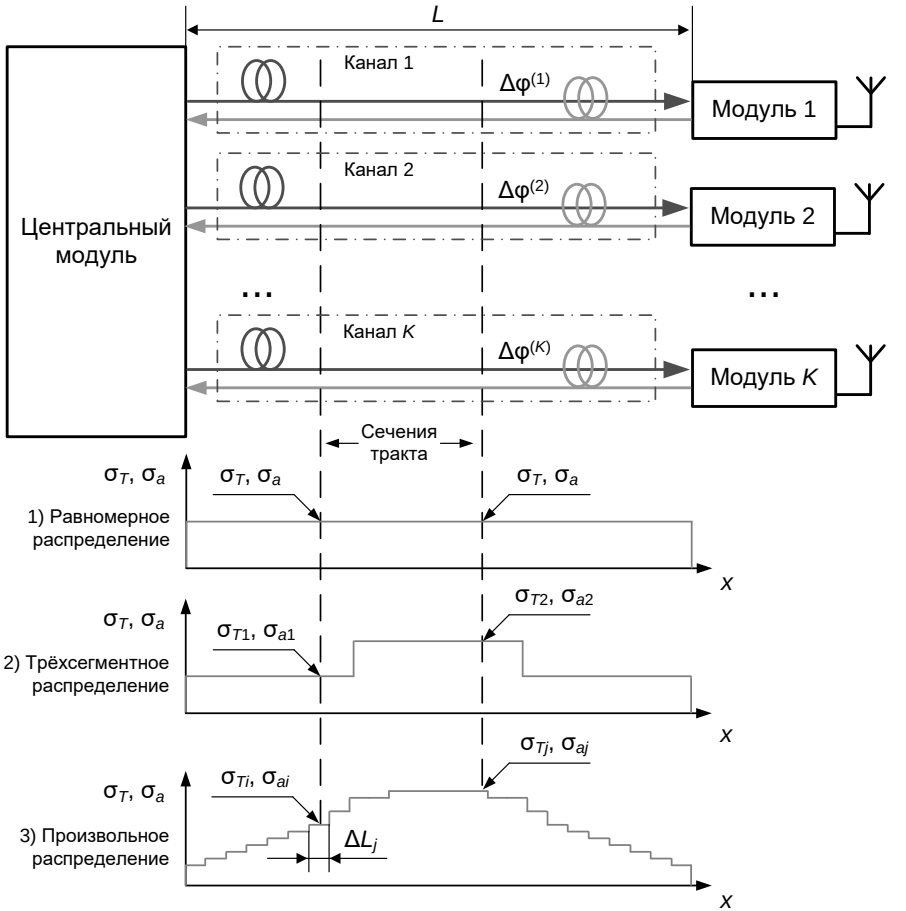


Рис. 1. Исследуемая архитектура распределительного радиофотонного тракта *TDM-MIMO* РЛС с пояснением сценариев распределения интенсивности возмущений.

Fig. 1. Studied the architecture of distributed microwave photonic path of a TDM-MIMO radar with an explanation of disturbance intensity distribution scenarios

В схеме используются следующие обозначения:

— K — общее количество идентичных разнесенных приемопередающих модулей РЛС;

— L — протяженность распределительных ВОЛС (для всех линий принята одинаковой);

— $\Delta\varphi^{(i)}$ — паразитный фазовый набег в i-м канале ВОЛС, вызванный влиянием внешней среды;

— σ_{Tj} и σ_{aj} — СКО флуктуаций температуры ΔT_j и амплитуды виброускорений Δa_j соответственно в пределах одного и того же сечения рассматриваемых ВОЛС;

— ΔL_j — протяженность сегментов, на которые при дальнейшем рассмотрении разбивается ВОЛС.

Каналом в рамках данной работы будем называть распределительную ВОЛС, которая используется для передачи радиофотонных сигналов в направлении от центрального модуля к i-му разнесенному приемопередающему модулю и обратно.

Рассмотрим влияние факторов внешней среды на изменение фазового набега сигнала. Пусть в каждом из K рассматриваемых каналов наблюдаются идентичные условия внешней среды: все каналы находятся в одинаковых температурных условиях ($T_j = const$) и подвержены влиянию вибрационных воздействий с равным ускорением ($a_j = const$). Тогда, несмотря на изменение фазового набега в каждом из каналов, итоговые фазовые соотношения между сигналами после прохождения ВОЛС остаются неизменными.

Поскольку для синтеза виртуальной апертуры критичной является когерентность всех принятых и накапливаемых сигналов, в конечном итоге интерес представляет рассмотрение не абсолютных величин фазовых набегов в отдельных волокнах, а их отклонения относительно друг друга — дифференциальные фазовые флуктуации.

Изменение температуры на величину ΔT_j относительно общего температурного фонового значения приводит к вариациям показателя преломления сердцевины и геометрической длины, что вызывает дополнительную задержку распространения сигнала. В линейном приближении фазовый набег $\Delta\varphi_{Tj}$, вызванный температурным изменением, на j-м участке трассы длиной ΔL_j для радиосигнала частоты f составляет

$$\Delta\varphi_{Tj} = 2\pi f \Delta L_j \alpha_T \Delta T_j,$$

где α_T — температурный коэффициент задержки, выражаемый в фс/(м × °C); для стандартного оптоволокна *SMF* диапазон его типовых значений

составляет 40—130 фс/(м × °C)[2] [13], а для специализированного фазостабильного *PSF* с жидкокристаллическим покрытием он может достигать 5 фс/(м × °C) [5, 13].

Переменные механические нагрузки с амплитудой ускорения Δa_j относительно среднего для всех каналов значения, которая обычно выражается в единицах $g \approx 9{,}8$ м/с^2, вызывают микроизгибы и модуляцию эффективного показателя преломления, которые в упрощенной модели описываются через соотношение

$$\Delta\varphi_{aj} = 2\pi f \Delta L_j \beta \Delta a_j,$$

где β — коэффициент вибрационной чувствительности, связывающий виброускорение и фазовый сдвиг.

Обычно коэффициент β задается в рад/g; для перехода к единицам фс/(м × g) используется константа пропорциональности k_β, полученная из фундаментальных характеристик кварцевого волокна для длины волны 1550 нм

$$\beta = k_\beta \beta_{\text{рад}};\ k_\beta = 0{,}823 \frac{\text{с} \times g}{\text{рад} \times \text{м}}.$$

Для *SMF* типовое значение $\beta_{\text{рад}}$ может составлять порядка 10 рад/g [14], что соответствует 8,2 фс/(м × g); для передовых образцов *PSF* оно может быть понижено до 0,1 рад/g [15], что соответствует 0,082 фс/(м × g).

Предполагается, что температурные и вибрационные флуктуации считаются статистически независимыми, поскольку их характерные времена могут различаться на несколько порядков [12]. Фазовые шумы лазерного источника считаются пренебрежимо малыми, что справедливо при использовании высококогерентных источников типа лазеров с синхронизацией мод [2]. Поляризационные, дисперсионные свойства оптоволокна и нелинейные эффекты в данной модели не учитываются; их вклад в типовых режимах (при длине линии до 1 км и мощности до 10 дБм) не превышает сотых долей децибела [10].

Выполним разбиение волоконно-оптической линии на M равных сегментов длинами ΔL_j и примем постоянным в пределах сегмента СКО температуры σ_{Tj} и ускорения σ_{aj}. Тогда статистическая дисперсия фазового набега в одном волокне с учетом независимости флуктуаций в разных сегментах равна

[2] NASA. Thermal Coefficient of Delay Measurement of Various Coaxial and Fiber-Optic Cables // NASA Technical Reports. 1990. NASA-TM-102559.

$$\sigma_{\varphi}^2 = (2\pi f)^2 \sum_{j=1}^{M} \left(\alpha_T^2 \sigma_{Tj}^2 + \beta^2 \sigma_{aj}^2\right) \Delta L_j^2.$$

Для двух произвольно взятых независимых волокон разность их полных фаз

$$\Delta\Phi^{(i)} = \varphi^{(i)} - \varphi^{(i-1)} =$$
$$= 2\pi f \sum_{j=1}^{M} \left[\alpha_T \left(\Delta T_j^{(i)} - \Delta T_j^{(i-1)}\right) + \beta \left(\Delta a_j^{(i)} - \Delta a_j^{(i-1)}\right)\right] \Delta L_j$$

имеет нулевое математическое ожидание, а ее статистическая дисперсия в силу независимости флуктуаций в разных волокнах составляет сумму статистических дисперсий каждого отдельного канала. С учетом этого дисперсия дифференциального фазового сдвига равна

$$\sigma_{\Delta\Phi}^2 = 2(2\pi f)^2 \sum_{j=1}^{M} \left(\alpha_T^2 \sigma_{Tj}^2 + \beta^2 \sigma_{aj}^2\right) \Delta L_j^2. \quad (1)$$

Полученное выражение является центральным в исследуемой модели. Оно предполагает консервативное допущение о полной корреляции флуктуаций внутри каждого сегмента (длина сегмента равна длине корреляции), а также о полном отсутствии корреляции между сегментами и между разными волокнами. Таким образом, фактически (1) дает верхнюю границу для реальной статистической дисперсии, что может быть оправдано при инженерных оценках предельно допустимых длин.

Заметим также, что при пропорциональном масштабировании всех сегментов (т. е. при сохранении относительных длин $\Delta L_j/L$) статистическая дисперсия растет квадратично с ростом общей длины линии L.

В системе *TDM-MIMO* РЛС при когерентном накоплении сигналов для K каналов с независимыми фазовыми ошибками, имеющими статистическую дисперсию (1) в каждом канале, для определения средней мощности суммы P_{arr} может использоваться выражение из статистической теории фазированных антенных решеток [16]

$$P_{arr} \propto K^2 \exp\left(-\sigma_{\varphi}^2\right).$$

В рассматриваемой архитектуре фазовые ошибки вносятся как при передаче, так и приеме, причем ошибки в трактах передачи и приема будем полагать статистически независимыми. Следовательно, эффективная статистическая дисперсия фазы в одном канале равна сумме статистических дисперсий двух независимых вкладов. Таким образом, при сравни-

тельно большом количестве каналов итоговое относительное уменьшение Q_{SNR} при синтезе виртуальной апертуры может приближенно описываться выражением

$$Q_{SNR} = \frac{SNR}{SNR_0} \approx \exp\left(-\sigma_{\Delta\Phi}^2\right). \quad (2)$$

Для практики целесообразно ввести пороговые значения потерь, превышение которых будем считать недопустимым. В настоящей работе определены два порога — уменьшение *SNR* на уровень 1 и 3 дБ соответственно. Эти значения могут быть пересчитаны в СКО дифференциального фазового набега как

$$\sigma_{\Delta\Phi\ max\ 1dB} = \sqrt{-\ln Q_{SNR\ 1dB}} \approx 0{,}48 \text{ рад} \approx 27{,}5°;$$
$$\sigma_{\Delta\Phi\ max\ 3dB} = \sqrt{-\ln Q_{SNR\ 3dB}} \approx 0{,}83 \text{ рад} \approx 47{,}6°.$$

Эти значения далее используются для определения максимально допустимой длины линии.

Реальные трассы прокладки ВОЛС, как правило, неоднородны: отдельные участки могут проходить в среде с умеренными эксплуатационными условиями, а другие могут подвергаться сильным воздействиям. Для учета этого в модели вводятся пространственные профили распределения СКО температуры $\sigma_T(x)$ и ускорения $\sigma_a(x)$ вдоль каналов, где x представляет собой координату вдоль линии, нормированную на полную длину L и выраженную в процентах.

Всего в модели предусматриваются три возможных сценария.

В первой модели с равномерным распределением $\sigma_T(x)$ и $\sigma_a(x)$ интенсивность возмущений вдоль всей ВОЛС принимается одинаковой. Несмотря на значительную упрощенность, такой случай может иметь место при прокладке коротких кабелей без характерных участков, например, в пределах одного и того же сравнительно небольшого помещения.

Более практически важным представляется случай трехсегментного профиля $\sigma_T(x)$ и $\sigma_a(x)$, при котором крайние участки (условно «защищенные») имеют пониженные значения СКО, а центральный (условно «открытый») — повышенные. При таком профиле распределения общее выражение (1) переходит в сумму отдельно взятых вкладов по трем сегментам.

Для произвольного профиля $\sigma_T(x)$ и $\sigma_a(x)$ в численных расчетах полный отрезок ВОЛС разбивается на достаточно большое число малых сегментов ΔL_j, в пределах каждого из которых СКО полагаются постоянными и равными значениям в средней точке. Такой подход является наиболее точным, и может рассматриваться, если вдоль ВОЛС наблюдается боль-

шое количество характерных участков, либо если известным является приближенное выражение, аппроксимирующее профиль распределения. В качестве одного из практически реализуемых профилей может выступать характеристика типа т. н. «приподнятый косинус», реализующая профиль с большей детализацией разбиения и неравномерностью.

Таким образом, соотношения (1)—(2) совместно с заданными профилями $\sigma_T(x)$ и $\sigma_a(x)$ и параметрами используемого волокна α_T, β полностью определяют ожидаемые фазовые ошибки и вызываемые ими потери отношения сигнал/шум при синтезе виртуальной апертуры путем когерентного наполнения сигналов.

Представленная математическая модель выполнена в форме *MATLAB*-скрипта, который реализует численный расчет максимально допустимых длин для заданных профилей распределения возмущений и параметров оптоволокна, а также выполняет построение ключевых графических зависимостей. Результаты моделирования будут представлены далее в разд. 4.

3. Методика и результаты численной верификации заданной модели

Для доказательства достоверности полученных аналитических выражений (1)—(2) в форме *MATLAB*-скрипта для исследуемой архитектуры реализована серия численных экспериментов, соответствующая прямому статистическому моделированию по методу Монте-Карло [17].

Для каждого испытания независимо генерируются реализации случайных температурных и вибрационных флуктуаций в двух идентичных, но статистически независимых волокнах. В предположении, что мгновенные отклонения температуры ΔT_j и виброускорения Δa_j на каждом сегменте распределены по нормальному закону с нулевым математическим ожиданием и заданными в пределах рассматриваемого сегмента СКО

$$\Delta T_j \sim \mathcal{N}\left(0, \sigma_{Tj}^2\right);\ \Delta a_j \sim \mathcal{N}\left(0, \sigma_{aj}^2\right),$$

они формируются с помощью стандартного генератора нормальных случайных чисел *MATLAB* с фиксированным начальным состоянием для обеспечения воспроизводимости.

Фазы каждого из двух волокон вычисляются как

$$\varphi^{(i)} = 2\pi f \sum_{j=1}^{M} \left(\alpha_T \Delta T_j + \beta \Delta a_j\right) \Delta L_j,$$

после чего определяется разность $\Delta\Phi^{(i)}$. По выборке с заданным объемом реализаций N_{real} (по умолчанию выбирается 10^5) оценивается выборочная

статистическая дисперсия разности фаз, а также 95-процентный доверительный интервал для истинной статистической дисперсии.

Кроме того, для проверки зависимости потерь Q_{SNR} от СКО разности фаз моделируется когерентное сложение K каналов. Для этого в каждом k-м канале генерируется случайная фазовая ошибка $\Delta\varphi_k$ по закону

$$\Delta\varphi_k \sim \mathcal{N}\left(0, \sigma^2_{\Delta\Phi}/2\right).$$

Для каждой последовательной реализации вычисляется нормированная мощность суммы

$$P_{arr\ q} = \frac{1}{K^2}\left|\sum_{k=1}^{K} \exp\left(\mathrm{j}\Delta\varphi_k\right)\right|^2,$$

после чего по ансамблю из N_{real} реализаций рассчитывается выборочное среднее значение (математическое ожидание m_Q) и сравнивается с теоретическим значением (2), а также определяется выборочное СКО σ_Q. Дополнительно по той же выборке оценивается СКО потерь *SNR* в децибелах, что позволяет охарактеризовать не только ожидаемое ухудшение *SNR*, но и численный разброс этого ухудшения, что важно для вероятностных оценок обнаружения.

Серия численных экспериментов проводилась для несущей частоты f = 30 ГГц, соответствующей перспективным РЛС миллиметрового диапазона. Рассматривались два типа одномодового волокна:

— стандартное (*SMF*), соответствующие типовому оптическому волокну *SMF*-28: α_T = 40 фс/(м × °*C*); $\beta_{рад}$ = 10 рад/*g*;

— фазостабильное (*PSF*), соответствующие передовым образцам, например, от производителя *Fujikawa*: α_T = 5 фс/(м × °*C*); $\beta_{рад}$ = 0,1 рад/*g*.

Для верификации использовалась конфигурация трассы, при которой вдоль всей линии принято равномерное распределение интенсивностей возмущений: СКО температуры выбрано равным σ_T = 1 °*C*, а СКО виброускорения принято σ_a = 1*g*. Анализировались случаи как при совместном влиянии факторов среды, так и при их раздельном рассмотрении.

Общая длина линии варьировалась от 10 до 1000 м; в базовом варианте принималась L = 100 м.

Объем выборок N_{real} задавался следующим образом:

— при сравнении статистических дисперсий для фиксированной длины принято $N_{real} = 10^5$;

— при сканировании по длине принято $N_{real} = 10^4$;

— при проверке потерь Q_{SNR} принято $N_{real} = 10^4$ для числа каналов K = 64.

Для фиксированной длины L = 100 м по выборке из 10^5 реализаций были получены эмпирические значения СКО дифференциальной фазовой ошибки и вычислены теоретически ожидаемые значения по формуле (1). Результаты представлены в таблице 1.

Таблица 1. Сравнение теоретической и эмпирической статистической дисперсии $\sigma_{\Delta\Phi}$.

Table 1. Comparison of theoretical and empirical variance $\sigma_{\Delta\Phi}$

Тип волокна	**Теор. $\sigma_{\Delta\Phi\ теор}$, °**	**Эмпир. $\sigma_{\Delta\Phi\ эмп}$, °**	**Относительная ошибка , %**
Учет влияния температурных воздействий (σ_T = 1 °C, σ_a = 0)			
Стандартное	61,094	60,939	0,25
Фазостабильное	7,637	7,661	0,32
Учет влияния вибрационных воздействий (σ_T = 0, σ_a = 1g)			
Стандартное	12,570	12,564	0,05
Фазостабильное	0,126	0,126	0,00
Учет совместного влияния воздействий (σ_T = 1 °C, σ_a = 1g)			
Стандартное	62,374	62,247	0,20
Фазостабильное	7,638	7,663	0,33

Поскольку по результатам анализа относительная погрешность не превысила 0,4 %, можно свидетельствовать о правильности полученного аналитического выражения (1).

Для проверки зависимости (2) были выполнены численные эксперименты по когерентному сложению K = 64 каналов с независимыми фазами, СКО которых изменялось в диапазоне от 0 до 100°. На рис. 2 представлены теоретическая кривая $Q_{SNR}(\sigma_{\Delta\Phi})$ и эмпирические точки, полученные усреднением по 10^4 реализаций. Помимо этого, также на графике пунктирными линиями нанесены кривые, соответствующие границам вероятностного интервала, в пределах которого сосредоточен разброс значений потерь *SNR*.

Максимальное расхождение для усредненного значения Q_{SNR} между теоретическими значениями и результатами анализа Монте-Карло во всем диапазоне не превысило 0,05 дБ. СКО потерь *SNR* значительно возрастает с ростом $\sigma_{\Delta\Phi}$, и разбросы *SNR* при номинальных пороговых значениях СКО разности фаз составляют

$$Q_{SNR}(\sigma_{\Delta\Phi\ max\ 1dB}) = [-0{,}82; -1{,}18]\ \text{дБ};$$
$$Q_{SNR}(\sigma_{\Delta\Phi\ max\ 3dB}) = [-2{,}44; -3{,}56]\ \text{дБ}.$$

Несмотря на заметное значение наблюдаемого разброса, с практической точки зрения он остается пренебрежимо малым по сравнению с проектными запасами на *SNR*, обычно составляющими несколько децибел. Тем не менее, если требуется гарантированная оценка, можно использовать эмпирически полученные верхние границы интервала для дополнительного ужесточения требований, что обеспечит дополнительный кон-

сервативизм без существенного изменения основных выводов о допустимых длинах линии. Для инженерных расчетов вполне оправданным может являться учет только математического ожидания потерь *SNR*.



Рис. 2. Результаты численных экспериментов по верификации выражения для потерь *SNR* и измерению интервала разбрасываемых значений.

Fig. 2. Results of numerical expression verification experiments for SNR losses and the measurement of its spread

Таким образом, на основании результатов проведенных численных экспериментов показано, что соотношения (1)—(2) позволяют адекватно описать дифференциальные фазовые флуктуации в распределительном радиофотонном тракте и могут быть использованы для практических инженерных оценок при проектировании когерентных *MIMO* РЛС.

4. Результаты численного моделирования

Моделирование было выполнено для трех сценариев, соответствующих различным профилям распределения интенсивности возмущений.

1. Равномерный профиль, аналогичный описанному ранее в разд. 3, при котором были выбраны значения СКО, соответствующие типовым эксплуатационным условиям:

$$\sigma_T = 1\ ^\circ C;\ \sigma_a = 1g.$$

2. Трехсегментный профиль, отражающий типовую ситуацию участков линии в конфигурации «защищенный-открытый-защищенный».

Длины сегментов в процентах от общей длины, а также соответствующие им СКО температуры и ускорения были выбраны следующими:

$$\Delta L = \{40; 20; 40\}\ \%;$$
$$\sigma_T = \{1; 10; 1\}\ ^\circ C;$$
$$\sigma_a = \{2; 12; 2\}\ g.$$

Такое распределение значений может соответствовать примеру прокладки ВОЛС на судне[3], когда крайние участки располагаются в стандартных отсеках, а центральный участок оказывается проложенным вблизи силовой установки или на открытой палубе, оставаясь подверженным неравномерному нагреву прямых солнечных лучей [11]. Аналогичные условия могут наблюдаться и на борту летательных аппаратов.

3. Профиль типа «приподнятый косинус», имитирующий наиболее приближенное к реальным условиям непрерывное распределение температуры и виброускорений, которое было задано через относительную координату линии в процентах *x* как

$$\sigma_T(x) = 1 + \frac{9}{2}\left(1 + \cos\left(2\pi\frac{x}{100\ \%}\right)\right);\ \sigma_T \in [1; 10]\ ^\circ C;$$
$$\sigma_a(x) = 2 + \frac{10}{2}\left(1 + \cos\left(2\pi\frac{x}{100\ \%}\right)\right);\ \sigma_a \in [2; 12]\ g.$$

Произвольный профиль распределения задан с конечным интервалом дискретизации, задающим итоговое количество и протяженность рассматриваемых сегментов ΔL_j и выбранным равным Δx = 1 %.

Численный анализ выполнен для частоты f = 30 ГГц и параметров двух типов оптоволокна, используемых ранее и равных соответственно

$$\alpha_{T\ SMF} = 40\ \text{фс}/(\text{м} \times ^\circ C);\ \beta_{SMF} = 8{,}2\ \text{фс}/(\text{м} \times g);$$
$$\alpha_{T\ PSF} = 5\ \text{фс}/(\text{м} \times ^\circ C);\ \beta_{PSF} = 0{,}082\ \text{фс}/(\text{м} \times g).$$

Для выявления итогового вклада каждого механизма возникновения фазовых флуктуаций проанализированы три режима:

— учет влияния исключительно температурных воздействий, при котором в пределах всей трассы подразумевается полное отсутствие разностных виброускорений (σ_a = 0), что может соответствовать идеальным стационарным условиям размещения прокладываемого тракта;

— учет влияния исключительно вибрационных воздействий, при котором в пределах всей трассы подразумевается полное отсутствие температурных отклонений (σ_T = 0), что может соответствовать случаю идеального термостатирования всех линий распределительного тракта;

[3] ISO 21984:2018. Ships and Marine Technology — Guidelines for Measurement, Evaluation and Reporting of Vibration with Regard to Habitability on Specific Ships.

— совместный учет влияния обоих эксплуатационных факторов, который имеет место в большинстве случаев, приближенных к реальности.

На рис. 3 приведены полученные зависимости потерь отношения сигнал/шум при когерентном сложении Q_{SNR} от общей длины линии L для равномерно заданного профиля распределения возмущений, а также в таблице 2 представлены результаты сравнения влияния факторов внешней среды на максимальную длину линии L_{max}. Помимо этого, на рис. 4 приведены зависимости СКО разности фаз между каналами $\sigma_{\Delta\Phi}$ от общей длины линии, а на рис. 5 — зависимости максимально допустимой длины линии L_{max} для двух типов волокон от СКО возмущения.

Таблица 2. Результаты моделирования для равномерного профиля распределения.

Table 2. Modeling results for uniform distribution profile

Тип волокна	**$\sigma_{\Delta\Phi}$ (100 м), °**	**Q_{SNR} (100 м), дБ**	**L_{max} (1 дБ), м**	**L_{max} (3 дБ), м**
Учет влияния температурных воздействий (σ_T = 1 °C, σ_a = 0)				
Стандартное	61,10	–4,94	45,0	77,9
Фазостабильное	7,64	–0,08	360,0	623,6
Учет влияния вибрационных воздействий (σ_T = 0, σ_a = 1g)				
Стандартное	12,57	–0,21	218,7	21872
Фазостабильное	0,13	0	378,8	37884
Учет совместного влияния воздействий (σ_T = 1 °C, σ_a = 1g)				
Стандартное	62,37	–5,15	44,1	76,3
Фазостабильное	7,64	–0,08	360,0	623,5

На рис. 6—7, а также в таблице 3 представлены результаты численного моделирования конфигурации трассы с трехсегментным и косинусным распределением: приводятся заданный профиль распределения СКО возмущений, рассчитанный профиль значения вклада в СКО разности фаз $Q_{\Delta\Phi}$, который для j-го сегмента определялся как

$$Q_{T\,\Delta\Phi} = \frac{\sigma_{Tj}}{\Delta L_j};\; Q_{a\,\Delta\Phi} = \frac{\sigma_{aj}}{\Delta L_j},$$

а также полученные зависимости потерь *SNR* от общей длины линии.

5. Обсуждение

Результаты моделирования однозначно показывают, что для распределительного радиофотонного тракта доминирующим дестабилизирующим фактором выступают температурные флуктуации, вклад в суммарную статистическую дисперсию разности фаз которых составляет около 98 %. Причиной этого является не столько различие в абсолютных уровнях различия внешних воздействий (10 °C и 12g), сколько принципиальная

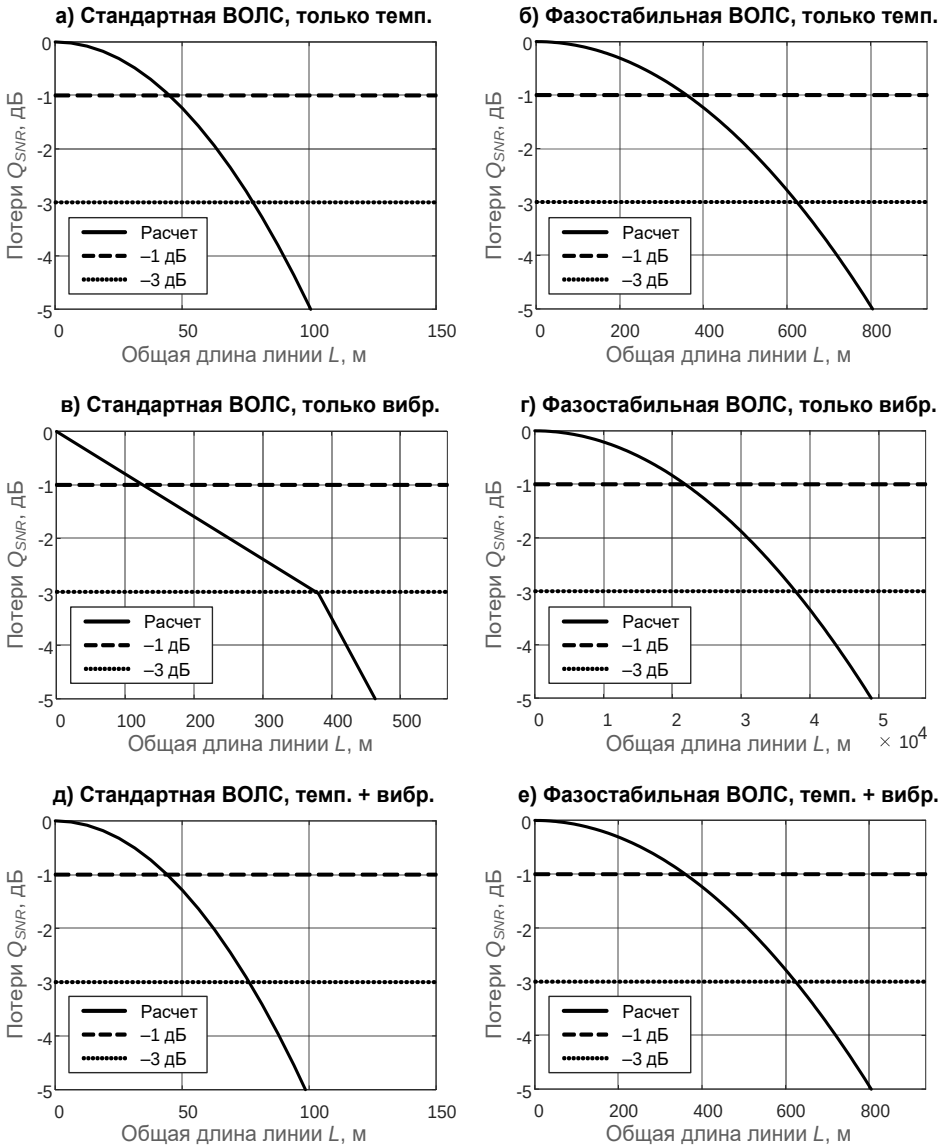


Рис. 3. Зависимости потерь *SNR* в децибелах от общей длины линии:
расчеты для стандартной и фазостабильной ВОЛС
с раздельным и совместным учетом влияния факторов внешней среды.

Fig. 3. SNR losses in decibels against total line length curves:
calculations for standard and phase-stable fiber-optic cables with separate
and joint consideration of the environmental influence

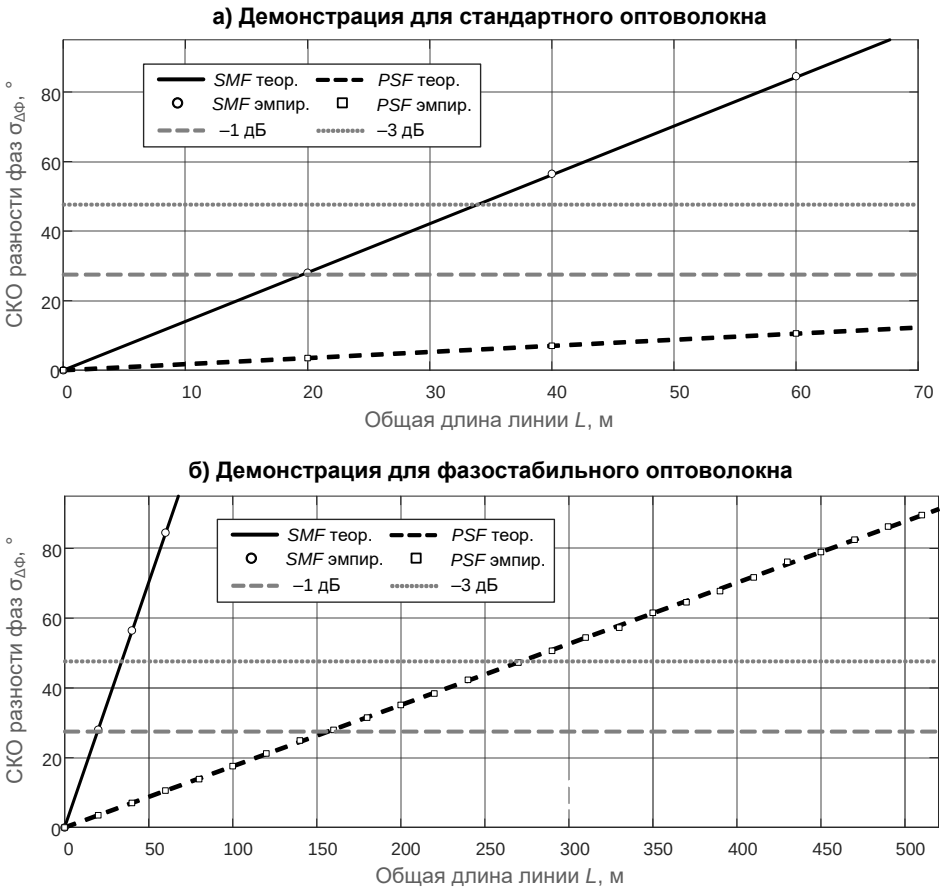


Рис. 4. Зависимости СКО разности фаз $\sigma_{\Delta\Phi}$ от общей длины линии для двух типов волокон.

Fig. 4. Phases difference $\sigma_{\Delta\Phi}$ standard deviations against total line length for two types of fiber

Таблица 3. Результаты моделирования для заданных трехсегментного и произвольного профилей распределения при совместном учете флуктуаций температуры и вибрации.

Table 3. Modeling results for the specified three-segment and cosine profiles taking into account temperature and vibrations fluctuations

Тип волокна	**$\sigma_{\Delta\Phi}$ (100 м), °**	**Q_{SNR} (100 м), дБ**	**L_{max} (1 дБ), м**	**L_{max} (3 дБ), м**
Трехсегментный профиль распределения				
Стандартное	131,29	–22,80	20,9	36,3
Фазостабильное	15,88	–0,33	173,2	300,0
Профиль распределения типа «приподнятый косинус»				
Стандартное	38,82	–1,99	70,8	122,7
Фазостабильное	4,85	–0,03	566,6	981,4

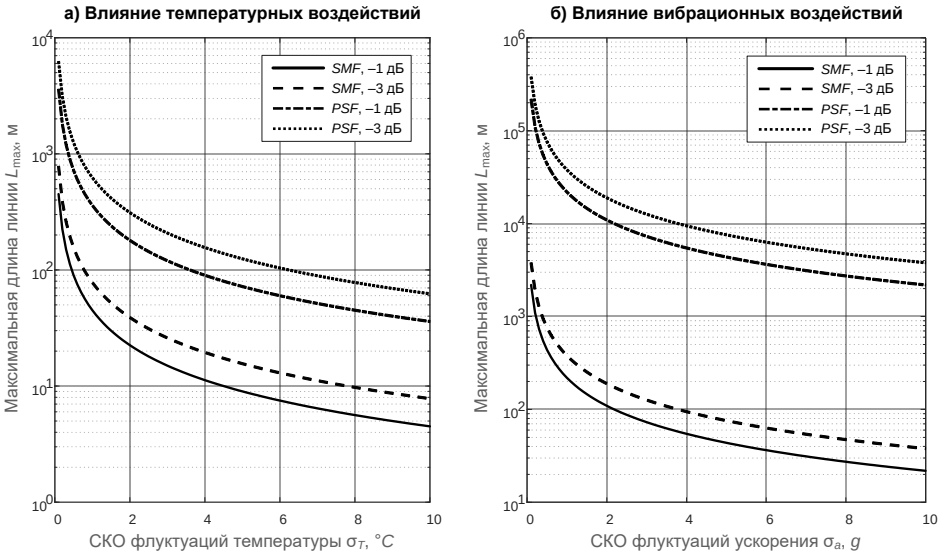


Рис. 5. Зависимости максимальной длины линии L_{max} от СКО σ_T и σ_a.

Fig. 5. Maximum line length L_{max} against standard deviations σ_T and σ_a.

разница в коэффициентах чувствительности оптоволокна. Температурный коэффициент для стандартного волокна составляет 40 фс/(м × °C), в то время как эквивалентный параметр чувствительности к вибрациям β, пересчитанный в ту же размерность, оказывается примерно в 500 раз меньше. Следовательно, при стабилизации внешних условий при равных эксплуатационных затратах приоритет следует отдавать обеспечению термостатирования трассы, а не виброизоляции.

Снижение СКО флуктуаций температуры σ_T всего на 1 °C дает эффект, сопоставимый с уменьшением СКО флуктуаций виброускорений σ_a на десятки g, что технически труднодостижимо. Тем не менее, при значениях $\sigma_T < 1$ °C и одновременно высоких вибрациях ($\sigma_a > 10g$), что может быть характерно для отдельных бортовых реализаций РЛС, преобладающей может стать вибрационная составляющая. Поэтому при проектировании распределительного радиофотонного тракта следует учитывать конкретные профили обоих воздействий, не опираясь на априорное предположение о доминировании температуры.

Анализ сопоставления двух типов волокон для трехсегментного профиля распределения позволяет сформулировать важную практическую рекомендацию. При проектировании распределительного радиофотонного

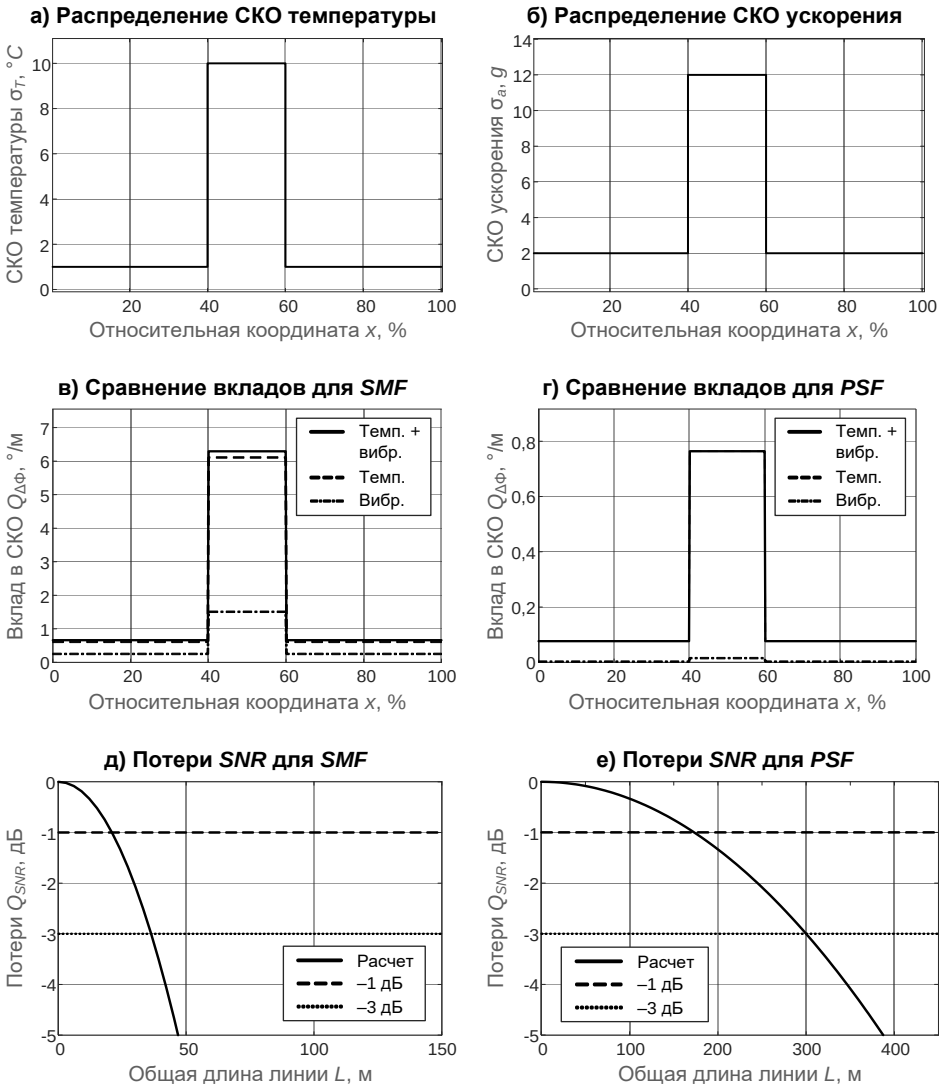


Рис. 6. Результаты численного моделирования для заданного трехсегментного профиля распределения СКО интенсивности возмущений.

Fig. 6. Modeling results for a specified three-segment profile distribution of disturbance intensities standard deviations

тракта целесообразно не ограничиваться выбором одного типа волокна на всей протяженности линии, а применять специализированное фазостабильное волокно только на тех участках, где СКО возмущений превышает

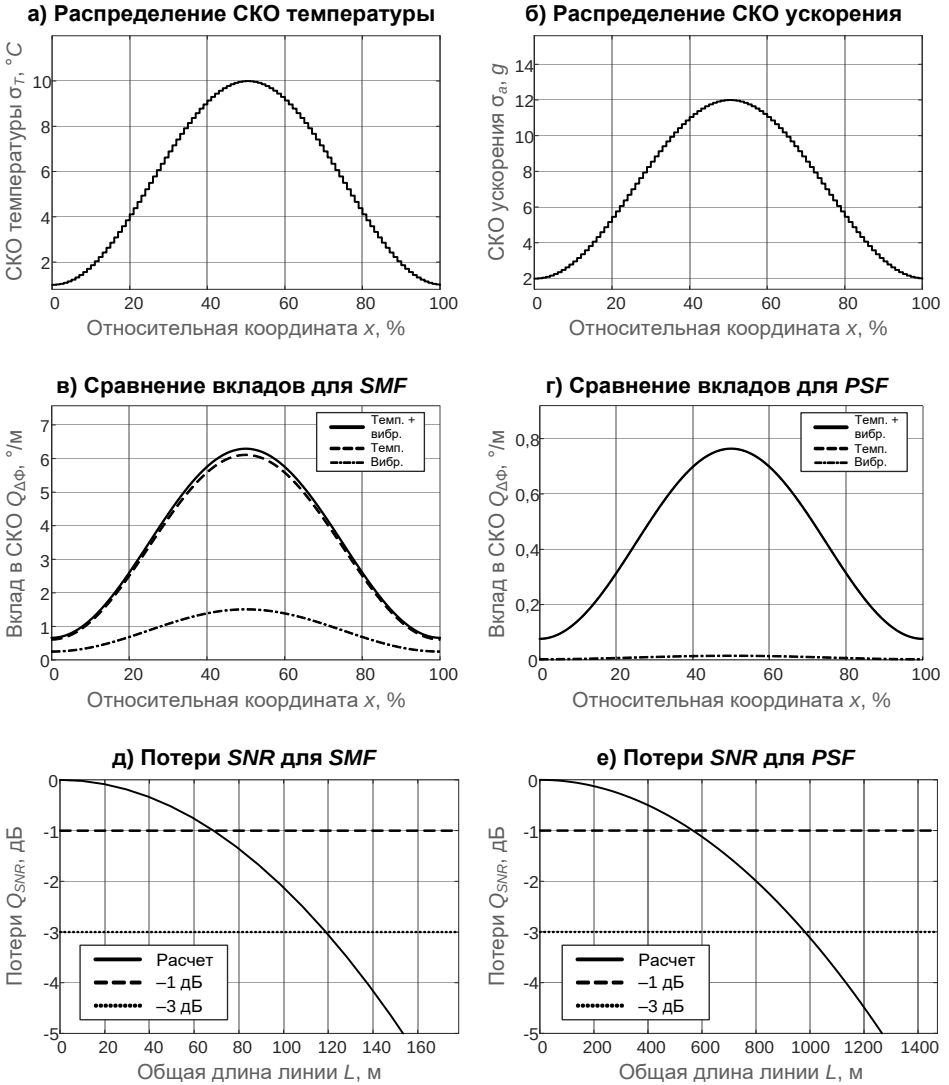


Рис. 7. Результаты численного моделирования для заданного профиля распределения СКО интенсивности возмущений типа «приподнятый косинус».

Fig. 7. Modeling results for a specified “raised cosine” profile distribution of disturbance intensities standard deviations

некоторый критический порог. Так, если выполнить центральный сегмент с помощью фазостабильного волокна, а крайние участки — стандартными, то допустимая общая длина может кратно увеличиться при незначитель-

ном удорожании системы. Это может быть сравнимо с эффектом полной замены волокна во всей линии, но экономически более рентабельно. Такой подход особенно актуален для бортовых РЛС, в которых участки с высокой вибрацией и температур могут иметь локальный характер.

Следует отметить, что принятое в рамках модели допущение о полной корреляции флуктуаций в пределах каждого сегмента является намеренно консервативным. В реальности длина корреляции температурных флуктуаций в среде, например, в грунте или воздухе, может составлять десятки метров, а для вибрационных воздействий — единицы метров (в некотором радиусе источника возмущения). Если при проектировании известна более достоверная оценка пространственной корреляции вдоль сегментов ВОЛС, то согласно выражению (1) происходит уточнение σ_T и σ_a и дробление ΔL_j, в результате чего статистический разброс разности фаз уменьшается. Аналогичный результат может дать учет частичной корреляции флуктуаций между разными волокнами в одном сечении. В связи с этим полученные оценки максимально допустимой длины линии являются гарантированным нижним пределом, а реальная система будет работать не хуже. При проектировании этот фактор может быть учтен как некоторый запас по устойчивости, который позволяет увеличить общую надежность функционирования системы.

Также необходимо отметить области применения заданной модели. При переходе к широкополосным и сверхширокополосным сигналам, характерным для зондирующих радиолокационных сигналов, могут стать значимыми искажения, связанные с физической дисперсией сигналов в оптоволокне. В особенности это может повлиять на фазостабильные ВОЛС со сложной структурой показателя преломления.

Кроме того, в модели не рассматриваются эффекты, связанные с нелинейным взаимодействием и вынужденным рассеянием, как и поляризационная модовая дисперсия. Незначительный вклад могут внести также фазовые шумы гетеродина и шумы в оптоволокне и фотодетектора.

К настоящему времени получили распространение системы, в которых с помощью распределенных волоконно-оптических датчиков с разрешением порядка одного или нескольких метров реализуется контроль и измерение параметров внешней среды (температура и виброускорения) [18]. Дальнейшее направление развития распределительных радиофотонных систем может быть связано с их интеграцией совместно с волоконно-оптическим трактом (например, конструктивное исполнение внутри одного кабеля) централизованного мониторинга температурных и вибрационных отклонений вдоль всех каналов. В таком случае возможной становит-

ся реализация адаптивного управления каналами распределенной РЛС. При обнаружении одного или нескольких участков с аномально высокими σ_T и σ_a система может временно исключить соответствующие каналы из когерентной обработки, что позволяет сохранить общую работоспособность РЛС ценой незначительного снижения размера синтезированной виртуальной апертуры.

Наконец, представляет интерес рассмотрение гибридных систем, в которых помимо методов пассивной стабилизации (фазостабильные ВОЛС) применяются также активные методы [9, 19, 20], например, цифровая коррекция фазовых ошибок. Из результатов этих исследований следует, что без применения дополнительных мер стабилизации даже при сравнительно благоприятных эксплуатационных условиях протяженность распределительного радиофотонного тракта не превышает нескольких десятков метров. Она может быть увеличена примерно на порядок применением фазостабильного оптоволокна (до нескольких сотен метров), а дальнейшее наращивание возможно лишь с применением гибридных методов стабилизации.

Список литературы

1. Манько А. С., Головин В. В., Слезкин Г. В. Радиофотонное диаграммообразование в антенных системах MIMO радиолокации // Радиоэлектроника. Наносистемы. Информационные технологии. 2026. Т. 18, № 2. С. 179—194.
2. Ghelfi P., Laghezza F., Scotti F. et al. A fully photonics-based coherent radar system // Nature. 2014. Vol. 507. P. 341–345.
3. Манько А. С., Головин В. В. Перспективы применения радиофотонной компонентной базы для построения интеллектуальных антенных систем // Современные проблемы радиоэлектроники и телекоммуникаций. 2025. № 8. С. 120.
4. Pan S., Ye X., Zhang Y. Microwave photonic array radars // IEEE Journal of Microwaves. 2021. Vol. 1, No. 1. P. 176–190.
5. Xing Y., Li S., Xue X., Zheng X. High-Frequency Broadband-Distributed Coherent-Aperture Microwave Photonic Imaging Radar // Chinese Journal of Lasers. 2021. Vol. 48, No. 15. Art. 1517003.
6. Malacarne A. et al. Robustness of photonics-based coherent multi-band MIMO radar to fiber-based signal distribution. In :2023 20th European Radar Conference (EuRAD). IEEE, 2023. P. 514–517.
7. Li H., Wang F., Zeng C., Govoni M. A. Signal Detection in Distributed MIMO Radar with Non-Orthogonal Waveforms and Sync Errors // IEEE Trans. Signal Process. 2021. Vol. 69. P. 3678–3693.
8. Moghaddam M. H., Aghdam S. R., Eriksson T. Statistical Analysis of Antenna Array Systems with Perturbations in Phase, Gain and Element Positions. In : Proc. IEEE GlobalSIP. 2019. P. 1–5.
9. Белкин М. Е., Головин В. В., Тыщук Ю. Н. Модель многоволновой волоконно-оптической линии с температурной компенсацией в САПР AWR DE. В сб. : 29-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо’2019). Севастополь, 8—14 сентября 2019 г. 2019. С. 165—166.

10. Taylor J., Cahill J. P., Zhou W., Menyuk C. R. Additive Phase Noise of Fiber-Optic Links Used in Photonic Microwave-Generation Systems // Applied Optics. 2017. Vol. 56, No. 2. P. B18–B24.
11. Xiaofei W., Yang Q., Zhigang Z., Liusheng X. Investigation of Ship Vibration Effects on the Gas Distribution and Output Voltage of a Proton Exchange Membrane Fuel Cell // ACS Omega. 2022. Vol. 7, No. 24. P. 20569–20583.
12. Bradley T. D., Ding M., Feng Z. et al. Optical Fiber Delay Lines in Microwave Photonics: Sensitivity to Temperature and Means to Reduce it // J. Lightwave Technol. 2021. Vol. 39, No. 8. P. 2311–2318.
13. Bousonville M. et al. New phase stable optical fiber. In :Proc. Beam Instrum. Workshop. 2012. P. 101–103.
14. Jia J., Jiang Y., Zhang L., Gao H., Jiang L. Fiber Optic Dual-Ring Michelson Interferometer-Based Detection Scheme for the Measurement of Dynamic Signals // J. Lightwave Technol. 2019. Vol. 37, No. 15. P. 3750–3755.
15. Hati A., Nelson C. W., Howe D. A. Vibration sensitivity of optical components : A survey. In : 2011 Joint Conference of the IEEE International Frequency Control and the European Frequency and Time Forum (FCS) Proceedings. IEEE, 2011. P. 1–4.
16. Mailloux R. J. Phased Array Antenna Handbook. 3rd ed. Norwood, MA : Artech House, 2018. 530 p.
17. Septier F. et al. Monte Carlo methods for channel, phase noise, and frequency offset estimation with unknown noise variances in OFDM systems // IEEE Transactions on Signal Processing. 2008. Vol. 56, No. 8. P. 3613–3626.
18. Podbregar L. et al. Sensitivity of radio frequency phase stabilization system to temperature changes in a fiber optic link. In : 2024 7th International Balkan Conference on Communications and Networking (BalkanCom). IEEE, 2024. P. 143–147.
19. Hu C. et al. Stable radio frequency transmission of single optical source over fiber based on passive phase compensation // IEEE Photonics Journal. 2021. Vol. 13, No. 1. P. 1–7.
20. Slavik R. et al. Ultralow thermal sensitivity of phase and propagation delay in hollow core optical fibres // Scientific reports. 2015. Vol. 5, No. 1. Art. 15447.

Информация об авторе

Манько Александр Сергеевич, аспирант, ассистент кафедры «Радиоэлектроника и телекоммуникации» Севастопольского государственного университета, г. Севастополь, Российская Федерация.

A Study of Coherence Loss Caused by Phase Fluctuations in the Distributed Microwave Photonic Path of a TDM-MIMO Radar

A. S. Manko

Sevastopol State University
33, Universitetskaya st., Sevastopol, 299053, Russian Federation
ASManko@sevsu.ru

Received: April 30, 2026
Peer-reviewed: May 4, 2026
Accepted: May 4, 2026

Abstract: *The problem of maintaining phase coherence in the distributed microwave photonic path of a TDM-MIMO radar under temperature and vibration fluctuations is considered. A mathematical model of differential phase errors is developed, accounting for the spatial inhomogeneity of perturbations and partitioning the fiber-optic line into segments with constant root-mean-square fluctuations of the external environment. Analytical expressions are obtained for the phase difference variance between distributed fiber-optic lines and for the signal-to-noise ratio loss during synthetic aperture formation; 1 dB and 3 dB loss criteria are introduced. The model is verified by Monte Carlo statistical simulation. Numerical simulation is carried out at a carrier frequency of 30 GHz for uniform, three-segment, and cosine distribution profiles. The separate and combined effects of temperature and vibration are investigated for standard and phase-stabilized optical fibers. It is shown that temperature fluctuations are the dominant factor, and the use of phase-stable fiber in the most perturbed sections increases the allowable line length by a factor of 8 to 10. Practical recommendations are proposed regarding the priority of thermostating and the segmented use of fiber types, and possible directions for the development of phase-stabilized microwave photonic systems are outlined.*

Keywords: *microwave photonic path, TDM-MIMO radar, fiber-optic lines, coherence, phase fluctuations, temperature and vibration effects, phase-stable fiber, SNR loss.*

For citation (IEEE): A. S. Manko, “A Study of Coherence Loss Caused by Phase Fluctuations in the Distributed Microwave Photonic Path of a TDM-MIMO Radar,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 9, no. 5, pp. 750–774, 2026, doi: 10.21227/at7f-7167. (In Russ.).

References

[1] A. S. Manko, V. V. Golovin, and G. V. Slezkin, “Radiophotonic beamforming in MIMO radar antenna systems,” *Radioelektronika. Nanosistemy. Informatsionnyye tekhnologii*, vol. 18, no. 2, pp. 179–194, 2026. (In Russ.).

[2] P. Ghelfi, F. Laghezza, F. Scotti, et al., “A fully photonics-based coherent radar system,” *Nature*, vol. 507, pp. 341–345, 2014.

[3] A. S. Manko and V. V. Golovin, “Prospects for the application of radio-photonic components for the construction of intelligent antenna systems,” *Sovremennyye problemy radioelektroniki i telekommunikatsiy*, no. 8, p. 120, 2025. (In Russ.).
[4] S. Pan, X. Ye, and Y. Zhang, “Microwave photonic array radars,” *IEEE Journal of Microwaves*, vol. 1, no. 1, pp. 176–190, 2021.
[5] Y. Xing, S. Li, X. Xue, and X. Zheng, “High-Frequency Broadband-Distributed Coherent-Aperture Microwave Photonic Imaging Radar,” *Chinese Journal of Lasers*, vol. 48, no. 15, Art. 1517003, 2021.
[6] A. Malacarne, et al., “Robustness of photonics-based coherent multi-band MIMO radar to fiber-based signal distribution,” in 2023 20th European Radar Conference (EuRAD), IEEE, pp. 514–517, 2023.
[7] H. Li, F. Wang, C. Zeng, and M. A. Govoni, “Signal Detection in Distributed MIMO Radar with Non-Orthogonal Waveforms and Sync Errors,” *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 69, pp. 3678–3693, 2021.
[8] M. H. Moghaddam, S. R. Aghdam, and T. Eriksson, “Statistical Analysis of Antenna Array Systems with Perturbations in Phase, Gain and Element Positions,” in *Proc. IEEE GlobalSIP*, pp. 1–5, 2019.
[9] M. E. Belkin, V. V. Golovin, and Yu. N. Tyshchuk, “Model of a multi-wavelength fiber-optic line with temperature compensation in AWR DE CAD,” in *29th International Crimean Conference “Microwave and Telecommunication Technology” (CriMiCo’2019)*, Sevastopol, September 8–14, 2019, pp. 165–166, 2019. (In Russ.).
[10] J. Taylor, J. P. Cahill, W. Zhou, and C. R. Menyuk, “Additive Phase Noise of Fiber-Optic Links Used in Photonic Microwave-Generation Systems,” *Applied Optics*, vol. 56, no. 2, pp. B18–B24, 2017.
[11] W. Xiaofei, Q. Yang, Z. Zhigang, and X. Liusheng, “Investigation of Ship Vibration Effects on the Gas Distribution and Output Voltage of a Proton Exchange Membrane Fuel Cell,” *ACS Omega*, vol. 7, no. 24, pp. 20569–20583, 2022.
[12] T. D. Bradley, M. Ding, Z. Feng, et al., “Optical Fiber Delay Lines in Microwave Photonics: Sensitivity to Temperature and Means to Reduce it,” *J. Lightwave Technol.*, vol. 39, no. 8, pp. 2311–2318, 2021.
[13] M. Bousonville, et al., “New phase stable optical fiber,” in *Proc. Beam Instrum. Workshop*, P. 101–103, 2012.
[14] J. Jia, Y. Jiang, L. Zhang, H. Gao, and L. Jiang, “Fiber Optic Dual-Ring Michelson Interferometer-Based Detection Scheme for the Measurement of Dynamic Signals,” *J. Lightwave Technol.*, vol. 37, no. 15, pp. 3750–3755, 2019.
[15] A. Hati, C. W. Nelson, and D. A. Howe, “Vibration sensitivity of optical components: A survey,” in *2011 Joint Conference of the IEEE International Frequency Control and the European Frequency and Time Forum (FCS)*, IEEE, pp. 1–4, 2011.
[16] R. J. Mailloux, *Phased Array Antenna Handbook*, 3rd ed. Norwood, MA, USA: Artech House, 2018.
[17] F. Septier, et al., “Monte Carlo methods for channel, phase noise, and frequency offset estimation with unknown noise variances in OFDM systems,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 56, no. 8, pp. 3613–3626, 2008.
[18] L. Podbregar, et al., “Sensitivity of radio frequency phase stabilization system to temperature changes in a fiber optic link,” in *2024 7th International Balkan Conference on Communications and Networking (BalkanCom)*, IEEE, pp. 143–147, 2024.
[19] C. Hu, et al., “Stable radio frequency transmission of single optical source over fiber based on passive phase compensation,” *IEEE Photonics Journal*, vol. 13, no. 1, pp. 1–7, 2021.

[20] R. Slavik, et al., “Ultralow thermal sensitivity of phase and propagation delay in hollow core optical fibres,” *Scientific reports*, vol. 5, no. 1, art. 15447, 2015.

Information about the author

Alexander S. Manko, postgraduate student, assistant, Department of Radioelectronics and Telecommunications, Sevastopol State University, Sevastopol, Russian Federation.

Infocommunications and Radio Technologies, vol. 9, no. 5, pp. 775–788, 2026.
Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2026. Т. 9, № 5. С. 775—788.
ISSN: 2587-9936
DOI: 10.21227/y3nx-xg36

УДК 621.383/535.215.1

Разработка технологического спектрометрического стенда «*AGATE-F*» — пример создания современного технологического оборудования

[1,3,4] Юсим В. А.,[2] Голубев В. Г., [4] Саркисов С. Э., [1,3] Чекулаев И. С., [1]Лептюк А. О., [4] Кондратьев К. В., [3] Курилов А. Д., [1] Паращук Н. С., [1] Чаусов Д. Н.

[1]*Институт общей физики им. А. М. Прохорова РАН*
ул. Вавилова, д. 38, г. Москва, 119991, Российская Федерация
d.chausov@yandex.ru

[2]*АО «Специализированный НИИ приборостроения»*
ул. Расплетина, д. 5, стр. 1, г. Москва, 123060, Российская Федерация

[3]*Государственный университет просвещения*
ул. Радио, д. 10А, стр. 2, г. Москва, 105005, Российская Федерация

[4]*Национальный исследовательский центр «Курчатовский институт»*
пл. Академика Курчатова, дом 1, г. Москва, 123182, Российская Федерация

Получено: 20 мая 2026 г.
Отрецензировано: 27 мая 2026 г.
Принято к публикации: 27 мая 2026 г.

Аннотация: *Для исследования характеристик сцинтилляторов был разработан технологический спектрометрический стенд «AGATE-F», включающий ФЭУ, быстродействующий предусилитель, аналоговый формирователь сигналов, систему оцифровки с последующей обработкой и интерфейс управляющей программы. Основой чертой разработанного стенда является гибкость и точность измерений. Настройка параметров цифровой обработки на стенде позволяет адаптировать систему под различные типы сцинтилляторов и фотодетекторов и оптимизировать регистрацию быстрых или слабых сигналов. Стенд обладает высоким разрешением (АЦП 12 бит) и частой дискретизации 4,2 МГц, что позволяет регистрировать импульсы малой длительности с широким динамическим диапазоном.*

Ключевые слова: *фотоэлектронный умножитель, контроллер, сцинтиллятор, AGATE-F, предусилитель, протокол передачи данных, ионизирующие излучение.*

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Разработка технологического спектрометрического стенда «AGATE-F» — пример создания современного технологического оборудования / В. А. Юсим и др. // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2026. Т. 9, № 5. С. 775—788.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Разработка технологического спектрометрического стенда «AGATE-F» — пример создания современного технологического оборудования / В. А. Юсим, В. Г. Голубев, С. Э. Саркисов и др. // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2026. — Т. 9, № 5. — С. 775—788.

1. Введение

Развитие науки и техники непрерывно связано с созданием и совершенствованием измерительной техники и методов измерений. Особенно велика роль измерительной техники в области ядерной энергетики. Спектрометрия ионизирующих излучения является актуальным направлением как для фундаментальных научных исследований, так и для решения ряда задач прикладного характера [1—5], т. е. данная область разрабатывает теорию и методы измерения энергетических спектров ионизирующих излучений (ИО). Под энергетическим спектром понимается распределение по энергии ионизирующих частиц или γ-квантов. Приборы регистрации и измерения энергетического спектра ИО называют спектрометрами, которые в свою очередь классифицируются по регистрации видов излучения (α-, β-, γ-, *n*-), по принципу их действия (сцинтилляционные, полупроводниковые и т. п.) и по конструктивным особенностям [6, 7]. Сцинтилляционные детекторы в этих приборах играют ключевую роль, обеспечивая преобразование энергии ИО в видимое свечение, которое затем фиксируется фотоприемником — фотоумножителем или кремниевым фотодиодом (ФЭУ). В свою очередь, ФЭУ преобразует световой сигнал сцинтиллятора в электрический импульс, форма которого повторяет кривую высвечивания [8]. Предусилитель усиливает сигнал, сохраняя его форму, а формирователь позволяет настраивать временные параметры обработки: длительность окна интеграции, порог срабатывания, фильтрацию и интеграцию [8]. Система оцифровки обеспечивает высокоскоростное преобразование импульсов с сохранением их формы, что позволяет строить амплитудные и энергетические спектры. Программное обеспечение осуществляет производить автоматическую обработку данных, усреднение и построение спектров в реальном времени, позволяя оценивать энергетические характеристики сцинтиллятора, линейность амплитудного отклика, а также шумовую составляющую.

Данная работа была посвящена обзору созданного спектрометрического стенда «*AGATE-F*» для сцинтилляционных детекторов на основе монокристаллов фторидов с цифровой обработкой сигнала для получения энергетических спектров α -, β- и γ-излучений.

2. Устройство прибора

Спектрометрический стенд «*AGATE-F*», общий вид которого представлен на рисунке 1, построен по классической схеме, включающей сцинтилляционный детектор, ФЭУ, делитель напряжений, предусилитель, аппаратуру цифровой обработки импульсов, оптический интерфейс, источник низкого и высокого напряжения и светоизолирующий кожух. Сцинтилляционными детекторами для спектрометрического стенда были хорошо известные монокристаллы фторидов [9—13] (например, использовались тяжелые сцинтилляторы SrF_2 активированные ионами Ce^{3+} и Eu^{3+}, являющиеся наиболее подходящими кандидатными материалами для использования в составе гамма-модуля каротажных работ [12]).

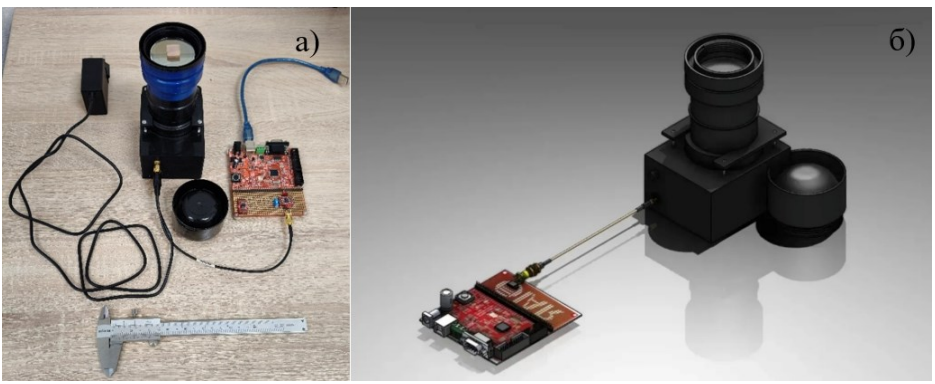


Рис. 1. Разработанная спектрометрический стенд (а), 3d модель разработанного стенда (б).

Fig. 1. Developed spectrometric stand (a), 3d model of the developed stand (б)

Размеры сцинтиллятора подбирались исходя из типов источников ионизирующего излучения; так для источников α-излучения (Am-241 и Pu-239) использовались монокристаллы апертурой 10×10 мм и толщиной 100—500 мкм, для регистрации β-активных радионуклидов (Sr-90) — монокристаллы апертурой 10×10 мм и толщиной 2—6 мм, и γ-квантов — монокристаллы размерами 10×10 мм и толщиной 10—20 мм (Co-60). В качестве ФЭУ использовался вакуумный фотоэлектронный умножитель АЗИМУТ-ФОТОНИКС ФЭУ-4031, характеризующийся высоким энергетическим разрешением и эффективностью. Для работы ФЭУ использовался пассивный

делитель напряжения, при этом использовалась схема с пропорциональным распределением напряжений на последних динодах, шунтированных конденсаторами для улучшения линейности коэффициента усиления ФЭУ. На рисунке 2 представлена упрощенная схема использованного зарядочувствительного предусилителя, отличительной особенностью которого является исключающие влияние емкости детектора на величину сигнала.

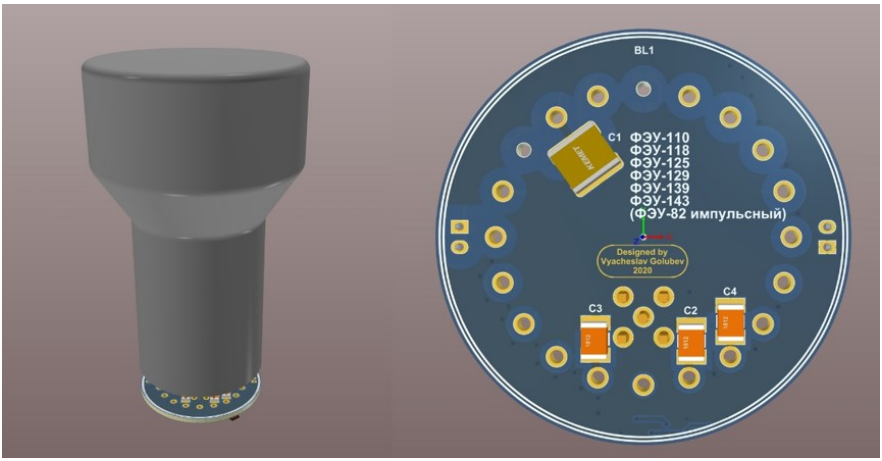


Рис. 2. 3*D* модель использованного предусилителя.

Fig. 2. 3D model of the used preamp

Система оцифровки на данном стенде обеспечивает высокоскоростное преобразование импульсов с сохранением их формы, что позволяет строить амплитудные и энергетические спектры. Для оцифровки и обработки сигналов с предусилителя в ходе исследования использовалась отладочная плата на базе микроконтроллера *STM*32*F*405*RGT*6 от фирмы *ST Microelectronics* с ядром *ARM Cortex-M*4 совместно с разработанным авторами программным обеспечением. Используемая плата характеризуется высокоскоростным считыванием аналоговых сигналов и их преобразование в цифровой формат, что позволяет проводить последующий анализ импульсов, формируемых сцинтилляторами и фотоумножителями. Использование платы *STM*32-*P*405 обеспечивает не только высокую точность измерений и возможность работы с быстрыми импульсами, но и гибкость в настройке алгоритмов обработки сигналов, включая фильтрацию и формирование временных спектров. Такой подход позволил эффективно оценивать параметры сцинтиллятора.

Авторами было создано программное обеспечение (ПО) «*AGATE-RAY*», предназначенное для проведения измерений и прецизионной обра-



Рис. 3. Главное окно программы «*AGATE-RAY*».

Fig. 3. The main window of the AGATE-RAY program

ботки энергетических спектров, характерных для гамма- и альфа-спектрометрии, и непрерывных бета-спектров. Обработка включает процедуру калибровки, нахождение параметров пиков, процедуру идентификации и оценки активности радионуклидов, процедуры расчета активности различными методами. Алгоритмы обработки спектров, входящие в состав программы, учитывают специфику спектрометрического стенда. Разработанное ПО имеет настройки преобразования, отвечающие за фильтрацию наложенных и шумовых импульсов, а встроенный режим осциллографа позволяет оценить правильную работу узлов стенда. На рисунке 3 изображено главное окно программы «*AGATE-RAY*».

3. Рабочие характеристики стенда

Для калибровки стенда использовались монокристаллы фторидов CaF_2, SrF_2, активированные редкоземельными ионами. К основным физико-химическим характеристикам данных сцинтилляторов относятся: плотность, лежащая в диапазоне 3,18—4,2 г/см^3 (в зависимости от выбранного монокристалла), достаточная для регистрации β- и γ-излучения средней энергии; световой выход: ≈18—34 тыс. фотонов/МэВ [15], в зависимости от

качества кристалла и концентрации легирования; длина волны максимума эмиссии: $\lambda_{max} \approx 330$—440 нм, что хорошо согласуется с фотоумножителями и кремниевыми фотодиодами; время высвечивания: $\tau \approx 130$—1000 нс [15], позволяющее использовать сцинтилляторы в системах с умеренной скоростью счета. Высокая оптическая прозрачность кристаллов в видимом диапазоне, низкое поглощение в синей области спектра повышают эффективность регистрации фотонов. Основными преимуществами выбранных сцинтилляторов также является химическая и механическая стабильность, регистрация различных типов излучения (монокристалл $SrF_2(Eu^{2+})$ эффективен для регистрации частиц, конверсионных электронов и γ-квантов средней энергии), хорошее оптическое согласование, эффективная регистрация β-частиц и конверсионных электронов даже при малой толщине кристалла, применение в фосвич-детекторах. В дополнение к предложенным монокристаллам для оценки эффективности стенда и корреляции полученных данных использовался реперный монокристалл NaI(Tl) с известным параметрами [16].

В качестве оптического контакта между сцинтиллятором и фотоприемником использовался глицерин, обладающий хорошими оптическими свойствами для согласования оптических сред. Благодаря этому достигалось эффективное оптическое согласование, минимизировались потери на отражение на границе раздела и повышалось количество фотонов, поступающих от сцинтиллятора к ФЭУ.

Для оценки эффективности регистрации использованы формулы

$$\eta = \frac{CPS_{и}}{CPS_{д}} 100\%, \quad (1)$$

где $CPS_{и}$ — поток частиц, попадающих в сцинтиллятор, $CPS_{д}$ — зарегистрированный поток частиц (суммарная скорость счета импульсов по всему спектру)

$$CPS_{и} = A \cdot K \cdot G, \quad (2)$$

где A — активность источника, K — доля суммарного излучения, приходящегося на один распад, G — геометрический фактор.

Измерения на стенде проводились в два этапа: сначала источник устанавливался непосредственно на сцинтиллятор и проводился набор спектра, затем между источником и входной поверхностью сцинтиллятора был установлен металлический бета-фильтр из меди толщиной 0,5 мм и проведен повторный набор спектра. На рисунке 4 изображены энергетические спектры $SrF_2:Eu^{3+}$, полученные в результате облучения сцинтиллятора источником с радионуклидом Cs-137 активностью ~2000 Бк.

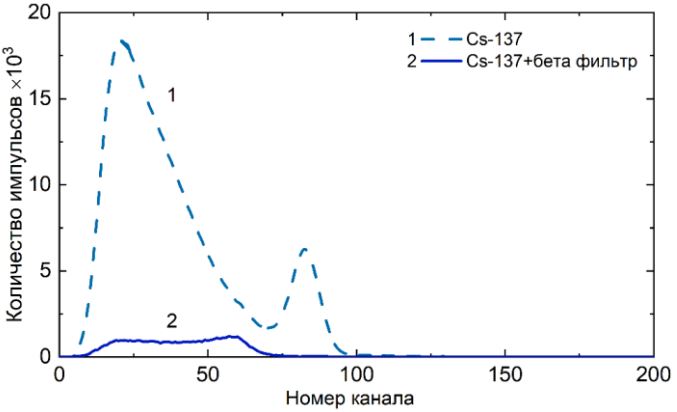


Рис. 4. Энергетические спектры $SrF_2:Eu^{3+}$ в результате облучения источником Cs-137.

Fig. 4. Energy spectra of $SrF_2:Eu^{3+}$ as a result of exposure to a Cs-137 source

На спектре, полученном без использования фильтра, наблюдается непрерывное распределение импульсов, соответствующее энергии бета-частиц, а также выраженный пик конверсионных электронов, возникающий вследствие внутренней конверсии гамма-квантов с энергией 661 кэВ. Этот пик отчетливо выделяется на фоне непрерывного спектра и свидетельствует о взаимодействии электронов с веществом сцинтиллятора. Введение бета-фильтра привело к значительному ослаблению бета-компоненты, также к отсутствию пика полного поглощения гамма-квантов с энергией 661 кэВ. Это объясняется малой толщиной сцинтиллятора (3 мм), которая не обеспечивает достаточной вероятности полного поглощения гамма-излучения.

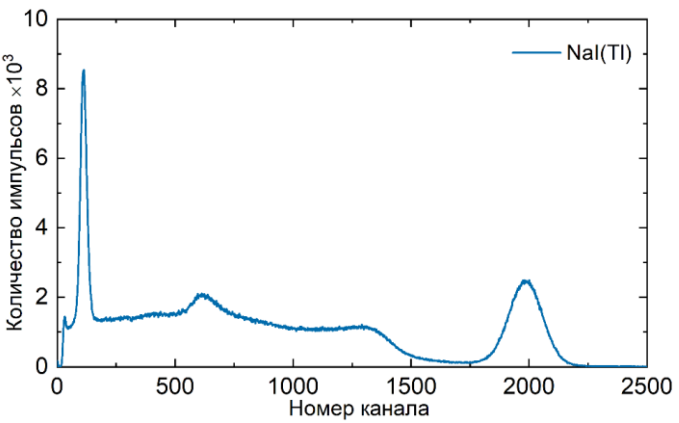


Рис. 5. Энергетические спектры NaI(Tl) в результате облучения источником Cs-137.

Fig. 5. Energy spectra of NaI(Tl) as a result of exposure to a Cs-137 source

На рисунке 5 представлен энергетический спектр высокого разрешения (сцинтиллятор NaI(Tl)), полученный в результате облучения сцинтиллятора источником с радионуклидом Cs-137 на испытуемом стенде. Наблюдается пик полного поглощения, комптоновский край и пик обратного рассеяния для гамма-кванта с энергией 662 кэВ.

При облучении сцинтиллятора источником ОСГИ с радионуклидом Eu-152 ~2000 Бк зарегистрированы спектры, отражающие сложный характер излучения этого многоэнергетического гамма-источника; спектры представлены на рисунке ниже.

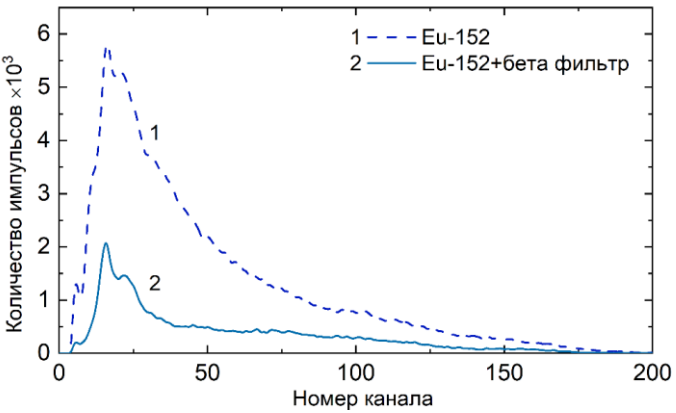


Рис. 6. Энергетические спектры SrF_2 в результате облучения источником Eu-152.

Fig. 6. Energy spectra of SrF_2 as a result of exposure to a Eu-152 source

На спектре, полученном без фильтра, наблюдается широкое непрерывное распределение импульсов, связанное с комптоновским рассеянием гамма-квантов в материале сцинтиллятора, а также ряд слабовыраженных пиков, соответствующих основным линиям излучения. Для данного изотопа характерен сложный гамма-спектр, включающий линии с энергиями 121, 244, 344, 411, 778, 964, 1112 и 1408 кэВ, каждая из которых сопровождается собственным континуумом комптоновского происхождения. В области низких энергий также присутствует вклад конверсионных электронов и характеристического рентгеновского излучения, что делает спектр многоступенчатым и неравномерным по интенсивности.

После установки бета-фильтра низкоэнергетическая часть спектра заметно ослабляется — исчезают пики, соответствующие фотонам с энергией менее 200 кэВ, и сглаживается низкоэнергетический континуум. На спектре остаются в основном сигналы, обусловленные взаимодействием более энергичных гамма-квантов (344—1408 кэВ), однако даже для них пики пол-

ного поглощения выражены слабо из-за малой толщины сцинтиллятора, не обеспечивающей достаточной длины пробега для полного поглощения фотонов. Основной вклад в регистрируемый сигнал в этом случае вносит комптоновское рассеяние, формирующее широкий непрерывный спектр.

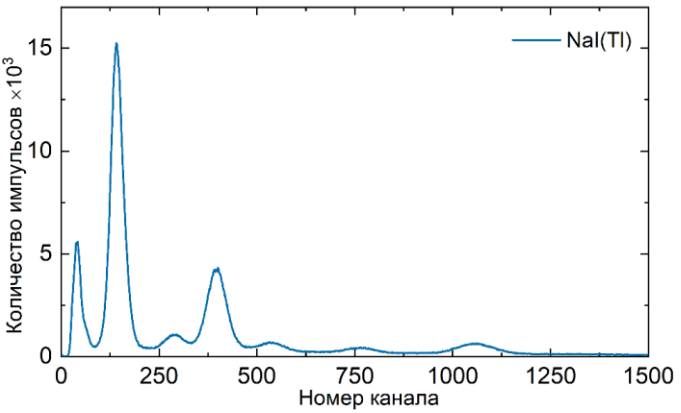


Рис. 7. Энергетические спектры Eu-152 NaI(Tl).

Fig. 7. Energy spectra of Eu-152 NaI(Tl)

Для сравнения на рисунке 7 представлен энергетический спектр высокого разрешения, полученный на сцинтилляторе NaI(Tl) в результате облучения сцинтиллятора источником с радионуклидом Eu-152 на испытуемом стенде. Полученные результаты представлены в табл. 1.

Таблица 1. Энергетическое разрешение спектрометрических монокристаллов используемых на испытуемом стенде.

Table 1. Energy resolution of spectrometric single crystals used on the test bench

Монокристалл	Энергетическое разрешение, %	
	по 37Cs (Eγ = 0,661 МэВ)	по 152Eu (Eγ = 0,344 МэВ)
$SrF_2(Eu^{3+})$	—	—
NaI(Tm)	8,5	12,1

4. Заключение

Разработанный спектрометрический стенд «*AGATE-F*» может быть использован в рамках лабораторий, технопарков, образовательных учреждений для ознакомления учащихся с базовыми принципами радиационной спектрометрии и обладает характеристиками, мало уступающими параметрам серийных спектрометрических стендов. Такие показатели были достигнуты благодаря использованию в спектрометре платы на базе микро-

контроллера *STM*32*F*405*RGT*6 с высокой степенью интеграции, позволяющего объединить входную электронику предварительного формирования сигнала, скоростной АЦП, программируемые цифровые фильтры, цифровой осциллограф, восстановитель постоянной составляющей, быстрый цифровой дискриминатор, цифровой стабилизатор, а также в сочетании с интуитивно-доступным интерфейсом программы обеспечивать повышенную эффективность измерений. Спектрометрический стенд «*AGATE-F*» может служить прототипом промышленных образцов установок для радиационного контроля различных проб, включая пробы почвы, пищевой продукции, строительных, конструкционных и других материалов. Габариты и масса установки таковы, что позволяет ее использовать в мобильном варианте.

Источники финансирования и выражение признательности

Работа проведена в рамках выполнения государственного задания НИЦ «Курчатовский институт» (приказ от 26.01.2026 г. № 157).

Результаты исследований, представленные в разделе 3 (связанные с подготовкой образцов для стенда), получены за счет гранта Российского научного фонда (проект № 26-19-00337).

Список литературы

1. Коржик М. В. Физика сцинтилляторов на основе кислородных монокристаллов. Минск : БГУ, 2003. 263 с.
2. Невалённый В. А., Бойченко А. П. Об использовании осциллографических приставок для спектрометрии ионизирующих излучений // Научный альманах. 2023. № 3-2 (101). С. 62—70.
3. Багдасаров Х. С. Высокотемпературная кристаллизация из расплава. М. : Физматлит, 2004. 160 с.
4. Chausov D. N. Interaction of dyes CD–1 and SD–1 with the surface of oligodimethysiloxane // Journal of Physics : Conf. Series 996 (2018). Art. 012019.
5. Ermakova M. V. et al. Formation of ordered crystalline microstructures of 4-cyano-4-octyloxydiphenyl in borosiloxane gels // Liquid Crystals and their Application. 2019. Vol. 19, no. 4. P. 61–66.
6. Дергачев В. А., Матвеев Г. А., Круглов Е. М. и др. Поляриметрия жесткого рентгеновского излучения прибором пингвин-м, основанным на эффекте комптоновского рассеяния, в космическом эксперименте коронас-фотон / Известия Российской академии наук. Серия физическая. 2009. Т. 73, № 3. С. 437—438.
7. Aksenov V. L., Tyutyunnikov S. I., Kovalchiuk M. V. et.al. Multifunctional synchrotron spectrometer of the national research center “Kurchatov institute” : EXAFS in dispersive mode // Physics of Particles and Nuclei Letters. 2017. Vol. 14, no. 1. P. 123—131.
8. Ермалицкий Ф. А., Ермалицкая К. Ф., Лукьянов В. Н. и др. Временные характеристики одноэлектронных фотоумножителей ФЭУ-175, ФЭУ-186 с джиттером 0.4 нс // Приборы и техника эксперимента. 2023. № 2. С. 129—136.
9. Федоров П. П. Лабильные состояния — основа функциональных материалов // Конденсированные среды и межфазные границы. 2024. Т. 26, № 4. С. 772—781.

10. Орлов В. О., Коньков Р. С. Сравнение физико-химических свойств фторидов и оксидов металлов для применения в технологии микроэлектроники // Наноиндустрия. 2025. Т. 18, № S11-2 (135). С. 621—626.
11. Buchinskaya I. I., Fedorov P. P. Lead difluoride and related systems / Russian Chemical Reviews. 2004. Vol. 73. P. 371–400.
12. Кузнецов С. В., Федоров П. П. Люминесцентные неорганические фториды. В сб. : Фторидные материалы и технологии. Сборник тезисов Всероссийской научно-практической конференции. Москва, 2024. С. 31—32.
13. Саркисов С. Э., Юсим В. А., Чаусов Д. Н. Кристаллический сцинтиллятор с сенсибилизированной схемой преобразования ионизирующего излучения в видимый спектральный диапазон // Фотоника. 2025, Т. 19, № 5 С. 408—420.
14. Radzhabov E., Shendrik R., Egranov A. et al. Optical absorption spectra of X-ray irradiated alkaline earth fluoride crystals doped with divalent rare-earth ions studied by thermal bleaching // Radiation Measurements. 2019. Vol. 125. P. 25–28.
15. Веретенников А. И., Горбачев В. М., Предеин Б. А. Методы исследования импульсных излучений/ М. : Энергоатомиздат, 1985. 152 с.
16. Kisil L. I., Philippovich V., Varchenko N. et al. Voltammetric determination of thallium in the NaI:(Tl) and CsI:(Tl) single crystals with increased dopant content // Methods and objects of chemical analysis. Vol. 9, no. 3. P. 125–129.

Информация об авторах

Юсим Валентин Александрович, канд. техн. наук, в. н. с., НИЦ «Курчатовский институт», в. н. с., лаборатории фотоники и органической электроники Института общей физики им. А. М. Прохорова РАН, с. н. с. Педагогического технопарка «Кванториум» им. И. В. Курчатова Государственного университета просвещения, г. Москва, Российская Федерация.

Голубев Вячеслав Геннадьевич, главный специалист, отдел систем радиационного контроля, АО «СНИИП», г. Москва, Российская Федерация.

Саркисов Степан Эрвандович, канд. физ.-мат. наук, заместитель начальника отдела, НИЦ «Курчатовский институт» г. Москва, Российская Федерация.

Чекулаев Игорь Сергеевич, аспирант, м. н. с., лаборатория фотоники и органической электроники Центра биофотоники, Институт общей физики им. А. М. Прохорова РАН; м. н. с., учебно-научная лабораториея теоретической и прикладной нанотехнологии Государственного университета просвещения, г. Москва, Российская Федерация.

Лептюк Анна Олеговна, метролог отдела метрологии, стандартизации и технического контроля Института общей физики им. А. М. Прохорова РАН, г. Москва, Российская Федерация.

Кондратьев Константин Викторович, канд. техн. наук, ведущий научный сотрудник, НИЦ «Курчатовский институт», г. Москва, Российская Федерация.

Курилов Александр Дмитриевич, к. ф.-м. н., заведующий лабораторией теоретической и прикладной нанотехнологии, Государственный университет просвещения, г. Москва, Российская Федерация.

Паращук Никита Сергеевич, аспирант, м. н. с., лаборатория фотоники и органической электроники Центра биофотоники, Институт общей физики им. А. М. Прохорова РАН, г. Москва, Российская Федерация.

Чаусов Денис Николаевич, д. ф.-м. н., доцент, заведующий лабораторией фотоники и органической электроники Центра биофотоники, Институт общей физики им. А. М. Прохорова РАН, г. Москва, Российская Федерация.

AGATE-F Spectrometric Test Bench Development: a Case Study in State-of-the-Art Industrial Instrumentation

V. A. Yusim[1,3,4], V. G. Golubev[2], S. E. Sarkisov[4], I. S. Chekulaev[1,3], A. O. Leptyuk[1], K. V. Kondratiev[4], A. D. Kurilov[3], N. S. Parashchuk[1], and D. N. Chausov[1]

[1]*A. M. Prokhorov General Physics Institute of the Russian Academy of Sciences*
38, Vavilov St., Moscow, 119991, Russian Federation

d.chausov@yandex.ru

[2]*JSC Specialized Research Institute of Instrument Making*
5, Raspletina St., Bldg. 1, Moscow, 123060, Russian Federation

[3]*State University of Education*
10A, Radio St., Bldg. 2, Moscow, 105005, Russian Federation

[4]*National Research Center "Kurchatov Institute"*
1, Academician Kurchatov Square, Moscow, 123182, Russian Federation

Received: May 20, 2026
Peer-reviewed: May 27, 2026
Accepted: May 27, 2026

Abstract: *To investigate scintillator characteristics, the AGATE-F industrial spectrometric test stand was developed. The system integrates a photomultiplier tube (PMT), a fast preamplifier, an analog pulse shaper, a digitization module with subsequent signal processing capabilities, and a control software interface. The key distinguishing feature of the AGATE-F platform is its measurement flexibility and high precision. Configurable digital signal processing parameters enable system adaptation to various scintillator and photodetector types, facilitating optimized registration of both fast-rise-time and low-amplitude signals. The test stand features a 12-bit ADC resolution and a 4.2 MHz sampling rate, ensuring reliable capture of short-duration pulses across a wide dynamic range.*

Keywords: *photomultiplier tube, controller, scintillator, AGATE-F, preamplifier, data transfer protocol / data communication protocol, ionizing radiation*.

For citation (IEEE): V. A. Yusim, et al., "AGATE-F Spectrometric Test Bench Development: a Case Study in State-of-the-Art Industrial Instrumentation," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 9, no. 5, pp. 775–788, 2026, doi: 10.21227/y3nx-xg36. (In Russ.).

Acknowledgments

This work was carried out within the framework of the State Assignment of the National Research Center "Kurchatov Institute" (Order No. 157 dated January 26, 2026).

The results of section 3 were obtained within the RSF grant (project No. 26-19-00337).

References

[1] M. V. Korzhik, *Physics of Scintillators Based on Oxygen-Containing Single Crystals*, Minsk, 2003. (In Russ.).
[2] V. A. Nevalyonny and A. P. Boychenko, "On the Use of Oscilloscope Attachments for Spectrometry of Ionizing Radiation," *Scientific Almanac*, no. 3-2 (101), pp. 62–70, 2023. (In Russ.).
[3] Kh. S. Bagdasarov, *High-Temperature Crystallization from the Melt*, Moscow: Fizmatlit, 2004. (In Russ.).
[4] D. N. Chausov, "Interaction of Dyes CD–1 and SD–1 with the Surface of Oligodimethylsiloxane," *Journal of Physics: Conference Series*, vol. 996, art. 012019, 2018.
[5] M. V. Ermakova, et al., "Formation of Ordered Crystalline Microstructures of 4-Cyano-4-octyloxydiphenyl in Borosiloxane Gels," *Liquid Crystals and Their Applications*, vol. 19, no. 4, pp. 61–66, 2019.
[6] V. A. Dergachev, et al., "Polarimetry of Hard X-ray Radiation with the PENGUIN-M Instrument Based on Compton Scattering in the KORONAS-FOTON Space Experiment," *Bulletin of the Russian Academy of Sciences: Physics*, vol. 73, no. 3, pp. 437–438, 2009. (In Russ.).
[7] V. L. Aksenov, et al., "Multifunctional Synchrotron Spectrometer of the National Research Center "Kurchatov Institute": EXAFS in Dispersive Mode," *Physics of Particles and Nuclei Letters*, vol. 14, no. 1, pp. 123–131, 2017.
[8] F. A. Ermalitsky, et al., "Temporal Characteristics of Single-Photon Photomultiplier Tubes FEU-175 and FEU-186 with 0.4 ns Jitter," *Instruments and Experimental Techniques*, no. 2, pp. 129–136, 2023. (In Russ.).
[9] P. P. Fedorov, "Labile States as the Basis of Functional Materials," *Condensed Matter and Interphases*, vol. 26, no. 4, pp. 772–781, 2024. (In Russ.).
[10] V. O. Orlov and R. S. Konkov, "Comparison of Physicochemical Properties of Metal Fluorides and Oxides for Applications in Microelectronics Technology," *Nanoindustry*, vol. 18, no. S11-2 (135), pp. 621–626, 2025. (In Russ.).
[11] I. I. Buchinskaya and P.P. Fedorov, "Lead Difluoride and Related Systems," *Russian Chemical Reviews*, vol. 73, pp. 371–400, 2004.
[12] S. V. Kuznetsov and P. P. Fedorov, "Luminescent Inorganic Fluorides," in: *Fluoride Materials and Technologies: Proceedings of the All-Russian Scientific and Practical Conference*, Moscow, pp. 31–32, 2024. (In Russ.).
[13] S. E. Sarkisov, V. A. Yusim, and D. N. Chausov, "Crystalline Scintillator with a Sensitized Scheme for Converting Ionizing Radiation into the Visible Spectral Range," *Photonics*, vol. 19, no. 5, pp. 408–420, 2025. (In Russ.).
[14] E. Radzhabov, et al., "Optical Absorption Spectra of X-ray Irradiated Alkaline Earth Fluoride Crystals Doped with Divalent Rare-Earth Ions Studied by Thermal Bleaching," *Radiation Measurements*, vol. 125, pp. 25–28, 2019.
[15] A. I. Veretennikov, V. M. Gorbachev, and B. A. Predein, *Methods for Studying Pulsed Radiation*, Moscow: Energoatomizdat, 1985. (In Russ.).
[16] L. I. Kisil, et al., Voltammetric Determination of Thallium in NaI:(Tl) and CsI:(Tl) Single Crystals with Increased Dopant Content, *Methods and Objects of Chemical Analysis*, vol. 9, no. 3. pp. 125–129, 2014.

Information about the authors

Valentin A. Yusim, Ph.D., leading researcher, National Research Center "Kurchatov Institute", leading researcher, Photonics and Organic Electronics Laboratory, Federal State Budgetary Scientific Institution Federal Research Center "A. M. Prokhorov General Physics Institute of the Russian Academy of Sciences", Senior researcher, Pedagogical Technopark "Quantorium" named after I. V. Kurchatov, State University of Education, Moscow, Russian Federation.

Vyacheslav G. Golubev, Chief Specialist, Department of Radiation Monitoring Systems, Specialized Scientific Research Institute of Instrument Engineering (JSC "SNIIP"), Moscow, Russian Federation.

Stepan E. Sarkisov, Ph.D. in Physics and Mathematics, Deputy Head of Department, National Research Center "Kurchatov Institute", Moscow, Russian Federation.

Igor S. Chekulaev, postgraduate student and junior researcher at the Laboratory of Photonics and Organic Electronics, Biophotonics Center, Prokhorov General Physics Institute of the Russian Academy of Sciences; junior researcher at the Educational and Scientific Laboratory of Theoretical and Applied Nanotechnology, State University of Education, Moscow, Russian Federation.

Anna O. Leptyuk, Metrologist, Department of Metrology, Standardization and Technical Control, A. M. Prokhorov Institute of General Physics, Russian Academy of Sciences, Moscow, Russian Federation.

Kondratiev K., Leading Researcher, National Research Center "Kurchatov Institute", Moscow, Russian Federation.

Aleksandr D. Kurilov, Ph.D. in Physics and Mathematics, head of the laboratory, educational and scientific laboratory of theoretical and applied nanotechnology, State University of Education, Moscow, Russian Federation.

Nikita S. Parashchuk, postgraduate student and junior researcher at the Laboratory of Photonics and Organic Electronics, Biophotonics Center, Prokhorov General Physics Institute of the Russian Academy of Sciences, Moscow, Russian Federation.

Denis N. Chausov, D.Sc. (Physics and Mathematics), Head of the Laboratory of Photonics and Organic Electronics, Biophotonics Center, A. M. Prokhorov General Physics Institute of the Russian Academy of Sciences, Moscow, Russian Federation.

Infocommunications and Radio Technologies, vol. 9, no. 5, pp. 789–800, 2026.
Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2026. Т. 9, № 5. С. 789—800.
ISSN: 2587-9936
DOI: 10.21227/m9st-9404

УДК 621.373

Выбор возбуждающего импульса для зеркальной СШП антенны

Андреев Ю. А., Колоскова М. Е.

Институт сильноточной электроники Сибирского отделения РАН
просп. Академический, 2/3, г. Томск, 634055, Российская Федерация

yua.andreev@hcei.ru

Получено: 20 апреля 2026 г.
Отрецензировано: 27 апреля 2026 г.
Принято к публикации: 27 апреля 2026 г.

Аннотация: *В работе представлены результаты численного эксперимента по определению эффективности излучения СШП-импульсов зеркальной антенной с комбинированной антенной в качестве облучателя. При возбуждении облучателя использовались биполярный, монополярный и неравновесный импульсы напряжения. Исследованы диаграммы направленности (ДН) и временные зависимости излученных СШП-импульсов одиночной комбинированной антенны для трех выбранных импульсов напряжения. Облучатель находился на оси круглого параболического рефлектора. Оптимальное положение облучателя выбиралось исходя из наибольшего значения пиковой напряженности электрического поля E_n в дальней зоне на оси зеркальной антенны. Показано, что наибольший эффективный потенциал rE_n СШП-источника достигается при использовании монополярного и неравновесного импульсов напряжения, при этом значения rE_n на 2 % и 4 % соответственно превышают значение для биполярного импульса.*

Ключевые слова: *комбинированная СШП-антенна, параболический рефлектор, зеркальная антенна, центр излучения СШП-антенны, эффективный потенциал излучения СШП-антенны.*

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Андреев Ю. А., Колоскова М. Е. Выбор возбуждающего импульса для зеркальной СШП антенны // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2026. Т. 9, № 5. С. 789—800.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Андреев, Ю. А. Выбор возбуждающего импульса для зеркальной СШП антенны / Ю. А. Андреев, М. Е. Колоскова // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2026. — Т. 9, № 5. — С. 789—800.

1. Введение

Источники сверхширокополосного (СШП) излучения применяют для изучения воздействия электромагнитного излучения на биологические объекты, тестирования радиоэлектронной аппаратуры на электромагнитную совместимость и при радиолокационном распознавании объектов. Важнейшей частью источника СШП-излучения является генератор импульсов напряжения, от которого возбуждающие импульсы поступают на вход излучателя. При этом между высоковольтным генератором и антенной-излучателем располагается оборудование для трансформации входного длинного импульса напряжения в выходной короткий импульс с крутыми фронтами. Для этой цели применяется схема компрессии входного импульса [1], либо формирователь импульсов, укорачивающий исходный импульс коммутацией газовых разрядников [2]. Импульсы напряжения обычно имеют длительность от долей наносекунды до нескольких наносекунд, а их форма напряжения может существенно отличаться в зависимости от используемого источника. Это может быть ударное возбуждение в виде затухающей синусоиды [3], двойная экспонента с крутым передним фронтом и медленным спадом [4] или монополярный импульс [5]. Дискуссии на тему выбора монополярного или биполярного импульсов для возбуждения СШП антенн велись в ряде работ [4—6]. Авторы отмечают ряд преимуществ применения биполярных импульсов по сравнению с монополярными. В ИСЭ СО РАН на протяжении 30 лет исследуют источники СШП-излучения, основанные на возбуждении антенн и антенных решеток из комбинированных антенн биполярными импульсами наносекундной длительности, которые имеют ряд преимуществ. Во-первых, это отсутствие постоянной составляющей в спектре импульса, что позволяет более эффективно преобразовывать энергию импульса напряжения в энергию излученного импульса. Во-вторых, это снижение риска электрического пробоя из-за отсутствия отраженной волны от передающей антенны и уменьшения времени воздействия полного напряжения. В работе [7] авторы утверждают, что главным преимуществом при использовании биполярного импульса является возможность применения более компактных СШП-антенн.

В то же время многие источники СШП-излучения конструируются с применением зеркальных антенн, в фокусе которых расположен облучатель. Облучателями в таких источниках могут быть *TEM*-рупоры, толстые симметричные диполи, комбинированные антенны и другие СШП-излучатели. Возбуждать облучатели можно импульсами напряжения различной формы, например, двойная экспонента [4] или биполярный импульс [8]. С недавнего времени в зеркальных антеннах в качестве облуча-

теля стали использовать комбинированные СШП-антенны [9]. В этих источниках СШП-излучения комбинированные антенны также возбуждаются биполярными импульсами напряжения. Однако, это скорее дань традиции, чем строгий расчет. В настоящее время отсутствуют расчеты эффективности преобразования биполярных и монополярных импульсов напряжения в импульсы СШП-излучения при использовании комбинированной антенны в качестве облучателя зеркальной антенны.

Целью данной работы является сравнительный анализ источников СШП-излучения в виде зеркальной антенны при возбуждении облучателя импульсами различной формы. В исследовании использовались биполярный, монополярный и биполярный, но неравновесный импульсы напряжения. Для этих трех случаев сравнивались эффективные потенциалы источника СШП-излучения $rE_{\text{п}}$ (где $E_{\text{п}}$ — пиковая напряженность электрического поля на расстоянии r от антенны до точки измерения в дальней зоне антенны). Данная характеристика позволяет сравнивать СШП-источники по эффективности преобразования импульса напряжения генератора в пиковую напряженность электрического поля.

2. Характеристики комбинированной антенны

Ранее показано, что антенна, являющаяся комбинацией электрического и магнитного излучателей (комбинированная антенна) может быть применима как одиночный излучатель, так и элемент в антенных решетках СШП-источников [10]. Такая комбинация обеспечивает сдвиг полосы согласования в область низких частот; таким образом, комбинированная СШП-антенна является электрически малой.

В данной работе в качестве облучателя будет использоваться антенна, предложенная в [11]. Модель комбинированной антенны в программе *CST Studio Suite* показана на рис. 1. Антенна состоит из излучателя электрического типа, в качестве которого используется *TEM*-рупор (*1*), активного магнитного диполя (*2*), образованного витком тока по проводящему контуру, и двух пассивных магнитных диполей (*3*).

Длина комбинированной антенны L = 55 мм, поперечные размеры составляют 60×65 мм^2. Антенна оптимизирована для возбуждения биполярными импульсами длительностью 0,5 нс. Выбор данной антенны обусловлен ее малыми электрическими размерами, высокой электрической прочностью и широкой полосой согласования [12].

Антенна подключается к генератору биполярных импульсов через жесткий коаксиальный фидер длиной l = 10,5 см и волновым сопротивлением 50 Ом. Для измерения коэффициента стоячей волны по напряжению

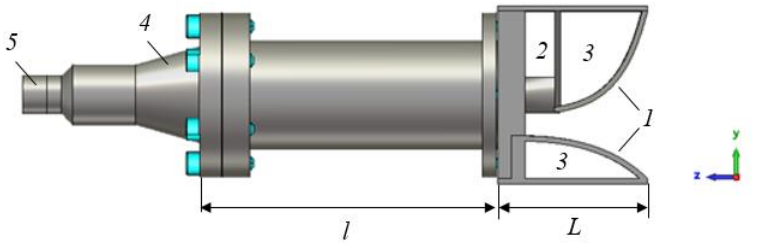


Рис. 1. Модель комбинированной антенны: *1* — *TEM*-рупор, *2* — активный магнитный диполь, *3* — пассивные магнитные диполи, *4* — конический переход, *5* — радиочастотный разъем типа *N*.

Fig. 1. The combined antenna model: *1* – TEM-horn, *2* – active magnetic dipole, *3* – passive magnetic dipoles, *4* – conical transition, *5* – *N* connector

(КСВН) антенны к фидеру стыковался конический переход (4) со стандартным радиочастотным разъемом типа *N* (5). Рассчитанная полоса согласования комбинированной антенны по уровню КСВН ≤ 2 занимает диапазон частот 1—6,6 ГГц (рис. 2). Измерения КСВН выполнялись на векторном анализаторе цепей *Agilent PNA N*5227*A*, результаты измерений также представлены на рис. 2. Расчет и эксперимент качественно совпадают в области нижних и средних частот (1—4,5 ГГц), неполное количественное совпадение может быть связано с различиями в геометрии плавного конического перехода численной модели и реальной антенны. В области 4,5—9 ГГц имеет место не только качественное, но и количественное совпадение КСВН.

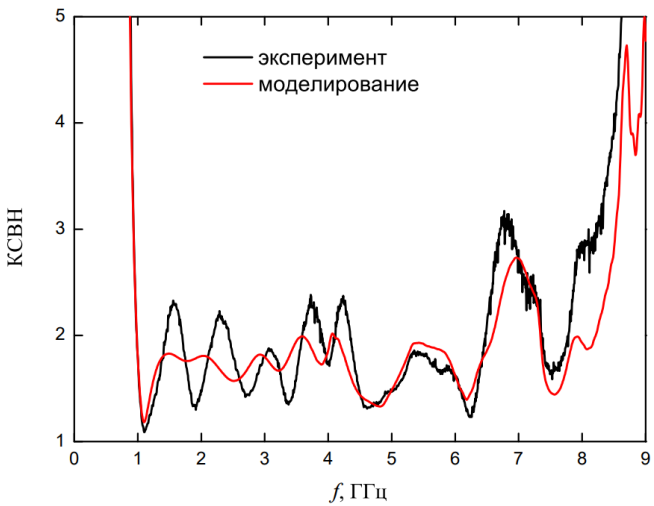


Рис. 2. Зависимость КСВН от частоты для комбинированной антенны.

Fig. 2. VSWR versus frequency for the combined antenna

3. Конструкция зеркальной антенны

Внешний вид численной модели зеркальной антенны и облучателя показан на рис. 3. В работе использовано круглое параболическое зеркало (образованное вращением параболы вокруг оси *z*) диаметром D = 1200 мм и глубиной 200 мм. Фокусное расстояние F составляет 462 мм. В качестве антенны-облучателя использована комбинированная антенна, оптимизированная для возбуждения биполярным импульсом напряжения длительностью 0,5 нс. Облучатель был расположен таким образом, что его усредненный центр излучения локализован в точке фокуса рефлектора [13]. Посредством моделирования в *CST Studio* было определено это положение: задняя стенка облучателя смещена на 20 мм относительно точки фокуса по оси *z* в положительном направлении, по оси *y* антенна смещена на 8 мм в положительном направлении. Ось комбинированной антенны направлена перпендикулярно апертуре зеркала и зафиксирована. Основная поляризация антенны вертикальная — вдоль оси *y*.



Рис. 3. Модель круглой параболической зеркальной антенны в программе *CST Studio*.

Fig. 3. Model of a circular parabolic reflector antenna in CST Studio

При проведении моделирования одиночной комбинированной СШП-антенны в дальней зоне были расположены датчики поля в вертикальной и горизонтальной плоскостях (*E*- и *H*-плоскости соответственно) на сфере радиусом 10 м. Диаграммы направленности (ДН) комбинированной антенны по пиковой напряженности электрического поля $E_{п0}$ (где $E_{п0}$ — пиковая напряженность поля одиночной комбинированной антенны) приведены на рисунке 4. ДН нормированы на максимальные значения $E_{п0}$ для *E*- и *H*-плоскостей, соответствующих случаю возбуждения комбинированной СШП-антенны биполярным импульсом напряжения.

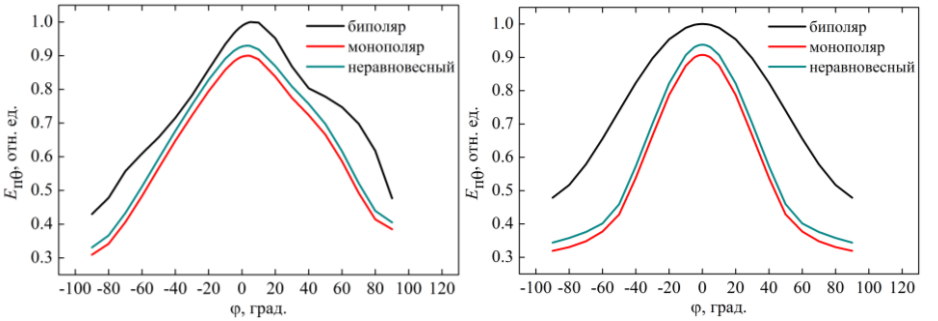


Рис. 4. Диаграммы направленности по пиковой напряженности электрического поля $E_{п0}$ для одиночной комбинированной СШП-антенны в *E*-плоскости (а) и *H*-плоскости (б).

Fig. 4. Peak electric field radiation patterns of the stand-alone combined UWB-antenna in the *E*-plane (a) and *H*-plane (б)

Угол раскрыва рефлектора составляет 107°, ширина ДН облучателя по уровню половинной мощности для биполярного, монополярного и неравновесного импульсов составляет: в *E*-плоскости 88°, 95° и 97°, в *H*-плоскости 62°, 55° и 55° соответственно. Главный лепесток ДН полностью попадает на поверхность зеркала.

4. Результаты моделирования

В численном моделировании в качестве входных импульсов напряжения были выбраны три формы импульса: биполярный, монополярный и неравновесный (рис. 5, столбец 1) с одинаковой пиковой амплитудой напряжения U_{max}.

Длительность биполярного импульса напряжения (рис. 5, строка 1, столбец 1) составляет $\tau = 0{,}5$ нс по уровню $0{,}1U_{max}$. Временная форма соответствует импульсу низковольтного генератора производства НПП «Трим», который используется в экспериментах и подается на вход облучателя [12].

Монополярный импульс (рис. 5, строка 2, столбец 1) сформирован путем отсечения отрицательной части биполярного импульса и сглаживанием заднего фронта, его длительность 0,25 нс по уровню $0{,}1U_{max}$.

Как видно (рис. 5, строка 1, столбец 1), в низковольтном биполярном импульсе амплитуды положительного и отрицательного временного лепестка напряжения не равны. Еще труднее получить высоковольтный равновесный биполярный импульс напряжения. Поэтому, представляло интерес провести исследование по возбуждению комбинированной антенны существенно неравновесным импульсом. Неравновесный импульс (рис. 5, строка 3, столбец 1) является биполярным, но с уменьшенной отрицатель-

ной полуволной. Амплитуда отрицательной полуволны равна $0{,}22U_{\max}$, ее длительность 1,15 нс по уровню $0{,}1U_{\max}$.

Импульсы, излученные одиночной комбинированной антенной, представлены во втором столбце на рис. 5, излученные зеркальной антенной — в третьем столбце.

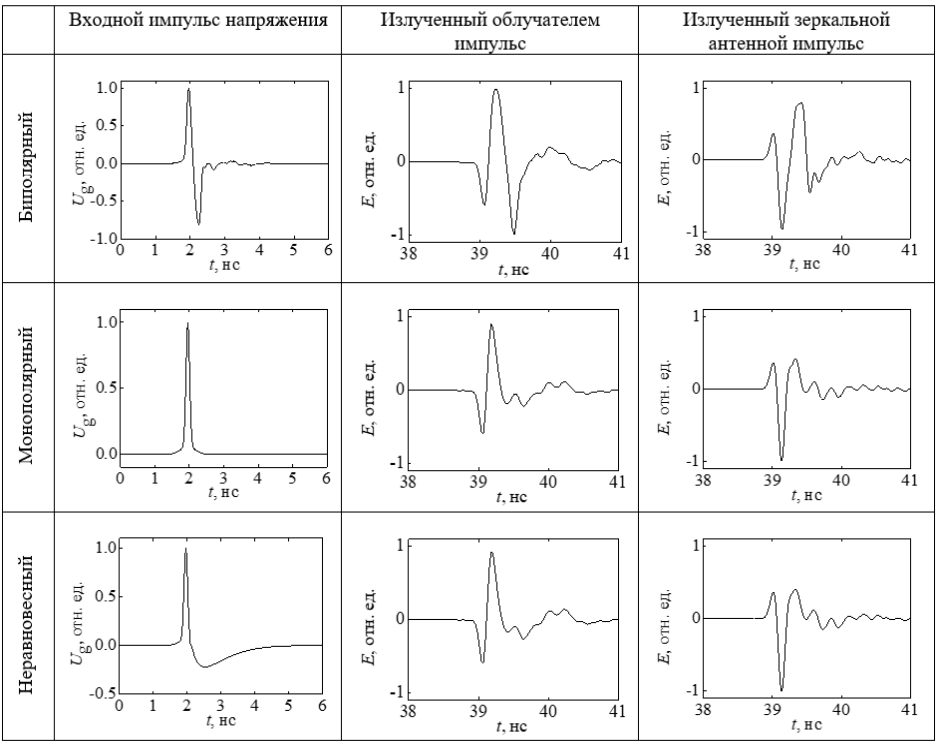


Рис. 5. Формы входных импульсов напряжения, излученных облучателем и излученных зеркальной антенной.

Fig. 5. Waveforms of the input voltage pulses, pulses radiated by the feed, and pulses radiated by the reflector antenna

Как видно из приведенных данных, выбор биполярного импульса напряжения вполне оправдан для возбуждения одиночной комбинированной антенны. В этом случае мы имеем максимальное значение $E_{\text{п}0}$ в излученном импульсе, а соответствующие значения для монополярного и неравновесного импульсов равны $0{,}90E_{\text{п}0}$ и $0{,}93E_{\text{п}0}$, соответственно.

Однако, для зеркальной антенны ситуация меняется. Максимальная величина $E_{\text{п}1}$ (где $E_{\text{п}1}$ — пиковая напряженность поля зеркальной антенны) в излученном импульсе соответствует возбуждению облучателя неравно-

весным импульсом, а для монополярного и биполярного импульса она равна $0{,}98E_{п1}$ и $0{,}96E_{п1}$, соответственно.

На рис. 5 амплитуды импульсов нормированы: для входных напряжений (столбец 1) — по максимальному значению U_{max} среди трех временных форм; для импульсов, излученных одиночной комбинированной антенной (столбец 2) — по пиковому значению $E_{п0}$, достигнутому при биполярном возбуждении; для импульсов, излученных зеркальной антенной (столбец 3) — по максимальной пиковой напряженности поля $E_{п1}$, достигнутой при возбуждении облучателя неравновесным импульсом напряжения.

Диаграммы направленности зеркальной антенны по пиковой напряженности поля $E_{п1}$ для трех различных форм импульса напряжения представлены на рис. 6. Ширина ДН излучения на уровне половинной мощности равна 5° — не меняется в зависимости от выбранного импульса напряжения. Это может быть связано с тем, что центральная частота спектра излученных импульсов для всех случаев примерно одинакова.

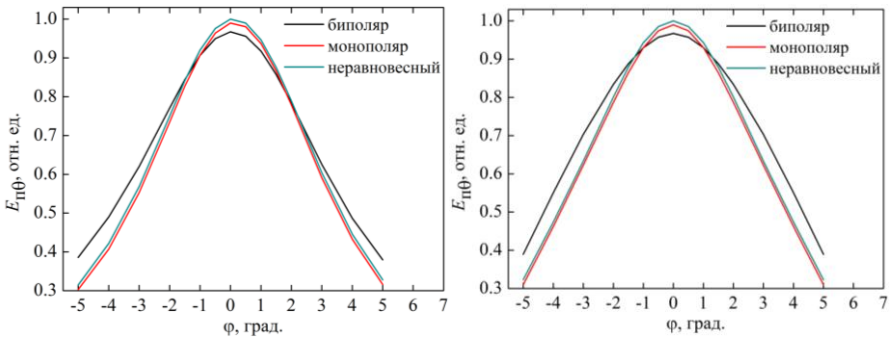


Рис. 6. Диаграммы направленности зеркальной антенны по пиковой напряженности электрического поля в *E*-плоскости (а) и *H*-плоскости (б).

Fig. 6. Peak electric field radiation patterns of the reflector antenna in the *E*-plane (a) and *H*-plane (б)

5. Заключение

Проведено численное моделирование зеркальной антенны, состоящей из круглого параболического рефлектора и облучателя в виде комбинированной СШП-антенны. На облучатель подавались импульсы напряжения с тремя видами временной формы (биполярный, монополярный и неравновесный), но с одинаковой пиковой амплитудой напряжения. Диаграммы направленности зеркальной антенны по пиковой напряженности поля во всех трех случаях практически идентичны, ширина главного лепестка составляет около 5°.

Установлено, что временная форма излученного зеркальной антенной импульса существенно зависит от типа возбуждения: монополярный и неравновесный импульсы формируют выраженный пик излучения, в то время как биполярный дает два разнополярных максимума примерно равной амплитуды.

Если для одиночной комбинированной антенны наибольшая пиковая напряженность поля достигается при биполярном возбуждении (эффективный потенциал $rE_{п0}$ больше на 10 %, чем при возбуждении монополярным и на 7 % больше, чем неравновесным импульсами), то для зеркальной антенны возбуждение облучателя биполярным импульсом менее эффективно. При возбуждении облучателя монополярным импульсом максимальная напряженность поля зеркальной антенны $E_{п1}$ на 2 % выше, чем при возбуждении биполярным импульсом, а при возбуждении неравновесным импульсом — на 4 %.

Полученные результаты демонстрируют, что применение монополярного импульса обеспечивает более высокую пиковую напряженность поля в дальней зоне и может упростить конструкцию генератора импульсов напряжения за счет отсутствия необходимости формирования отрицательной полуволны импульса.

Благодарности

Работа выполнена в рамках государственного задания ИСЭ СО РАН (тема № FWRM-2026-0011).

Авторы выражают благодарность ТомЦК СО РАН за предоставленный векторный анализатор цепей *Agilent PNA N*5227*A.* Авторы также выражают благодарность к. ф.-м. н. Е. В. Балзовскому за внимание к работе и полезные замечания, а также Э. С. Некрасову за предоставленную модель комбинированной СШП-антенны.

Список литературы

1. Ulmaskulov M. R., Mesyats G. A., Sadykova A. G. Energy compression of nanosecond high-voltage pulses based on two-stage hybrid scheme // Rev. Sci. Instrum. 2017. Vol. 88. Art. P045106 (6).
2. Ефремов А. М., Алексеенко В. М. Формирование биполярных наносекудных импульсов различной длительности в схеме с одним разрядником. В сб. : Proceedings of 8th International Congress on Energy Fluxes and Radiation Effects. Томск, 2022. С. 409—415.
3. Prather W. D., Baum C. E., Torres R. J. [et al.]. Survey of worldwide high-power wideband capabilities // IEEE Trans. Electromagn. Compat. 2004, Vol. 46, no. 3. P. 335–344.
4. Baum C. E., Baker W. L., Prather W. D. [et al.]. JOLT: A Highly Directive, Very Intensive, Impulse-Like Radiator // Sensor and Simulation Notes. 2003. Note 480. P. 1–36.
5. Shpak V. G., Yalandin M. I., Shunailov S. A., Ulmaskulov M. R. Generation of powerful, superbroad-band, subnanosecond electromagnetic pulses // Russ. Phys. J. 1996. Vol. 39, no. 12. P. 1257–1263.

6. Wang M., Novac B. M., Pecastaing L., Smith I. R. Bipolar Modulation of the Output of a 10-GW Pulsed Power Generator // IEEE Trans. Plasma Sci. 2016. Vol. 44, no. 10. P. 1971–1977.
7. Andreev Yu. A., Efremov A. M., Plisko V. V. Excitation pulse selection for UWB antenna // Russian Physics Journal. 2023. Vol. 66, no. 9. P. 975–982.
8. Sitao Z., Guozhi L., Chaolong Y. [et al.]. Design and experiment of an ultra-wideband dual-pulse radiating antenna. In : Ultra-wideband, Short pulse electromagnetics 9. 2010. P. 225–231.
9. Balzovsky E. V., Buyanov Yu. I. [et al.]. A high-power source of ultrawideband radiation with reflector antenna/ In : 2018 20th International Symposium on High-Current Electronics (ISHCE). 2018. P. 61–65.
10. Беличенко В. П., Буянов Ю. И., Кошелев В. И. Сверхширокополосные импульсные радиосистемы. Новосибирск : Наука, 2015. 588 с.
11. Balzovsky E. V., Buyanov Yu. I., Koshelev V. I., Nekrasov E. S. Compact combined antenna for high-power ultrawideband radiation sources with subnanosecond pulse duration // Microwave and Optical Technology Letters. 2021. Vol. 63, no. 11. P. 2866–2869.
12. Balzovsky E. V., Buyanov Yu. I., Koshelev V. I., Nekrasov E. S. Radiation of 500 and 200 picoseconds duration bipolar pulses by a combined antenna // AIP Conference Proceedings. 2022. Vol. 2467. Art. 060021.
13. Andreev Yu. A., Kornienko V. N., Liu S. Method for radiation center position measurements of a combined antenna in the pulsed mode // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2018. Vol. 66, no. 8. P. 4269–4276.

Информация об авторах

Андреев Юрий Анатольевич, кандидат физико-математических наук, старший научный сотрудник лаборатории высокочастотной электроники Института сильноточной электроники СО РАН, г. Томск, Российская Федерация.

Колоскова Мария Евгеньевна, аспирант кафедры радиофизики радиофизического факультета Томского государственного университета, инженер лаборатории высокочастотной электроники Института сильноточной электроники СО РАН, г. Томск, Российская Федерация.

Selecting an Excitation Pulse Waveform for a UWB Reflector Antenna

Yu. A. Andreev and M. E. Koloskova

Institute of High Current Electronics,
Siberian Branch of the Russian Academy of Sciences,
2/3, Akademichesky Ave., Tomsk, 634055, Russian Federation
yua.andreev@hcei.ru

Received: April 20, 2026
Peer-reviewed: April 27, 2026
Accepted: April 27, 2026

Abstract: *This paper presents the results of a numerical simulation of the UWB pulses radiation efficiency by a reflector antenna with a combined antenna as a feed. Bipolar, monopolar, and nonequilibrium voltage pulses were used to excite the feed. The radiation patterns and time dependences of radiated UWB pulses from a single combined antenna were studied for three selected voltage pulses. The feed antenna was located on the axis of a circular parabolic reflector. The optimal position of the feed was selected based on the highest peak electric field E_p in the far field zone on the reflector antenna axis. It is shown that the highest effective potential rE_p of the UWB source is achieved when using monopolar and nonequilibrium voltage pulses, while the rE_p values are 2% and 4%, respectively, higher than the value for the bipolar pulse.*

Keywords: *combined UWB antenna, parabolic reflector, reflector antenna, UWB antenna radiation center, effective radiation potential of UWB antenna.*

For citation (IEEE): Yu. A. Andreev and M. E. Koloskova, "Selecting an Excitation Pulse Waveform for a UWB Reflector Antenna," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 9, no. 5, pp. 789–800, 2026, doi: 10.21227/m9st-9404. (In Russ.).

Acknowledgments

The work was funded within the framework of the State Assignment by the Ministry of Education and Science of the Russian Federation for the Institute of High Current Electronics SB RAS (FWRM-2026-00011).

The authors express their gratitude to the Regional Collective Use Center, Tomsk Scientific Center SB RAS, for providing the Agilent PNA N5227A vector network analyzer. The authors also thank E. V. Balzovsky, PhD, for his attention to the work and useful comments, and E. S. Nekrasov for providing the model of the combined UWB antenna.

References

[1] M. R. Ulmaskulov, G. A. Mesyats, and A. G. Sadykova, "Energy compression of nanosecond high-voltage pulses based on two-stage hybrid scheme," *Rev. Sci. Instrum.*, vol. 88, Art. P045106 (6), 2017.

[2] A. M. Efremov and V. M. Alekseenko, “Formation of bipolar nanosecond pulses of different durations in a circuit with one spark gap,” in *Proceedings of 8th International Congress on Energy Fluxes and Radiation Effects*, Tomsk, pp. 409–415, 2022. (In Russ.).
[3] W. D. Prather, C. E. Baum, R. J. Torres, et al., “Survey of worldwide high-power wideband capabilities,” *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 46, no. 3, pp. 335–344, 2004.
[4] C. E. Baum, W. L. Baker, W. D. Prather, et al., “JOLT: A Highly Directive, Very Intensive, Impulse-Like Radiator,” *Sensor and Simulation Notes*, Note 480, pp. 1–36, 2003.
[5] V. G. Shpak, M. I. Yalandin, S. A. Shunailov, and M. R. Ulmaskulov, “Generation of powerful, superbroad-band, subnanosecond electromagnetic pulses,” *Russ. Phys. J.*, vol. 39, no. 12, pp. 1257–1263, 1996.
[6] M. Wang, B. M. Novac, L. Pecastaing, and I. R. Smith, “Bipolar Modulation of the Output of a 10-GW Pulsed Power Generator,” *IEEE Trans. Plasma Sci.*, vol. 44, no. 10, pp. 1971–1977, 2016.
[7] Yu. A. Andreev, A. M. Efremov, and V. V. Plisko, “Excitation pulse selection for UWB antenna,” *Russian Physics Journal*, vol. 66, no. 9, pp. 975–982, 2023.
[8] Z. Sitao, L. Guozhi, Y. Chaolong, et al., “Design and experiment of an ultra-wideband dual-pulse radiating antenna,” in *Ultra-wideband, Short Pulse Electromagnetics 9*, 2010, pp. 225–231.
[9] E. Balzovsky, et al., “A high-power source of ultrawideband radiation with reflector antenna,” in *2018 20th International Symposium on High-Current Electronics (ISHCE)*, 2018, pp. 61–65.
[10] V. P. Belichenko, Yu. I. Buyanov, and V. I. Koshelev, *Ultra-wideband pulse radio systems*. Novosibirsk: Nauka, 2015. (In Russ.).
[11] E. Balzovsky, Y. Buyanov, V. Koshelev, and E. Nekrasov, “Compact combined antenna for high-power ultrawideband radiation sources with subnanosecond pulse duration,” *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 63, no. 11, pp. 2866–2869, 2021.
[12] E. V. Balzovsky, Yu. I. Buyanov, V. I. Koshelev, and E. S. Nekrasov, “Radiation of 500 and 200 picoseconds duration bipolar pulses by a combined antenna,” in *AIP Conference Proceedings*, vol. 2467, p. 060021, 2022.
[13] Yu. A. Andreev, V. N. Kornienko, and S. Liu, “Method for radiation center position measurements of a combined antenna in the pulsed mode,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 66, no. 8, pp. 4269–4276, 2018.

Information about the authors

Yuri A. Andreev, Candidate of Physical and Mathematical Sciences, senior researcher of the High-Frequency Electronics Laboratory at the Institute of High-Current Electronics, Siberian Branch of the Russian Academy of Sciences, Tomsk, Russian Federation.

Maria E. Koloskova, postgraduate student, Department of Radiophysics, Faculty of Radiophysics Tomsk State University, engineer of the High-Frequency Electronics Laboratory at the Institute of High-Current Electronics, Siberian Branch of the Russian Academy of Sciences, Tomsk, Russian Federation.

Infocommunications and Radio Technologies, vol. 9, no. 5, pp. 801–827, 2026.
Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2026. Т. 9, № 5. С. 801—827.
ISSN: 2587-9936
DOI: 10.21227/m3pn-mj50

УДК 612.396.674.1

Режимы работы маловитковой нерегулярной четырехзаходной цилиндрической спиральной антенны

Ткаченко М. О.

Севастопольский государственный университет
ул. Университетская, 33, Севастополь, 299053, Российская Федерация

motkachenko@sevsu.ru

Получено: 21 апреля 2026 г.
Отрецензировано: 27 апреля 2026 г.
Принято к публикации: 27 апреля 2026 г.

Аннотация: *Представлены результаты исследования влияния нелинейного изменения угла намотки на электродинамические характеристики маловитковой четырехзаходной цилиндрической спиральной антенны. В отличие от классических подходов с постоянным шагом, в работе вводится параметр приращения угла намотки (*$\Delta\beta$*), который позволяет управлять фазовым набегом волны вдоль проводника. Сформулирована система параметрических уравнений для описания геометрии нерегулярной спирали и проведен анализ распределения тока с учетом интерференции падающей и отраженной волн. Численное моделирование 98 конфигураций антенн в САПР «ГАММА» на частоте 2,4 ГГц показало, что варьирование параметров* β *(42—48°) и* $\Delta\beta$ *(5—11°) при числе витков N=2 и N=3 обеспечивает управление углом склонения максимума диаграммы направленности в диапазоне 67—96° при коэффициенте усиления 3,95—6,77 dBi. Установлено, что увеличение числа витков с 2 до 3 обеспечивает прирост среднего коэффициента усиления на 0,9 dBi при сохранении коэффициента эллиптичности не хуже 0,79. Доказано, что введение переменного угла намотки обеспечивает эффективное управление пространственным положением максимума излучения антенны и оптимизацию коэффициента эллиптичности без увеличения массогабаритных показателей. Полученные результаты могут быть использованы при проектировании компактных антенных устройств для беспилотных платформ и мобильных комплексов связи.*

Ключевые слова: *спиральная антенна, нерегулярная спираль, диаграмма направленности, круговая поляризация.*

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Ткаченко М. О. Режимы работы маловитковой нерегулярной четырехзаходной цилиндрической спиральной антенны // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2026. Т. 9, № 5. С. 801—827.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Ткаченко, М. О. Режимы работы маловитковой нерегулярной четырехзаходной цилиндрической спиральной антенны / М. О. Ткаченко // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2026. — Т. 9, № 5. — С. 801—827.

1. Введение

Современный этап развития телекоммуникационных систем характеризуется интенсивным внедрением автономных робототехнических комплексов, беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) и мобильных платформ, функционирующих в условиях динамически изменяющейся электромагнитной обстановки [1].

В реальных условиях эксплуатации робототехнических систем радиосвязь осуществляется в сложной электромагнитной среде, где сигнал подвергается множеству деструктивных факторов [2]:

— многолучевое распространена сигнала и интерференция;

— переотражение от различных поверхностей;

— деполяризация;

— замирания сигнала (*fading*).

Эти эффекты приводят к значительному снижению уровня полезного сигнала, увеличению битовой ошибки и, в крайних случаях, к полному обрыву канала управления.

Особенно остро эта проблема стоит в спасательных операциях. Патент *RU*2775578*C*1 описывает систему, в которой дрон автоматически доставляет спасательный жилет тонущему человеку на основе координат, полученных с поворотной камеры на вышке [3]. Однако авторы подчеркивают: «для надежной передачи видео и команд управления требуется устойчивый радиоканал, не подверженный замираниям при отражении от водной поверхности». Обеспечение устойчивого канала связи в таких условиях требует применения антенных систем, способных эффективно работать при произвольной ориентации приемно-передающих устройств, в условиях многолучевого распространения и деполяризации сигнала [4].

Спиральные антенны нормальной моды представляют собой перспективное решение для подобных задач благодаря возможности излучения волны круговой поляризации, что снижает чувствительность к взаимной ориентации антенн и уменьшает влияние многолучевости [5]. Однако классические конструкции с постоянным шагом намотки имеют фиксированную диаграмму направленности, что ограничивает их применение в адаптивных системах.

Среди антенн с круговой поляризацией цилиндрические спиральные антенны занимают особое место благодаря возможности формирования ненаправленной диаграммы направленности (ДН) в азимутальной плоскости при одновременном обеспечении направленного излучения в угломестной плоскости [5]. Четырехзаходные конфигурации таких антенн позволяют реализовать пространственно-временную синхронизацию возбуждения с фазовым сдвигом $-\pi/2$ между заходами, что является необходимым условием для формирования чистой круговой поляризации [6].

В работах [6, 7, 8] исследованы регулярные спиральные антенны с постоянным шагом намотки, обеспечивающие стабильные электродинамические характеристики в заданной полосе частот. Однако фиксированная геометрия таких структур ограничивает возможности оперативной корректировки пространственного распределения поля и коэффициента эллиптичности (КЭ) без изменения массогабаритных показателей антенны. Это особенно критично при интеграции антенного устройства в корпус подвижного объекта, где форма радиопрозрачного обтекателя и взаимное влияние элементов конструкции могут существенно модифицировать исходные характеристики излучения.

Введение нелинейного изменения угла намотки вдоль оси спирали позволяет управлять фазовым распределением тока, формировать дополнительные зоны максимумов амплитуды тока и целенаправленно корректировать направление максимума излучения без увеличения габаритов антенны. Данный метод позволяет применять оптимизации антенных систем под конкретные условия эксплуатации.

Целью настоящей работы является обоснование влияния приращения угла намотки ($\Delta\beta$) на электродинамические характеристики четырехзаходной спиральной антенны, а также экспериментально-расчетная верификация в САПР «ГАММА» на примере диапазона 2,4 ГГц.

2. Математическая модель нерегулярной цилиндрической спирали с переменным углом намотки

Рассмотрим проводник, намотанный по поверхности бесконечного цилиндра (рис. 1, классическая винтовая спираль) и ведем следующие геометрические параметры:

— r — радиус цилиндрического основания;
— N — число полных витков;
— β_0 — начальный угол намотки;
— $\Delta\beta$ — приращение угла намотки за N витков.

Для вывода параметрических уравнений для возможных конфигураций антенн воспользуемся представлением круговой нерегулярной спирали, развернутой на окружности. Представим параметрическом виде проекцию спирали на ось XY:

$$x(\alpha) = r \cdot cos(\alpha);$$
$$y(\alpha) = r \cdot sin(\alpha). \quad (2.1)$$

где $\alpha \in [0,2\pi N]$ — угол поворота вокруг оси Z.

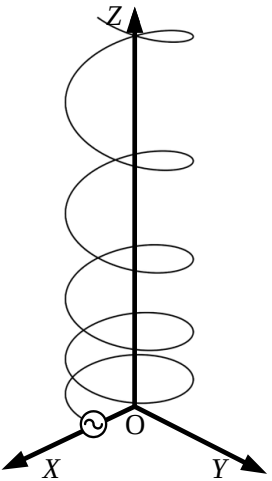


Рис. 1. Структура нерегулярной цилиндрической спиральной антенны.

Fig. 1. Structure of an irregular cylindrical helix antenna

Для определения координаты $z(\alpha)$ рассмотрим элементарный участок спирали. При изменении параметра на $d(\alpha)$ проекция дуги на плоскость XY равна $\mathrm{d}l_{xy} = r$. Тогда проекция на ось Z изменяется по закону

$$\mathrm{D}z = \mathrm{d}l_{xy}\,\mathrm{tg}\big(\beta(\alpha)\big) = r \cdot \mathrm{tg}\big(\beta(\alpha)\big)\mathrm{d}\alpha, \quad (2.2)$$

где $\beta(\alpha)$ — зависимость угла намотки вдоль оси Z.

Угол намотки $\beta(\alpha)$ определяется как угол между касательной к спирали и плоскостью, перпендикулярной оси Z

$$\beta(\alpha) = \beta_0 + \frac{\Delta\beta}{2\pi N}\alpha. \quad (2.3)$$

Проинтегрировав проекцию этого участка на ось Z от начального положения (α =0, где z=0) до текущего значения α получаем зависимость

$$z(\alpha) = \int_0^{\alpha} dz = \int_0^{\alpha} r \cdot tg(\beta(\tau))d\tau, \quad (2.4)$$

где: $\beta(\tau) = \beta_0 + \frac{\Delta\beta}{2\pi N}\tau$ — угол намотки в промежуточной точке;

$\tau \in [0,2\pi N]$.

Следовательно, параметрическое уравнение высоты через функцию α выглядит следующим образом

$$z(\alpha) = r \cdot \int_0^{\alpha} \mathrm{tg}\left(\beta_0 + \frac{\Delta\beta}{2\pi N}\tau\right) d\tau. \quad (2.5)$$

Определим длину проводника спирали от точки питания (при α = 0) до текущей точки, заданной произвольным значением α, как интеграл от элементарной длины

$$S(\alpha) = \int_0^{\alpha} \sqrt{\left(\frac{dx}{d\tau}\right)^2 + \left(\frac{dy}{d\tau}\right)^2 + \left(\frac{dz}{d\tau}\right)^2}\, d\tau.$$

Подставляя производные, решим интеграл:

$$S(\alpha) = \int_0^{\alpha} \sqrt{(-r \cdot sin(\tau))^2 + (r \cdot cos(\tau))^2 + (r \cdot \mathrm{tg}(\beta(\tau)))^2}\, d\tau =$$

$$= \int_0^{\alpha} \sqrt{r^2(sin^2\tau + cos^2\tau) + r \cdot tg\mathrm{tg}^2(\beta(\tau))}\, d\tau =$$

$$r \int_0^{\alpha} \sqrt{1 + \mathrm{tg}^2\left(\beta(\tau)\right)}\, d\tau;$$

$$S(\alpha) = r \int_0^{\alpha} \sec(\beta(\tau)) d\tau \quad (2.6)$$

Полная длина проводника нерегулярной спирали

$$L = S(2\pi N) = r \int_0^{2\pi N} \sec(\beta(\tau)) d\tau. \quad (2.7)$$

Модель антенны состоит из четырех спиралей, которые формируются путем поворота базовой спирали на углы $0, \frac{\pi}{2}, \pi, \frac{3\cdot\pi}{2}$ (рис. 2). Запишем параметрические уравнения для объемных структур и их дифференциалы. Таким образом, можем рассмотреть геометрические параметры для круговой спирали и их производные.

Для первой спирали (рис. 2.2, а):

$$\begin{cases} x_1(\alpha) = r \cdot \cos(\alpha) \\ y_1(\alpha) = r \cdot \mathrm{si}N(\alpha) \\ z_1(\alpha) = r \cdot \int_0^{\alpha} \mathrm{tg}(\beta(\tau))\, d\tau \end{cases};$$

$$\begin{cases} dx_1 = -r \cdot \mathrm{si}N(\alpha) \cdot d\alpha \\ dy_1 = r \cdot \cos(\alpha) \cdot d\alpha \\ dz_1(\alpha) = r \cdot \mathrm{tg}(\beta(\alpha)) \cdot d\alpha \end{cases}. \quad (2.8)$$

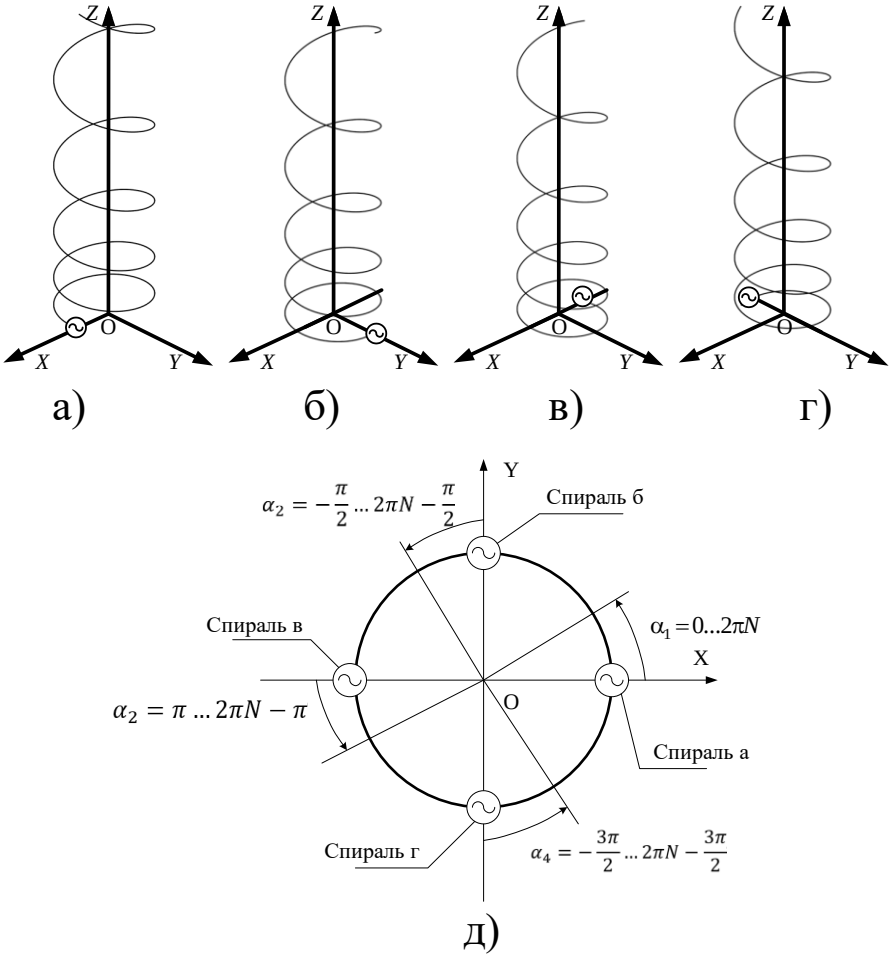


Рис. 2. Схема размещения спиральных излучателей.

Fig. 2. Layout of spiral emitters

Запишем уравнения для второго элемента (рис. 2.2, б)

$$\begin{cases} x_2(\alpha) = -r \cdot \mathrm{si}N(\alpha) \\ y_2(\alpha) = r \cdot \cos(\alpha) \\ z_2(\alpha) = r \cdot \int_0^{\alpha} \mathrm{tg}(\beta(\tau))\, d\tau \end{cases}; \qquad (2.9)$$

$$\begin{cases} dx_2 = -r \cdot \cos(\alpha) \cdot d\alpha \\ dy_2 = -r \cdot \mathrm{si}N(\alpha) \cdot d\alpha \\ dz_2(\alpha) = r \cdot \mathrm{tg}(\beta(\alpha)) \cdot d\alpha \end{cases}.$$

Для третьего элемента можно записать (рис.2.2, в):

$$\begin{cases} x_3(\alpha) = -r \cdot \cos(\alpha) \\ y_3(\alpha) = -r \cdot \mathrm{si}N(\alpha) \\ z_3(\alpha) = r \cdot \int_0^{\alpha} \mathrm{tg}(\beta(\tau))d\tau \end{cases}; \quad (2.10)$$

$$\begin{cases} dx_3 = r \cdot \mathrm{si}N(\alpha) \cdot d\alpha \\ dy_3 = -r \cdot \cos(\alpha) \cdot d\alpha \\ dz_3(\alpha) = r \cdot \mathrm{tg}(\beta(\alpha)) \cdot d\alpha \end{cases}.$$

Для четвертого элемента можно записать (рис. 2.2, г):

$$\begin{cases} x_4(\alpha) = r \cdot \mathrm{si}N(\alpha) \\ y_4(\alpha) = -r \cdot \cos(\alpha) \\ z_4(\alpha) = r \cdot \int_0^{\alpha} \mathrm{tg}(\beta(\tau))d\tau \end{cases}; \quad (2.11)$$

$$\begin{cases} dx_4 = r \cdot \cos(\alpha) \cdot d\alpha \\ dy_4 = r \cdot \mathrm{si}N(\alpha) \cdot d\alpha \\ dz_4(\alpha) = r \cdot \mathrm{tg}(\beta(\alpha)) \cdot d\alpha \end{cases}.$$

Для проводника конечной длины L с открытым концом распределение комплексной амплитуды тока описывается решением одномерного волнового уравнения

$$\frac{d^2I(S)}{ds^2} + k^2I(S) = 0, \quad (2.12)$$

где: $S \in [0, L]$ — координата на спирали вдоль ее длинны;
L — полная длина проводника нерегулярной спирали;
$k = \frac{2\pi}{\lambda_0}$ — волновое число в свободном пространстве.

Общее решение (2.12)

$$I(S) = A \cdot e^{-jkS} + B \cdot e^{+jkS}, \quad (2.13)$$

где: A — амплитуда падающей волны;
B — амплитуда падающей волны.

На входах спиралей задано возбуждение

$$I(0) = I_0. \quad (2.14)$$

Концы спиралей (при S=L) представляют собой открытый конец линии передачи, работающей в режиме холостого хода, но рассогласование на конце спиралей приводит к частичному отражению остаточного тока, характеризуемому коэффициентом отражения

$$\Gamma = \frac{B}{A} = |\Gamma| \cdot e^{j \cdot \phi_\Gamma}, \quad (2.15)$$

где ϕ_Γ — аргумент коэффициента отражения, значение которого близко к 180º;

Г — коэффициент отражения на конце спирали.

Подставив 2.15 в 2.13 с учетом 2.14, распределение тока на одной спирали определяется следующим выражением

$$I(S) = I_0\left(e^{-jkS} + \Gamma \cdot e^{jk(S-L)}\right). \quad (2.16)$$

Комплексные амплитуды токов на спиралях формируют последовательность с фазовым шагом $-\pi/2$, что обеспечивает пространственно—временную синхронизацию возбуждения и является необходимым условием для формирования круговой поляризации.

С учетом (2.16) и начального фазового сдвига тока $\phi_n = \left[0^\circ, -90^\circ, -180^\circ, -270^\circ\right]$, распределение тока на проводниках описывается следующими выражениями:

$$\begin{gathered}\vec{I}_1(S) = \vec{I}(S);\\ \vec{I}_2(S) = e^{-j\cdot\frac{\pi}{2}} \cdot \vec{I}(S) = -j \cdot \vec{I}(S);\\ \vec{I}_3(S) = e^{-j\cdot\pi} \cdot \vec{I}(S) = -\vec{I}(S);\\ \vec{I}_4(S) = e^{-j\cdot\frac{3\cdot\pi}{2}} \cdot \vec{I}(S) = j \cdot \vec{I}(S).\end{gathered} \quad (2.17)$$

Эта последовательность обеспечивает пространственно—временную синхронизацию, необходимую для формирования вращающегося поля и, как следствие, круговой поляризации.

3. Анализ характеристик четырехзаходной нерегулярной цилиндрической спиральной антенны

Для верификации теоретических положений и выявления оптимальных геометрических параметров нерегулярной четырехзаходной цилиндрической спиральной антенны проведено параметрическое моделирование в электродинамической САПР «ГАММА» — отечественной платформе для проектирования СВЧ-устройств и антенных систем [9]. Программный комплекс реализует методы конечных элементов и интегральных уравнений для полного волнового анализа трехмерных структур, обеспечивает параметрическую оптимизацию геометрии излучателей [10]. Использование САПР «ГАММА» позволяет выполнять моделирование как отдельных антенных элементов, так и фазированных антенных решеток с учетом реальных материалов и граничных условий [11].

Исследованы 98 конфигураций антенны сформированных варьированием следующих параметров:

— r — радиус цилиндрического основания;
— N — 2 и 3 витка;

— β_0 — в диапазоне 42—48° с шагом 1°;
— $\Delta\beta$ — в диапазоне 5—11° с шагом 1°.

Моделирование выполнено на частоте 2,4 ГГц, исходя из чего радиус намотки был принят 11,5 мм с использованием метода моментов. Модель показана на рис. 3. Для каждой конфигурации рассчитаны: угол склонения максимума ДН (θmax), коэффициент усиления (КУ), коэффициент эллиптичности (КЭ).

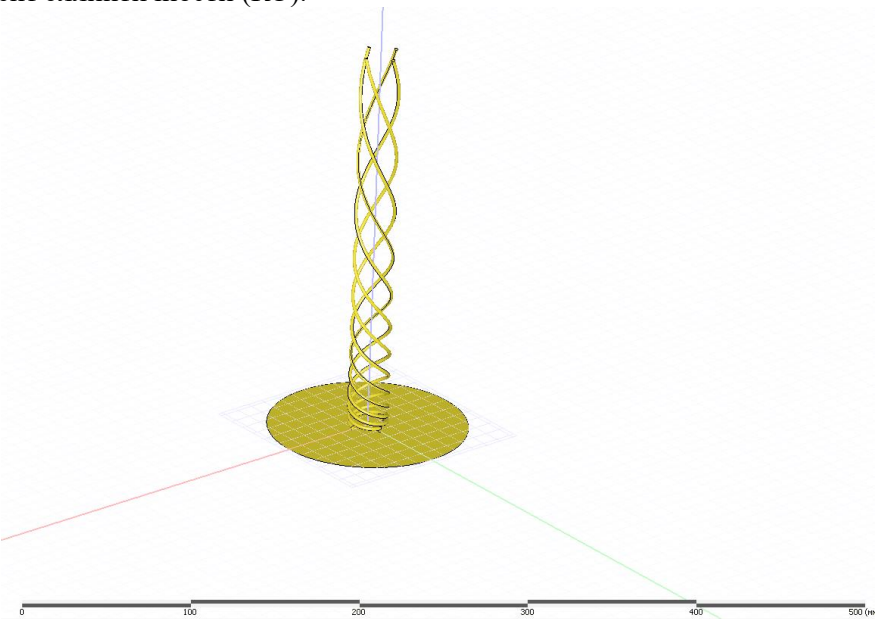


Рис. 3 Модель антенны выполненная в САПР «ГАММА».

Fig. 3 Antenna model made in CAD “GAMMA”

Результаты моделирования диаграммы направленности и коэффициента эллиптичности для 2-витковых и 3-витковых моделей представлены в таблицах 1 и 2 соответственно.

Таблица 1. Результаты моделирования двух витковых моделей антенны.

Table 1. Simulation results of two-turn antenna models

№	Название модели	Δβ,°	β_0,°	N	θmax,°	КУ, dBi	КЭ min	КЭ max
1	Модель_1	5	42	2	67	3,945	0,9203	0,9495
2	Модель_2	6	42	2	70	4,2185	0,9164	0,9405
3	Модель_3	7	42	2	72	4,4769	0,906	0,955
4	Модель_4	8	42	2	74	4,6759	0,8902	0,9685
5	Модель_5	9	42	2	76	4,7958	0,8696	0,9801

№	Название модели	Δβ,°	β_0,°	N	θmax,°	КУ, dBi	КЭ min	КЭ max
6	Модель_6	10	42	2	77,5	4,8408	0,8469	0,9814
7	Модель_7	11	42	2	79,5	4,8018	0,828	0,9753
8	Модель_8	5	43	2	69,5	4,1895	0,918	0,9367
9	Модель_9	6	43	2	72	4,4548	0,9101	0,9542
10	Модель_10	7	43	2	74	4,6683	0,8961	0,9693
11	Модель_11	8	43	2	75,5	4,8014	0,8758	0,9794
12	Модель_12	9	43	2	77	4,8565	0,8527	0,9823
13	Модель_13	10	43	2	79	4,8273	0,8328	0,9777
14	Модель_14	11	43	2	81,5	4,7606	0,8185	0,9636
15	Модель_15	5	44	2	71,5	4,4301	0,9134	0,9508
16	Модель_16	6	44	2	73,5	4,658	0,9016	0,9671
17	Модель_17	7	44	2	75	4,802	0,8822	0,9785
18	Модель_18	8	44	2	77	4,8692	0,86	0,9831
19	Модель_19	9	44	2	79	4,8497	0,8403	0,98
20	Модель_20	10	44	2	81	4,7858	0,8224	0,9676
21	Модель_21	11	44	2	84	4,7495	0,82	0,9476
22	Модель_22	5	45	2	73,5	4,634	0,9065	0,9662
23	Модель_23	6	45	2	75	4,7998	0,8889	0,9781
24	Модель_24	7	45	2	76,5	4,8726	0,8669	0,9836
25	Модель_25	8	45	2	78,5	4,8697	0,8454	0,9822
26	Модель_26	9	45	2	80,5	4,8093	0,8272	0,9722
27	Модель_27	10	45	2	83,5	4,7661	0,8228	0,9529
28	Модель_28	11	45	2	87	4,857	0,8363	0,9264
29	Модель_29	5	46	2	75	4,7925	0,8953	0,9767
30	Модель_30	6	46	2	76,5	4,8782	0,874	0,9836
31	Модель_31	7	46	2	78	4,8801	0,8523	0,9841
32	Модель_32	8	46	2	80,5	4,8314	0,8351	0,9758
33	Модель_33	9	46	2	83	4,7779	0,8267	0,9599
34	Модель_34	10	46	2	86,5	4,8554	0,8385	0,9328
35	Модель_35	11	46	2	90	5,1196	0,8575	0,9023
36	Модель_36	5	47	2	76	4,8785	0,8801	0,9834
37	Модель_37	6	47	2	78	4,8936	0,8597	0,9856
38	Модель_38	7	47	2	80	4,8494	0,8408	0,98
39	Модель_39	8	47	2	82,5	4,7967	0,8291	0,9643
40	Модель_40	9	47	2	86	4,8403	0,8412	0,9415
41	Модель_41	10	47	2	90	5,1071	0,8671	0,9092
42	Модель_42	11	47	2	92,5	5,5019	0,8544	0,9049
43	Модель_43	5	48	2	77,5	4,9032	0,8647	0,9869
44	Модель_44	6	48	2	79,5	4,8659	0,8452	0,9828
45	Модель_45	7	48	2	82	4,8091	0,8334	0,9706
46	Модель_46	8	48	2	85,5	4,8405	0,843	0,9481
47	Модель_47	9	48	2	89,5	5,0757	0,8714	0,9183
48	Модель_48	10	48	2	92,5	5,465	0,8679	0,9007
49	Модель_49	11	48	2	94	5,7636	0,828	0,9309

Таблица 2 Результаты моделирования трехвитковых моделей антенны.

Table 2 Simulation results of three-turn antenna models

№	Название модели	Δβ,°	β_0,°	N	θmax,°	КУ, dBi	КЭ min	КЭ max
1	Модель_50	5	42	3	70	4,5078	0,8764	0,9771
2	Модель_51	6	42	3	75,5	4,6259	0,87	0,9992
3	Модель_52	7	42	3	78,5	4,9367	0,884	0,971
4	Модель_53	8	42	3	80,5	5,3602	0,8863	0,981
5	Модель_54	9	42	3	82	5,6546	0,875	0,9922
6	Модель_55	10	42	3	83,5	5,8252	0,8319	0,9753
7	Модель_56	11	42	3	85	5,8273	0,792	0,9738
8	Модель_57	5	43	3	74,5	4,5306	0,8696	0,9942
9	Модель_58	6	43	3	78	4,8441	0,8823	0,9752
10	Модель_59	7	43	3	80,5	5,2734	0,8781	0,9749
11	Модель_60	8	43	3	82	5,6125	0,8655	0,9946
12	Модель_61	9	43	3	83	5,8126	0,8423	0,9762
13	Модель_62	10	43	3	84,5	5,8348	0,8009	0,9724
14	Модель_63	11	43	3	87	5,7551	0,777	0,9888
15	Модель_64	5	44	3	77,5	4,7491	0,8798	0,9818
16	Модель_65	6	44	3	80	5,19	0,88	0,9691
17	Модель_66	7	44	3	81,5	5,5501	0,8703	0,9975
18	Модель_67	8	44	3	83	5,7923	0,8531	0,978
19	Модель_68	9	44	3	84,5	5,8406	0,8143	0,9714
20	Модель_69	10	44	3	86,5	5,7671	0,7843	0,9838
21	Модель_70	11	44	3	90	5,8077	0,7949	0,9824
22	Модель_71	5	45	3	79,5	5,0974	0,8815	0,963
23	Модель_72	6	45	3	81,5	5,4867	0,8614	0,9938
24	Модель_73	7	45	3	82,5	5,7621	0,8575	0,981
25	Модель_74	8	45	3	84	5,8456	0,8249	0,9708
26	Модель_75	9	45	3	86	5,7733	0,7917	0,9806
27	Модель_76	10	45	3	89,5	5,7803	0,7987	0,9893
28	Модель_77	11	45	3	92,5	6,1287	0,822	0,9551
29	Модель_78	5	46	3	81	5,4161	0,8652	0,9877
30	Модель_79	6	46	3	82,5	5,7233	0,8473	0,9846
31	Модель_80	7	46	3	83,5	5,8457	0,8372	0,9705
32	Модель_81	8	46	3	85,5	5,7849	0,8003	0,977
33	Модель_82	9	46	3	88,5	5,7548	0,7943	0,9941
34	Модель_83	10	46	3	92	6,0794	0,8257	0,9558
35	Модель_84	11	46	3	94	6,5397	0,8196	0,9776
36	Модель_85	5	47	3	82	5,6764	0,8506	0,9888
37	Модель_86	6	47	3	83,5	5,8298	0,8357	0,9723
38	Модель_87	7	47	3	85	5,8016	0,8104	0,9733
39	Модель_88	8	47	3	88	5,7394	0,7998	0,9962
40	Модель_89	9	47	3	91,5	6,0187	0,8289	0,9594
41	Модель_90	10	47	3	94	6,5045	0,8363	0,9735
42	Модель_91	11	47	3	95	6,7604	0,7788	0,9932

№	Название модели	Δβ,°	β_0,°	N	θmax,°	КУ, dBi	КЭ min	КЭ max
43	Модель_92	5	48	3	83	5,8081	0,837	0,9747
44	Модель_93	6	48	3	84,5	5,798	0,8198	0,9724
45	Модель_94	7	48	3	87,5	5,7259	0,8059	0,9905
46	Модель_95	8	48	3	91,5	5,9507	0,8419	0,9671
47	Модель_96	9	48	3	93,5	6,4549	0,8443	0,9684
48	Модель_97	10	48	3	95	6,767	0,7977	0,9922
49	Модель_98	11	48	3	96	6,7047	0,7197	0,9869

Анализ данных таблиц позволяет сформулировать следующие закономерности:

— Увеличение числа витков с 2 до 3 обеспечивает систематический прирост коэффициента усиления на 0,6—1,0 dBi при сохранении коэффициента эллиптичности не хуже 0,79. Средний КУ для N=2 составляет 4,81 dBi, для N=3 — 5,71 dBi (табл. 3).

— Фиксированние Δβ и *n*, увеличение β_0 приводит к смещению максимума ДН в сторону зенита. Например, для N=3, Δβ=11°: при β_0=44° угол θmax=90°, при β_0=48° — θmax=95—96°.

— Увеличение Δβ с 5° до 11° при фиксированных β_0 и *n* вызывает рост коэффициента усиления на 0,8—1,2 dBi за счет более эффективного использования длины проводника и смещение θmax на 4—6° в сторону больших углов. Однако при этом происходит увеличение разброса КЭ в угломестной плоскости (ΔКЭ до 0,15—0,20).

Таблица 3. Сводные результаты моделирования антенны.

Table 3. Summary of antenna simulation results

Параметр	2-витковая модель	3-витковая модель
Средний КУ, dBi	4,81	5,71
Макс. КУ, dBi	5,76	6,77
Средний КЭ	0,911	0,914
Диапазон θmax, °	67–94	70–96

Для более детального анализа проведем моделирование модификаций антенн представленных в таблице 4.

Таблица 4. Параметры оптимальных моделей антенн и их характеристики.

Table 4. Parameters of optimal antenna models and their characteristics

№	Название модели	N	β0,°	Δβ,°	θmax,°	КУ, dBi	КЭ min	КЭ max	Примечание
1	Модель_1	2	42	5	67	3,94	0,92	0,94	мин $\boldsymbol{\theta max}$ (рис. 4)
2	Модель_28	2	45	11	87	4,85	0,83	0,92	Макс КУ при $\boldsymbol{\theta max < 90}$ (рис. 5)

№	Название модели	N	β0,°	Δβ,°	$\boldsymbol{\theta max}$,°	КУ, dBi	КЭ min	КЭ max	Примечание
3	Модель_35	2	46	11	90	5,11	0,85	0,90	$\boldsymbol{\theta max = 90}$ (рис. 6)
4	Модель_49	2	48	11	94	5,76	0,82	0,93	Макс КУ, макс $\boldsymbol{\theta max}$ (рис. 7)
5	Модель_50	3	42	5	70	4,50	0,87	0,97	мин $\boldsymbol{\theta max}$ (рис. 8)
6	Модель_70	3	44	11	90	5,80	0,79	0,98	$\boldsymbol{\theta max = 90}$ (рис. 9)
7	Модель_94	3	48	7	87,5	5,72	0,80	0,99	Макс КУ при $\boldsymbol{\theta max < 90}$ (рис. 10)
8	Модель_97	3	48	10	95	6,7	0,79	0,99	Макс КУ (рис. 11)

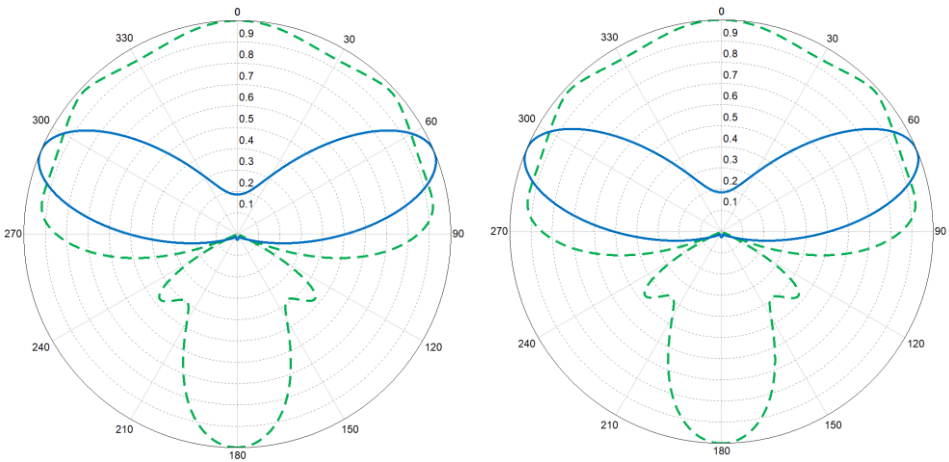
Для установления физической связи между геометрией антенны и ее электродинамическими характеристиками проведен анализ распределения комплексной амплитуды тока вдоль оси антенны для восьми оптимизированных конфигураций (рисунки 12, 13).

Дополнительно ведем параметр электрического размера антенны ka

$$ka = \frac{2\pi r}{\lambda},$$

где: $\frac{2\pi}{\lambda}$ — волновое число в свободном пространстве;

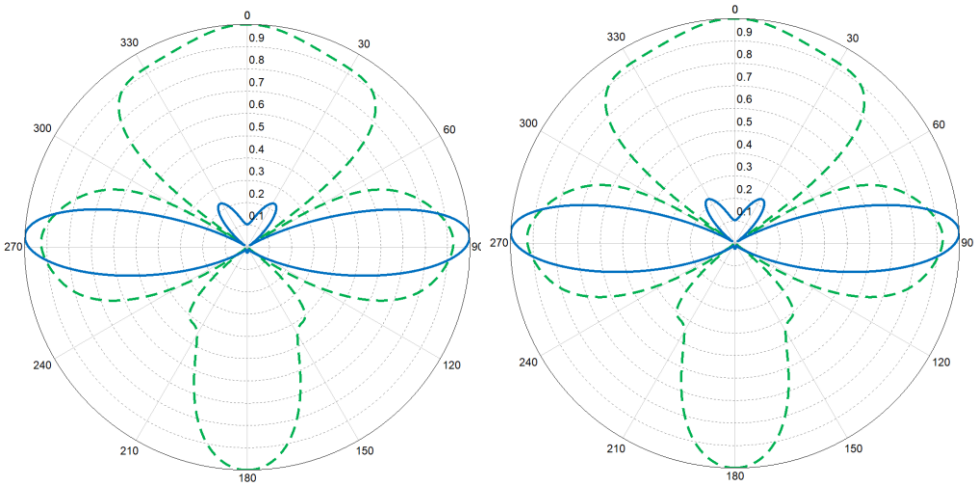
r — радиус спирали.



а) б)

Рис. 4. Нормированная диаграмма направленности (сплошная линия) и ненормированная угловая зависимость коэффициента эллиптичности (пунктир) модели 1 на частоте 2,4 ГГц при угле *fee*: а) 0°, б) 90°.

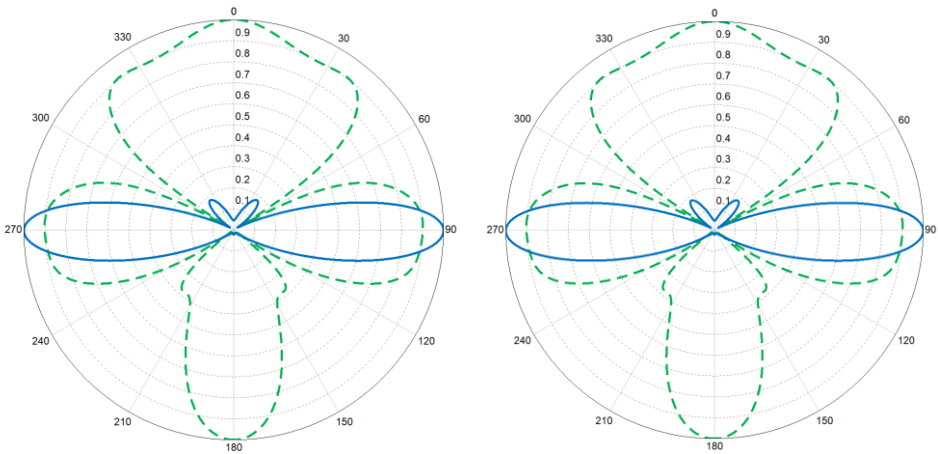
Fig. 4. Normalized radiation pattern (solid line) and non-normalized angular dependence of the axial ratio (dotted line) of model 1 at 2.4 GHz at the angle fee: a) 0°, б) 90°



а) б)

Рис. 5. Нормированная диаграмма направленности (сплошная линия) и ненормированная угловая зависимость коэффициента эллиптичности (пунктир) модели 28 на частоте 2,4 ГГц при угле *fee*: а) 0°, б) 90°.

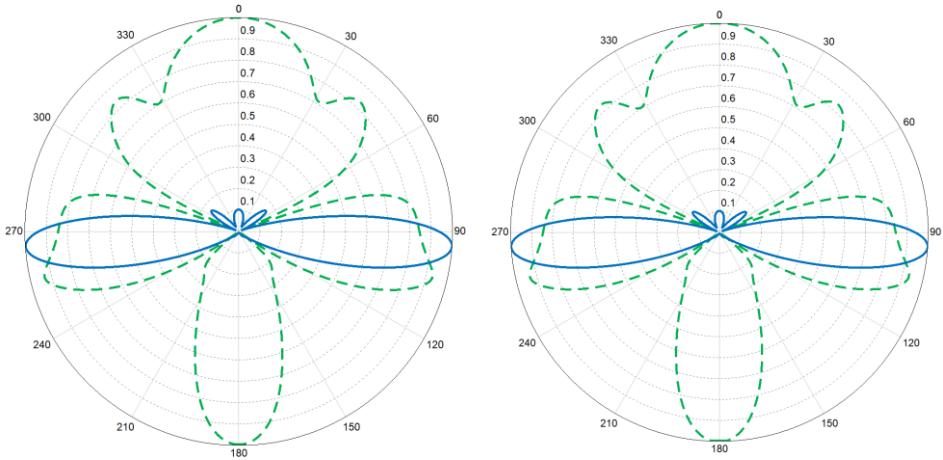
Fig. 5. Normalized radiation pattern (solid line) and non-normalized angular dependence of the axial ratio (dotted line) of model 28 at 2.4 GHz at the angle fee: a) 0°, б) 90°



а) б)

Рис. 6. Нормированная диаграмма направленности (сплошная линия) и ненормированная угловая зависимость коэффициента эллиптичности (пунктир) модели 35 на частоте 2,4 ГГц при угле *fee*: а) 0°, б) 90°.

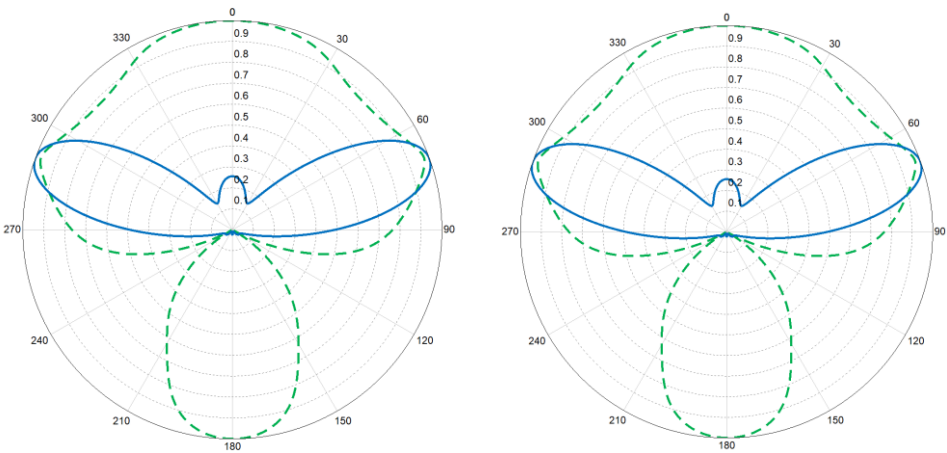
Fig. 6. Normalized radiation pattern (solid line) and non-normalized angular dependence of the axial ratio (dotted line) of model 35 at 2.4 GHz at the angle fee: a) 0°, б) 90°



а) б)

Рис. 7. Нормированная диаграмма направленности (сплошная линия) и ненормированная угловая зависимость коэффициента эллиптичности (пунктир) модели 49 на частоте 2,4 ГГц при угле *fee*: а) 0°, б) 90°.

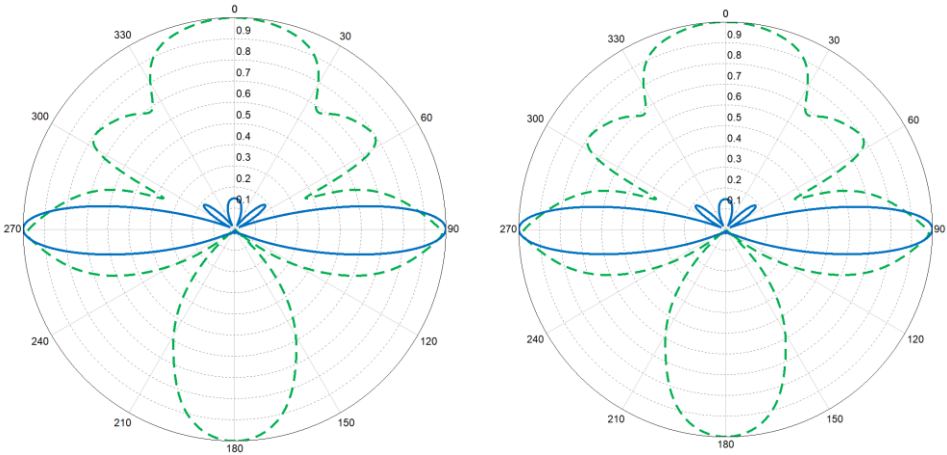
Fig. 7. Normalized radiation pattern (solid line) and non-normalized angular dependence of the axial ratio (dotted line) of model 49 at 2.4 GHz at the angle fee: a) 0°, b) 90°



а) б)

Рис. 8. Нормированная диаграмма направленности (сплошная линия) и ненормированная угловая зависимость коэффициента эллиптичности (пунктир) модели 50 на частоте 2,4 ГГц при угле *fee*: а) 0°, б) 90°.

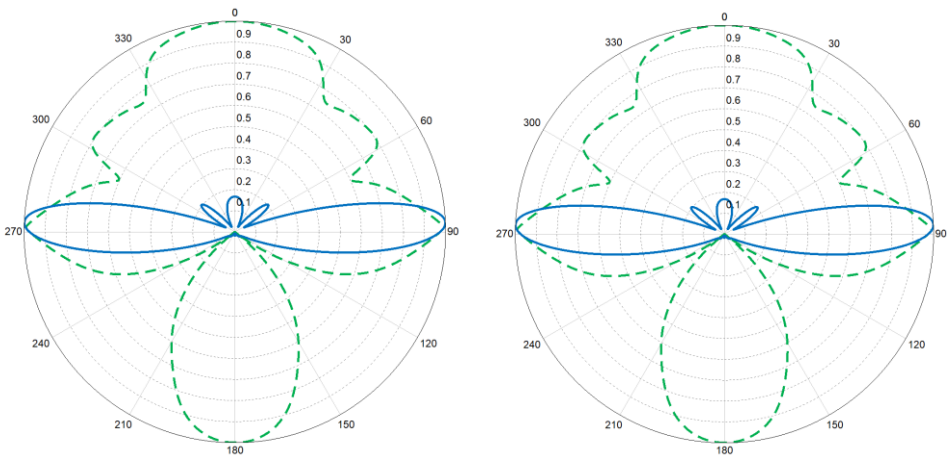
Fig. 8. Normalized radiation pattern (solid line) and non-normalized angular dependence of the axial ratio (dotted line) of model 50 at 2.4 GHz at the angle fee: a) 0°, б) 90°



а) б)

Рис. 9. Нормированная диаграмма направленности (сплошная линия) и ненормированная угловая зависимость коэффициента эллиптичности (пунктир) модели 70 на частоте 2,4 ГГц при угле *fee*: а) 0°, б) 90°.

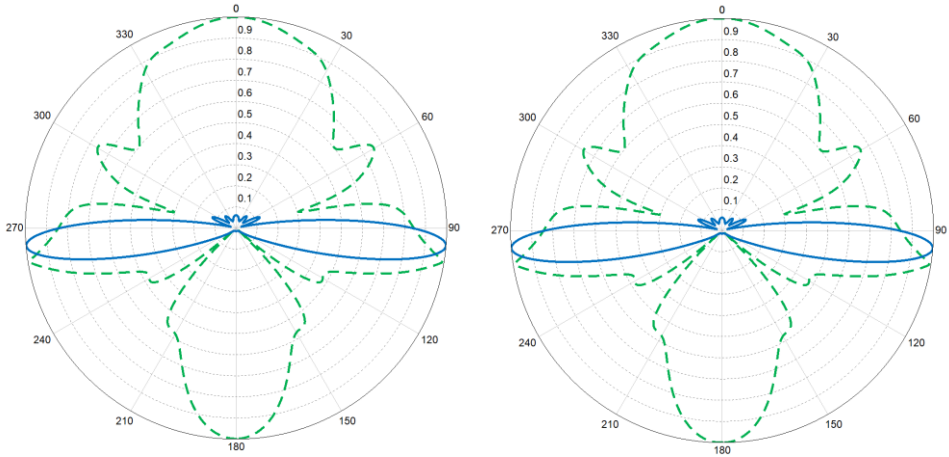
Fig. 9. Normalized radiation pattern (solid line) and non-normalized angular dependence of the axial ratio (dotted line) of model 70 at 2.4 GHz at the angle fee: a) 0°, б) 90°



а) б)

Рис. 10. Нормированная диаграмма направленности (сплошная линия) и ненормированная угловая зависимость коэффициента эллиптичности (пунктир) модели 94 на частоте 2,4 ГГц при угле *fee*: а) 0°, б) 90°.

Fig. 10. Normalized radiation pattern (solid line) and non-normalized angular dependence of the axial ratio (dotted line) of model 94 at 2.4 GHz at the angle fee: a) 0°, б) 90°



а) б)

Рис. 11. Нормированная диаграмма направленности (сплошная линия) и ненормированная угловая зависимость коэффициента эллиптичности (пунктир) модели 97 на частоте 2,4 ГГц при угле *fee*: а) 0°, б) 90°.

Fig. 11. Normalized radiation pattern (solid line) and non-normalized angular dependence of the axial ratio (dotted line) of model 97 at 2.4 GHz at the angle fee: a) 0°, б) 90°

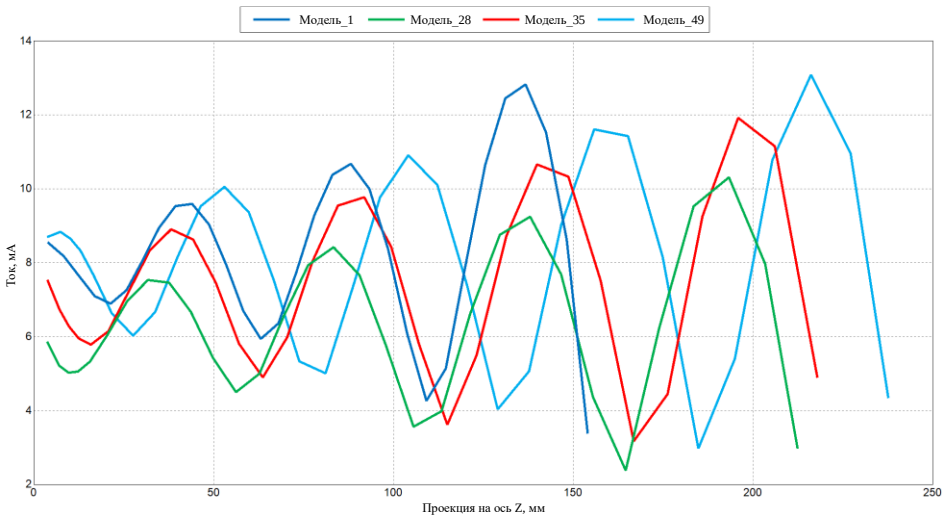


Рис. 12. Распределение амплитуды токов для моделей с двумя витками.

Fig. 12. Current amplitude distribution for models with two turns

Распределение модуля тока $\vec{I}(S)$ демонстрируют выраженную стоячe-волновую структуру, обусловленную интерференцией падающей и отраженной от открытых концов излучающих проводников.

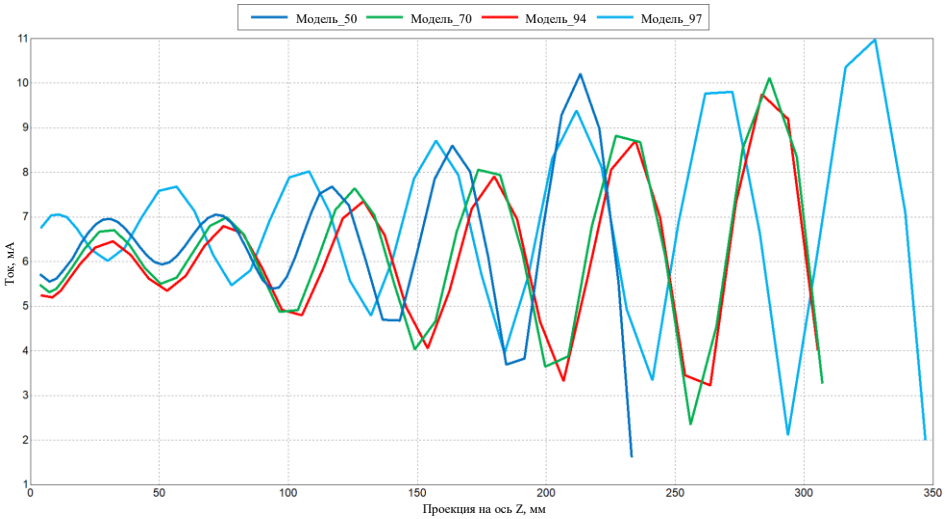


Рис. 13. Распределение амплитуды токов для моделей с тремя витками.

Fig. 13. Current amplitude distribution for models with three turns

Табл. 5. Характеристики распределения тока на излучающих элементах вдоль оси антенны.

Table 5 Characteristics of current distribution on radiating elements along the antenna axis

Модель	**I_max, мА**	**I_min, мА**	**I_ср, мА**	**σ, мА**	**Число пиков**
Модель_1	12,82	3,41	8,33	1,94	3
Модель_28	10,31	2,38	6,38	1,71	4
Модель_35	11,92	3,17	7,41	1,99	4
Модель_49	13,08	2,97	8,03	2,18	5
Модель_50	10,21	1,64	6,45	1,29	5
Модель_70	10,12	2,35	6,16	1,35	6
Модель_94	9,75	3,23	6,04	1,26	6
Модель_97	10,98	2,03	6,75	1,45	7

Анализ данных Таблицы 5 позволяет выявить следующие закономерности:

— Для двухвитковых антенн наблюдается 3—5 выраженных пиков, для трехвитковых — 5—7 пиков. Данное соотношение соответствует формированию стояче-волновой структуры с узлами и пучностями, где число пучностей приблизительно равно $2N+1$.

— Средняя амплитуда тока для конфигураций с $N=2$ составляет 7,54±0,85 мА, для N=3 — 6,35±0,31 мА. Снижение среднего значения при увеличении числа витков объясняется ростом омических потерь и перераспределением энергии вдоль более длинного проводника.

— Стандартное отклонение σ характеризует неравномерность распределения: для N=2 σ=1,97±0,21 мА, для N=3 σ=1,36±0,09 мА. Меньший разброс для трехвитковых антенн свидетельствует о более равномерном распределении тока при увеличении электрической длины структуры.

Для всех моделей наблюдается квазипериодическая структура с характерным расстоянием между соседними пучностями 0,35—0,45 λ.

Эмпирическая зависимость между положением первого максимума тока и углом склонения главного лепестка ДН имеет вид:

$$\theta max \approx 65 + \frac{92}{\lambda}(z_1 - 0{,}25\lambda),$$

где: z_1 — координата первого пика в долях λ.

Данное соотношение подтверждается данными моделирования: смещение первого пика на Δz=0,05λ соответствует изменению θmax на 4—6°, что согласуется с принципами геометрической оптики излучения.

Фазовая характеристика φ(z) демонстрирует монотонное убывание от точки питания к открытому концу (Рис. 14—15). Полный фазовый набег для двухвитковых антенн составляет –580°…–620°, для трехвитковых –850°…–920°, что соответствует среднему значению –290°…–310° на виток.

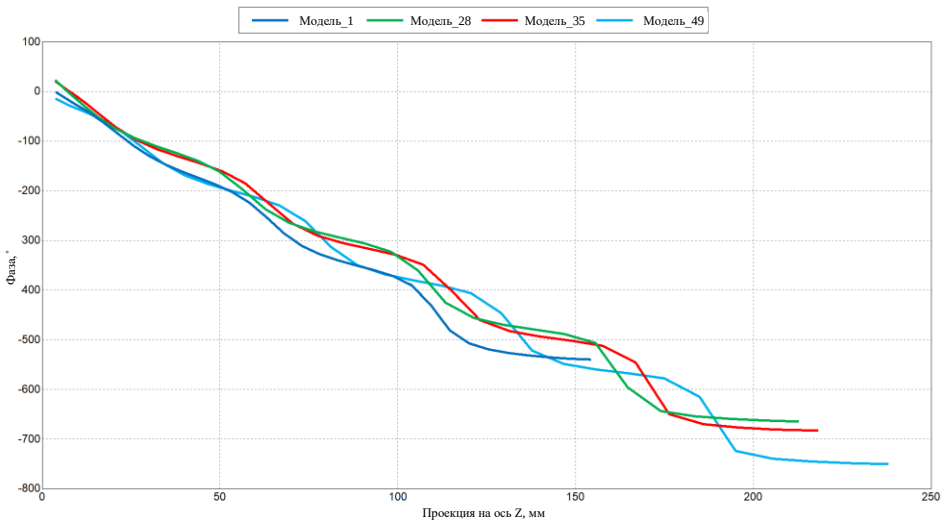


Рис. 14. Распределение фазы токов для моделей с двумя витками.

Fig. 14. Current phase distribution for models with two turns

Параметр Δβ вносит локальные возмущения в линейность фазовой характеристики: увеличение Δβ с 5° до 11° при фиксированных β и *n* приводит к отклонению фазы на ±8° в зонах изменения шага намотки. Данный

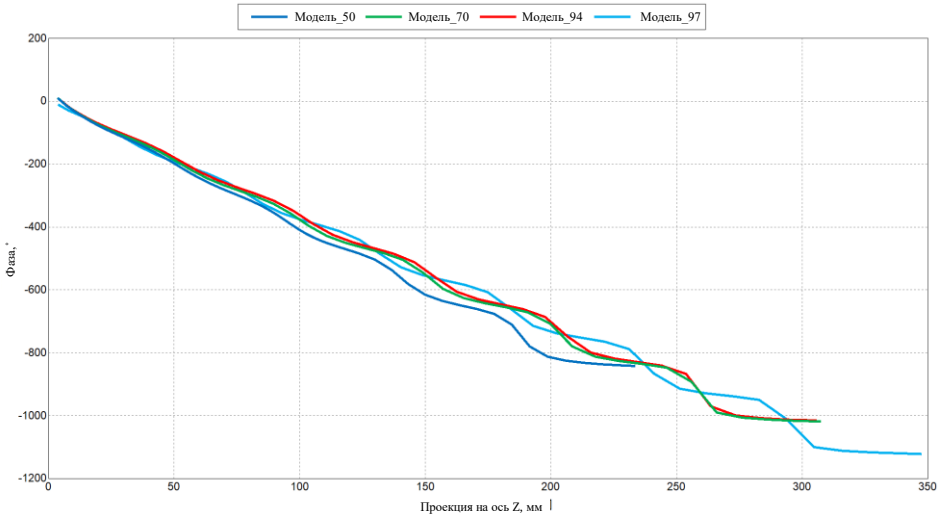


Рис. 15. Распределение фазы токов для моделей с тремя витками.

Fig. 15 Current phase distribution for models with three turns

эффект объясняется вариацией локального волнового сопротивления спирали и может быть использован для целенаправленной коррекции направления максимума излучения.

Проанализировав полученные результаты, можно сделать вывод, что исследуемая антенна эквивалентна линейной антенной решетке, где роль излучающих элементов выполняют пучности стоячей волны тока.

Для оценки влияния нелинейности намотки на электродинамические характеристики антенны введем безразмерный параметр η, характеризующий относительную скорость изменения угла намотки вдоль оси спирали

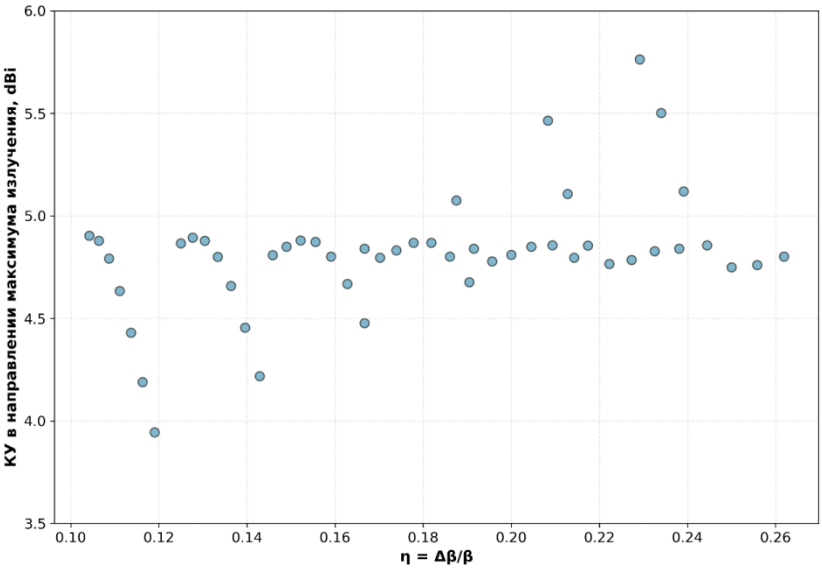
$$\eta = \frac{\Delta\beta}{\beta_0}.$$

Результаты анализа зависимости параметров 2-витковой и 3-витковой моделей антенн от η приведены на рис. 16—18.

Анализ результатов моделирования КУ (рис. 15) демонстрирует рост коэффициента усиления при увеличении параметра η как для двухвитковой, так и для трехвековой модели, причем чувствительность коэффициента усиления для трехвитковых антенн выше, что объясняется более эффективным использованием электрической длины проводника при увеличении числа витков.

Анализ результатов моделирования коэффициента эллиптичности (рис. 17) демонстрирует, что увеличение параметра η приводит к сниже-

N=2



N=3

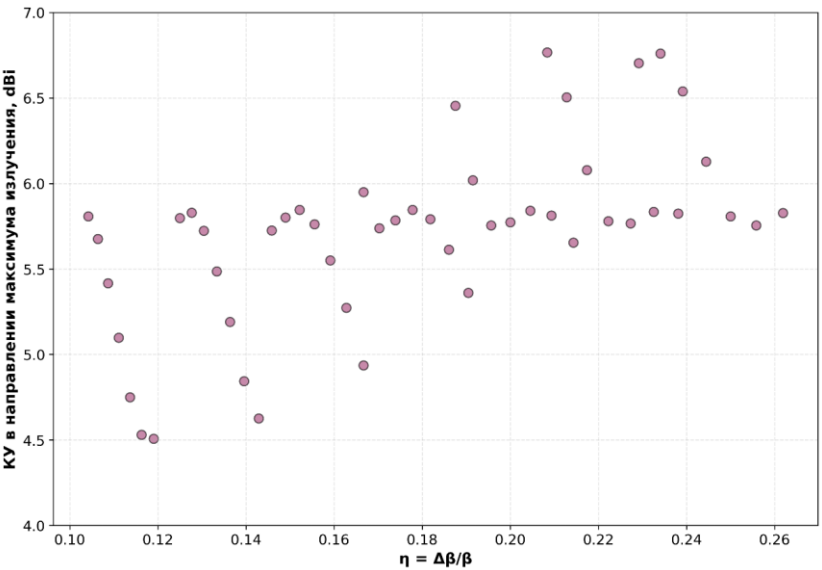
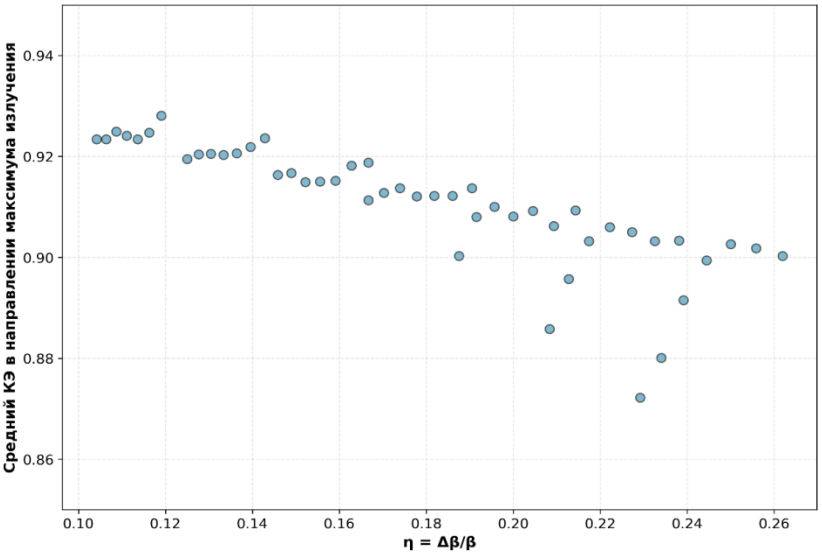


Рис. 16. График зависимости коэффициента усиления от η при ka=0,58.

Fig. 16. Graph of the dependence of the gain on η at ka=0,58

нию коэффициента эллиптичности, причем у трехвитковой модели. Из этого следует сделать вывод, что сохранение коэффициента эллиптичности не хуже 0,85 требует выбора параметра $\eta \leq 0{,}20$.

N=2



N=3

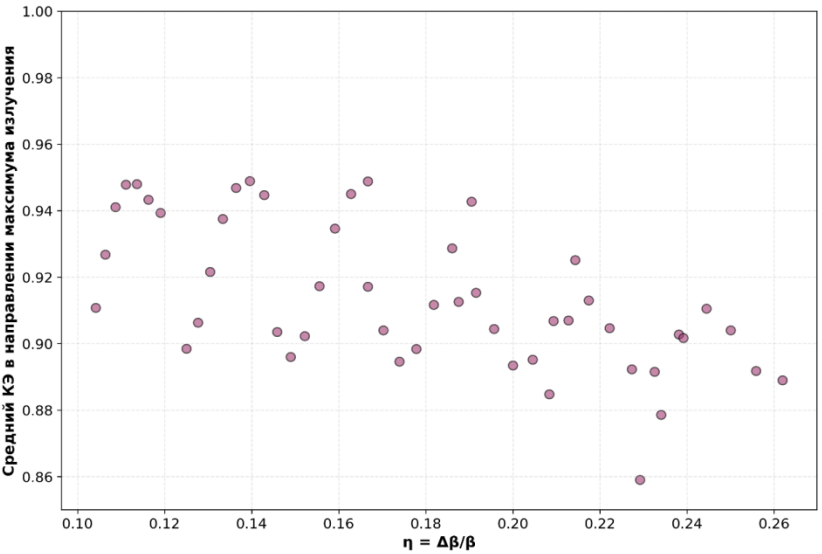
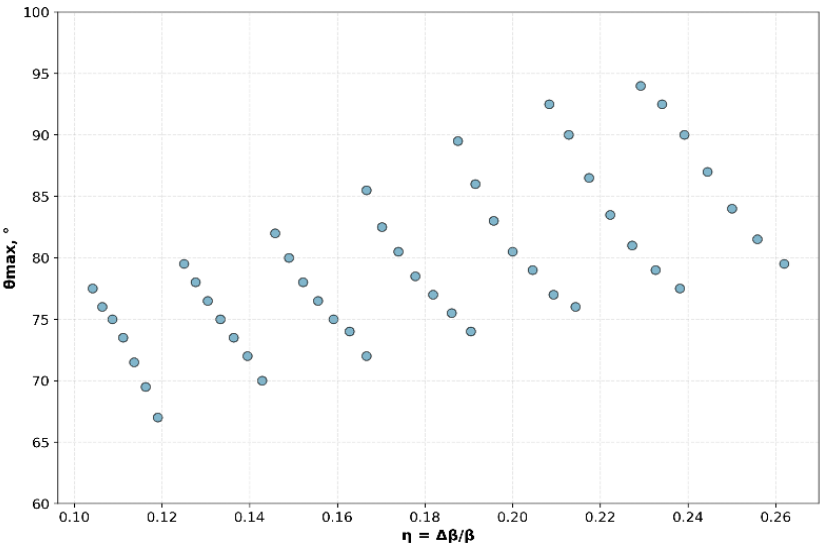


Рис. 17. График зависимости коэффициента эллиптичности от η при ka=0,58.

Fig. 17. Graph of the axial ratio of the gain on η at ka=0,58

Переход от двухвитковой к трехвитковой конфигурации при фиксированном параметре η обеспечивает прирост коэффициента усиления, однако у трехвитковой антенны наблюдается более резкое снижение AR и увеличение разброса характеристик.

N=2



N=3

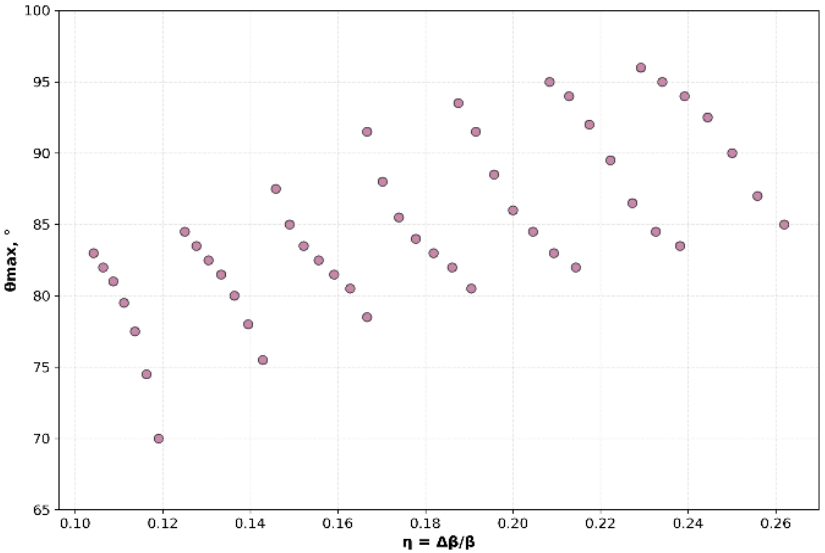


Рис. 18. График зависимости угла склонения от η при ka=0,58.

Fig. 18. Graph of the dependence of the declination angle on η at ka=0,58

На основании проведенного моделирования можно сделать следующие выводы:

— максимальный коэффициент усиления достигается при η= 0,23—0,26;

— качественная круговая поляризация достигается при η= 0,12—0,16;

— оптимальное соотношения КУ и КЭ достигается при η= 0,15—0,2.

4. Заключение

В работе представлено математическое обоснование влияния приращения угла намотки $\Delta\beta$ на электродинамические характеристики четырехзаходной нерегулярной цилиндрической спиральной антенны. Показано, что введение $\Delta\beta$ позволяет управлять положением зон конструктивной интерференции тока, целенаправленно корректировать наклон главного луча и оптимизировать коэффициент эллиптичности без увеличения массогабаритных показателей.

В диапазоне частот 2,4 ГГц исследовано 98 конфигураций антенн при варьировании начального угла намотки β_0 (42—48°), приращения $\Delta\beta$ (5—11°) и числа витков n (2, 3).

Установлено, что:

— угол склонения максимума диаграммы направленности (θmax) изменяется в диапазоне 67—96°, что обеспечивает гибкое управление пространственным положением главного луча;

— коэффициент усиления варьируется от 3,95 до 6,77 dBi, при этом переход от N=2 к N=3 обеспечивает средний прирост +0,9 dBi;

— коэффициент эллиптичности сохраняется в пределах 0,79—0,99, что подтверждает сохранение качества круговой поляризации во всем верхнем полупространстве.

Исследование комплексной амплитуды тока выявило выраженную стояче-волновую структуру с числом пучностей, пропорциональным числу витков (4—5 для N=2, 6—7 для N=3). Эмпирически установлена линейная зависимость между смещением первой пучности тока и изменением угла θmax, что согласуется с принципами геометрической оптики.

Для описания скорости изменения угла намотки вдоль оси спирали введен безразмерный параметр η, выведены следующие значения η:

— оптимальное соотношение коэффициента усиления и коэффициента эллиптичности достигается при $\eta = 0{,}15$—$0{,}20$;

— максимальный коэффициент усиления (6,5—6,8 dBi) достигается при $\eta = 0{,}23$—$0{,}26$;

— качественная круговая поляризация ($AR \geq 0{,}90$) достигается при $\eta = 0{,}12$—$0{,}16$.

Полученные результаты позволяют осуществлять проектирование компактных спиральных антенн с требуемыми характеристиками без необходимости проведения полного перебора геометрических параметров.

Список литературы

1. Козлов С. В., Кубанков А. Н. Процессные основы интеграции и комплексного развития информационных, управляющих, роботизированных, телекоммуникационных систем // Наукоемкие технологии в космических исследованиях Земли. 2020. Т. 12, № 1. С. 23—31.

2. Рабаданов М. А. Помехоустойчивость канала связи робототехнического комплекса // Евразийский научный журнал. 2024. № 3. С. 38—41.
3. Патент 2775578 Российская Федерация, МПК A63B 69/12, G08B 21/02. Система спасения утопающих с применением дрона / А. В. Графенков, А. Н. Мигачев, К. А. Кулагин ; заявитель и патентообладатель Федеральное государственное бюджетное учреждение науки Институт проблем управления им. В. А. Трапезникова РАН. № 2021135388 ; заявл. 10.12.2021 ; опубл. 04.07.2022. Бюл. № 19. 10 с.
4. Патент 2780310 Российская Федерация, МПК H01Q 1/34, H04B 1/10. Способ повышения помехоустойчивости и пропускной способности приемных каналов связи / С. В. Кудрин, Д. Я. Лапшов, А. А. Катанович [и др.] ; заявитель и патентообладатель Военный учебно-научный центр Военно-Морского Флота «Военно-морская академия имени Адмирала флота Советского Союза Н. Г. Кузнецова». № 2021125688 ; заявл. 13.09.2021 ; опубл. 21.09.2022. Бюл. № 26. 12 с.
5. Патент 2744042 Российская Федерация, МПК H01Q 1/12, H01Q 1/14. Слабонаправленная спиральная антенна с круговой поляризацией поля излучения / В. В. Головин, Ю. Н. Тыщук, Ю. П. Михайлюк, Д. В. Начаров ; заявитель и патентообладатель Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования «Севастопольский государственный университет». № 2019145512 ; заявл. 30.12.2019 ; опубл. 02.03.2021. Бюл. № 7. 14 с.
6. Ткаченко М. О. Компактная антенна с увеличенным радиусом действия диапазона 2,4 ГГц // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2024. Т. 7, № 4. С. 672—690.
7. Компактная ненаправленная антенна для управления робототехническими аппаратами / М. О. Ткаченко, А. К. Николаев, А. А. Легашова, А. В. Борисенок. В сб. материалов III Молодежной научно-практической конференции, посвященной Дню российской науки в Севастопольском государственном университете, Севастополь, 10 февраля 2025 года. Севастополь : СевГУ, 2025. С. 165—166.
8. Компактная антенна круговой поляризации для системы управления беспилотными летательными аппаратами / М. О. Ткаченко, А. В. Борисенок, А. К. Николаев [и др.] // Современные проблемы радиоэлектроники и телекоммуникаций. 2024. № 7. С. 109.
9. Универсальная CAE-платформа для автоматизации инженерных расчетов : официальный сайт компании «ГАММА Тех». Москва : ООО «ГАММА Тех», 2026. Режим доступа: https://gammatech.ru/ (дата обращения: 18.04.2026).
10. САПР «ГАММА»: российская альтернатива для проектирования СВЧ-электроники / Компания ITGLOBAL.COM. Habr : научно-популярное издание. 2025. 13 августа. Режим доступа: https://habr.com/ru/companies/itglobalcom/articles/936796/ (дата обращения: 18.04.2026).
11. Российская платформа для проектирования СВЧ-электроники / Connect-WIT : информационно-аналитический портал. 2026. — Режим доступа: https://www.connect-wit.ru/rossijskaya-platforma-dlya-proektirovaniya-svch-elektroniki.html (дата обращения: 18.04.2026).

Информация об авторе

Ткаченко Михаил Олегович, преподаватель кафедры «Радиоэлектроника и телекоммуникации Севастопольского государственного университета, г. Севастополь, Российская Федерация.

Operating Modes of a Low-Turn Irregular Four-Way Cylindrical Helical Antenna

M. O. Tkachenko

Sevastopol State University
33, Universitetskaya St., Sevastopol, 299053, Russian Federation
motkachenko@sevsu.ru

Received: April 21, 2026
Peer-reviewed: April 27, 2026
Accepted: April 27, 2026

Abstract: *The article presents the results of a study of the influence of a nonlinear change in the winding angle on the electrodynamic characteristics of a low-turn four-winding cylindrical helical antenna. In contrast to classical approaches with a constant pitch, the study introduces a winding angle increment parameter (Δβ), which allows for controlling the phase shift of the wave along the conductor. A system of parametric equations is formulated to describe the geometry of an irregular spiral, and an analysis of the current distribution is performed taking into account the interference of incident and reflected waves. Numerical modeling of 98 antenna configurations in the GAMMA CAD system at a frequency of 2.4 GHz showed that varying the β (42–48°) and Δβ (5–11°) parameters for the number of turns N=2 and N=3 ensures control of the declination angle of the radiation pattern maximum in the range of 67–96° with a gain of 3.95–6.77 dBi. It was found that increasing the number of turns from 2 to 3 provides an average gain increase of 0.9 dBi while maintaining a radial eccentricity of no worse than 0.79. It was demonstrated that introducing a variable winding angle provides effective control of the spatial position of the antenna's radiation peak and optimizes the radial eccentricity without increasing the antenna's weight or size. The obtained results can be used in the design of compact antenna devices for unmanned platforms and mobile communication systems.*

Keywords: *helical antenna, irregular spiral, radiation pattern, circular polarization.*

For citation (IEEE): M. O. Tkachenko, "Operating Modes of a Low-Turn Irregular Four-Way Cylindrical Helical Antenna," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 9, no. 5, pp. 801–827, 2026, doi: 10.21227/m3pn-mj50. (In Russ.).

References

[1] S. V. Kozlov and A. N. Kubankov, "Process foundations of integration and comprehensive development of information, control, robotic, and telecommunication systems," *Science-intensive technologies in space research of the Earth*, vol. 12, no. 1, pp. 23–31, 2020. (In Russ.).

[2] M. A. Rabadanov Noise immunity of the communication channel of a robotic complex // Eurasian Scientific Journal. 2024. No. 3. pp. 38–41. (In Russ.).

[3] Patent 2775578 Russian Federation, IPC A63B 69/12, G08B 21/02. Drone-based rescue system for drowning people / A. V. Grafenkov, A. N. Migachev, K. A. Kulagin; applicant and patent holder Federal State Budgetary Scientific Institution V. A. Trapeznikov Institute of Control Sciences of the Russian Academy of Sciences. No. 2021135388; declared 10.12.2021; published 04.07.2022. Bulletin No. 19. (In Russ.).
[4] Patent 2780310 Russian Federation, IPC H01Q 1/34, H04B 1/10. Method for increasing the noise immunity and throughput of receiving communication channels / S. V. Kudrin, D. Ya. Lapshov, A. A. Katanovich [et al.]; applicant and patent holder Military Training and Scientific Center of the Navy "Naval Academy named after Admiral of the Fleet of the Soviet Union N. G. Kuznetsov". No. 2021125688; declared 13.09.2021; published 21.09.2022. Bulletin No. 26. (In Russ.).
[5] Patent 2744042 Russian Federation, IPC H01Q 1/12, H01Q 1/14. Weakly directional helical antenna with circularly polarized radiation field / V. V. Golovin, Yu. N. Tyshchuk, Yu. P. Mikhailyuk, D. V. Nacharov; applicant and patent holder Federal State Autonomous Educational Institution of Higher Education "Sevastopol State University". No. 2019145512; declared 30.12.2019; published 02.03.2021. Bulletin No. 7. (In Russ.).
[6] M. O. Tkachenko, "Compact antenna with an increased range of the 2.4 GHz band," *Infocommunications and radio technologies*, vol. 7, no. 4, pp. 672–690, 2024. (In Russ.).
[7] M. O. Tkachenko, A. K. Nikolaev, A. A. Legashova, A. V. Borisenok, "Compact omnidirectional antenna for controlling robotic vehicles," in *Materials of the III Youth Scientific and Practical Conference dedicated to the Day of Russian Science at Sevastopol State University*, Sevastopol, February 10, 2025, Sevastopol: SevSU, pp. 165–166, 2025. (In Russ.).
[8] M. O. Tkachenko, A. V. Borisenok, A. K. Nikolaev, [et al.], "Compact circular polarization antenna for unmanned aerial vehicle control systems," *Modern problems of radio electronics and telecommunications*, no. 7, p. 109, 2024. (In Russ.).
[9] Universal CAE platform for automation of engineering calculations: official website of the GAMMA Tech company. Moscow: GAMMA Tech LLC, 2026. Access mode: https://gammatech.ru/ (date of access: 18.04.2026). (In Russ.).
[10] CAD "GAMMA": a Russian alternative for microwave electronics design / ITGLOBAL.COM Company. Habr: popular science publication. 2025. August 13. Available at: https://habr.com/ru/companies/itglobalcom/articles/936796/ (Accessed: 18 April 2026). (In Russ.).
[11] Russian platform for microwave electronics design / Connect-WIT: information and analytical portal. 2026. Available at: https://www.connect-wit.ru/rossijskaya-platforma-dlya-proektirovaniya-svch-elektroniki.html (Accessed: 18 April 2026). (In Russ.).

Information about the author

Mikhail O. Tkachenko, lecturer of the Department of Radio Electronics and Telecommunications, Sevastopol State University, Sevastopol, Russian Federation.

Infocommunications and Radio Technologies, vol. 9, no. 5, pp. 828–840, 2026.
Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2026. Т. 9, № 5. С. 828—840.
ISSN: 2587-9936
DOI: 10.21227/aee8-qv84

УДК 621.372.832

СВЧ сумматор большой мощности Х-диапазона на основе волновода

Иванов А. Г., Кайбалдиев А. И., Левашов В. Г., Савельев О. Д., Бурыкин А. С.

ООО НПК «Радарсервис»
ул. Станкозаводская, 7Ж лит А, г. Рязань, 390042, Российская Федерация

radservis@mail.ru

Получено: 24 апреля 2026 г.
Отрецензировано: 30 апреля 2026 г.
Принято к публикации: 30 апреля 2026 г.

Аннотация: *Представлена конструкция 4-х канального СВЧ сумматора мощности Х-диапазона на основе волновода, предназначенная для использования в усилительных устройствах. Сумматор представляет собой отрезок волновода с введенными в него штырями отбора мощности и подстроечными элементами. Такая конструкция позволяет обеспечить малые потери и выдерживает импульсную мощность при уровне 1000 Вт (при скважности 7). В статье подробно рассматривается процесс проектирования и макетирования волноводного сумматора. Проведено электромагнитное моделирование и исследование изготовленного макета сумматора. Макет исследован при частоте входного сигнала от 9,1 до 9,7 ГГц и уровне выходной импульсной мощности 1000 Вт (скважность 7). Макетирование показало работоспособность предложенной конструкции сумматора. Результаты моделирования показали соответствие заданным в начале разработки требованиям и корректность моделирования.*

Ключевые слова: *СВЧ, сумматор мощности, Х-диапазон, волновод, коаксиально-волноводный переход, высокая мощность.*

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): СВЧ сумматор большой мощности Х-диапазона на основе волновода / А. Г. Иванов и др. // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2026. Т. 9, № 5. С. 828—840.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): СВЧ сумматор большой мощности Х-диапазона на основе волновода / А. Г. Иванов, А. И. Кайбалдиев, В. Г. Левашов и др. // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2026. — Т. 9, № 5. — С. 828—840.

1. Введение

Тенденция развития современных усилителей мощности заключается в увеличении выходной мощности и миниатюризации. Одним из путей увеличение выходной мощности является объединение нескольких усилителей (транзисторов), для чего необходимы устройства сложения и распределения мощности. Сложение выходной мощности транзисторов с большой выходной мощностью требует устройств с высокой электрической прочностью и низкими потерями для снижения нагрева и увеличения КПД.

В данной работе были рассмотрены различные конструкции устройств сложения и распределения мощности. Наилучшим вариантом оказалось развитие темы коаксиально-волноводных сумматоров, так как волноводные структуры имеют низкие потери, высокую электрическую прочность и небольшие габаритные размеры (по сравнению с волноводными конструкциями). Исходя из вышеперечисленных достоинств волноводных структур появилась задача разработки волноводного сумматора мощности *X*-диапазона, электрические параметры которого соответствуют требованиям, приведенным в таблице 1.

Таблица 1. Электрические параметры волноводного сумматора.

Table 1. Electrical specification of the waveguide combiner

Наименование параметра, единица измерений	Величина параметра		
	не менее	номинал	не более
1. Рабочий диапазон частот, ГГц	9,1	—	9,7
2. Переходное ослабление на выходах относительно входа, дБ	6,0	—	8,0
3. Неравномерность переходного ослабления между каналами, дБ	—	—	1,0
4. Потери на суммирование, дБ	—	—	2,0
5. КСВН выхода сумматора	—	—	1,5
6. Допустимая импульсная мощность (при скважности 7), Вт	—	1000	3500
7. Диапазон рабочих температур, °С	минус 50	—	плюс 50

2. Конструкция волноводного сумматора

В литературе описаны разные способы вывода энергии из волноводов с помощью элементов связи. В качестве элементов связи могут быть использованы зонды (прямолинейные проводники, штыри), петли (рамки из проводников), Т-образные штыри, торцевые переходы, щели в стенках волноводов и др. Наиболее эффективный вывод энергии из волновода наблюдается при расположении штыря (петли, щели) параллельно вектору электрического поля и перпендикулярно вектору магнитного поля. Основ-

ной тип колебаний в волноводе H_{10}, так как штырь отбора мощности расположен по центру широкой стенки [1, 2]. Однако описанные в литературе конструкции не отвечают требованиям высокой технологичности и/или не могут быть расширены до многоканальных суммирующих устройств.

Наиболее простым устройством отбора мощности из волновода является коаксиально-волноводный переход со штырем, расположенным по центру широкой стенки волновода на расстоянии λ/4 от глухой стенки волновода. На таком переходе и была основана разработка волноводного сумматора. На первом этапе разработки в коаксиально-волноводный переход был введен второй штырь отбора мощности на расстоянии λ/2 от первого. При такой конструкции равномерно распределить мощность между штырями не представлялось возможным. Решение данной проблемы нашлось при введении на противоположной стенке от штырей подстроечных элементов в виде цилиндра 1 (Рисунок 1) Диаметр цилиндра *D*1 и его удаленность от задней стенки волновода *L*3 определяется при моделировании. Изменением размеров *L*4—*L*6 (Рисунок 1) можно добиться равномерного распределения мощности между двумя штырями. Для расширения полосы рабочих частот в конструкцию штырей введены металлические втулки. Варьируя диаметр *D*2 втулок 2 на штырях, можно достичь необходимой широкополосности. Результаты моделирования приведены на рисунке 2.

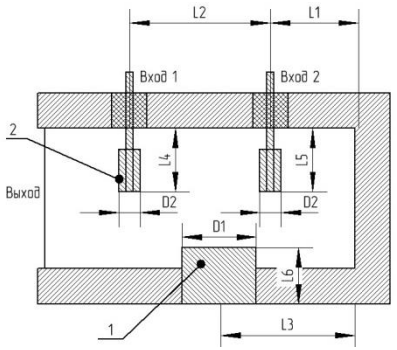
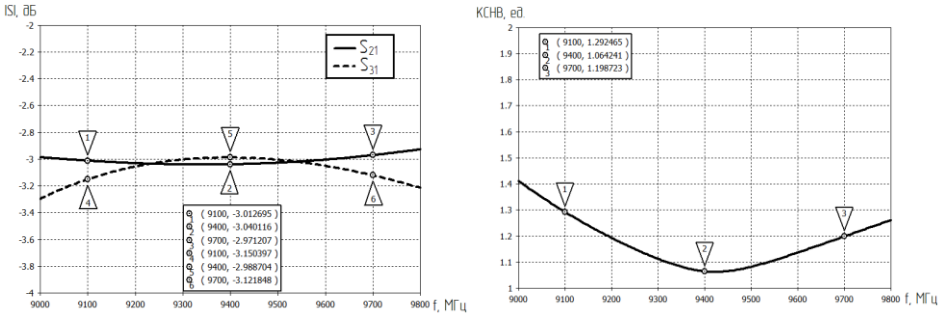


Рис. 1. Эскиз коаксиально-волноводного перехода с 2-мя штырями.

Fig. 1. Sketch of a coaxial-to-waveguide transition with two probes

Результаты моделирования показали, что потери на суммирование 2-канального сумматора — не более 0,15 дБ; неравномерность деления между каналами не более 0,14 дБ; КСВН выхода сумматора не более 1,29.

На следующем этапе в полученный 2-канальный волноводный сумматор был введен третий штырь отбора мощности и второй подстроечный элемент связи (Рисунок 3). Аналогичным образом с предыдущим сумматором, была выполнена оптимизация длин штырей и глубины погружения



а) б)

Рис. 2. Сумматор 2-х канальный: а) АЧХ переходного ослабления;
б) АЧХ коэффициента стоячей волны.

Fig. 2. Two-channel combiner: a) Frequency response of a coupling;
б) Frequency response of voltage standing wave ratio

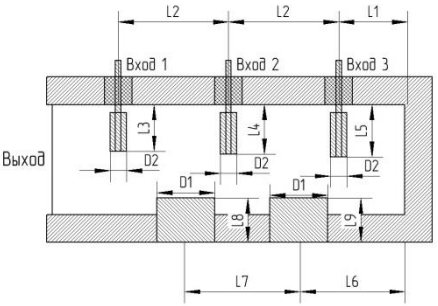
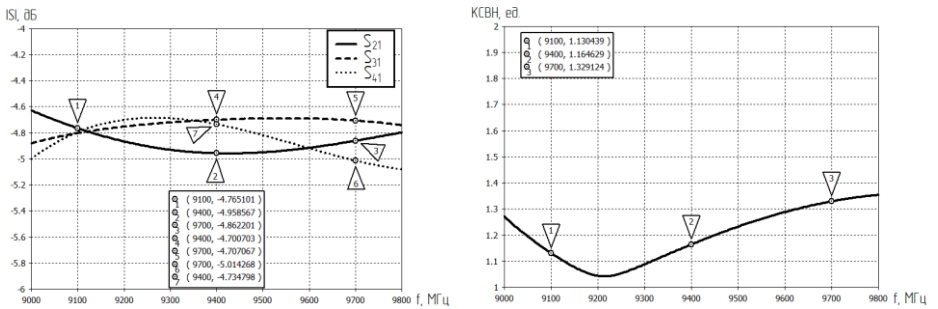


Рис. 3. Эскиз коаксиально-волноводного перехода с 3-мя штырями.

Fig. 3. Sketch of a coaxial-to-waveguide transition with three probes



а) б)

Рис. 4. Сумматор 3-х канальный: а) АЧХ переходного ослабления
б) АЧХ коэффициента стоячей волны.

Fig. 4. Three-channel combiner: a) Frequency response of a coupling;
б) Frequency response of voltage standing wave ratio

подстроечных элементов в волновод для получения равномерного распределения мощности. Результаты моделирования приведены на рисунке 4.

Результаты моделирования показали, что потери на суммирование 3-канального сумматора — не более 0,21 дБ; неравномерность деления между каналами не более 0,3 дБ; КСВН выхода сумматора не более 1,33.

Финальным вариантом конструкции является 4-канальный волноводный сумматор, представляющий из себя отрезок волновода, в который введено четыре возбуждающих штыря и три подстроечных элемента (Рисунок 5). Наиболее важными геометрическими размерами являются: расстояние между задней стенкой волновода и ближайшим штырем (*L*1) и расстояние между соседними штырями (*L*2). Величину мощности, отбираемую каждым штырем из волновода, можно регулировать путем изменения величины погружения штырей (*L*3—*L*6) и/или величиной погружения подстроечных элементов (*L*7—*L*9). Положение подстроечных элементов вдоль оси волновода (*L*10—*L*12) определяется при моделировании. Коаксиальные выводы сумматора 1 (Рисунок 5) имеют волновое сопротивление 50 Ом и хорошо совместимы с микрополосковой печатной технологией. Предложенная конструкция волноводного сумматора разработана и запатентована ООО НПК «Радарсервис» [3].

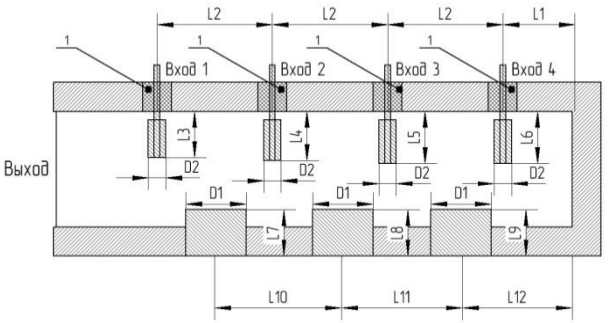


Рис. 5. Эскиз коаксиально-волноводного перехода с четырьмя штырями.

Fig. 5. Sketch of a coaxial-to-waveguide transition with four probes

3. Моделирование сумматора

Моделирование волноводного сумматора проведено в САПР *CST Studio Suite* [4]. За основу был взят стандартный волновод с сечением 23×10 мм. Последовательно увеличивая количество штырей в волноводе, были вычислены оптимальные значения *L*1—*L*12. Оптимизированная геометрия модели сумматора представлена на рисунке 6. Результаты моделирования сумматора приведены на рисунке 7.

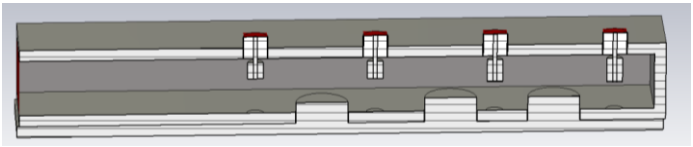
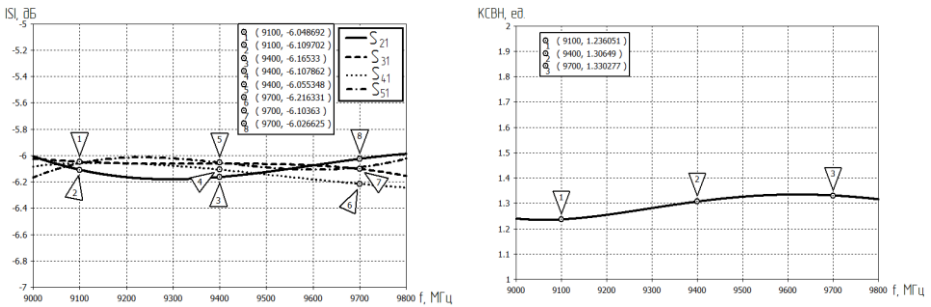


Рис. 6. Сечение модели волноводного сумматора в САПР *CST Studio* вдоль широкой стенки волновода.

Fig. 6. Cross-section of the waveguide combiner model in the CST Studio CAD along the waveguide broad wall



а) б)

Рис. 7. Сумматор волноводный: а) АЧХ переходного ослабления б) АЧХ коэффициента стоячей волны.

Fig. 7. Waveguide combiner: a) Frequency response of a coupling; б) Frequency response of voltage standing wave ratio

В результате моделирования оптимизированной модели получены следующие электрические параметры: неравномерность переходного ослабления между каналами составила не более 0,19 дБ; потери на суммирование в среднем составили 0,1 дБ; КСВН выхода составил не более 1,34. Модель по электрическим параметрам соответствует требованиям таблицы 1.

Проведено моделирование распространения электрического поля в продольном сечении волноводного сумматора. Результат моделирования приведен на рисунке 8. На приведенной визуализации видна концентрация электрического поля на штырях при их возбуждении и результирующая волна на выходе. Максимальная напряженность электрического поля в волноводном сумматоре при выходной мощности 1000 Вт согласно моделированию составила 706 кВ/м. Исходя из полученных данных можно оценить пробивную мощность полученного устройства по формуле (1):

$$P_{\text{пр}} = P_0 \cdot \left(\frac{E_{\text{пр}}}{E_{\text{макс}}}\right)^2, \quad (1)$$

где $P_{\text{пр}}$ — искомая пробивная мощность; P_0 — выходная мощность, при которой проводилось моделирование (1000 Вт); $E_{\text{пр}}$ — пробивная напря-

женность воздуха (3 000 000 В/м); $E_{макс}$ — максимальная напряженность поля, полученная при моделировании (706 143 В/м).

Итого, оценочная пробивная мощность сумматора составляет около 18 кВт, при коэффициенте запаса 5 оценочная рабочая мощность составляет около 3,6 кВт.

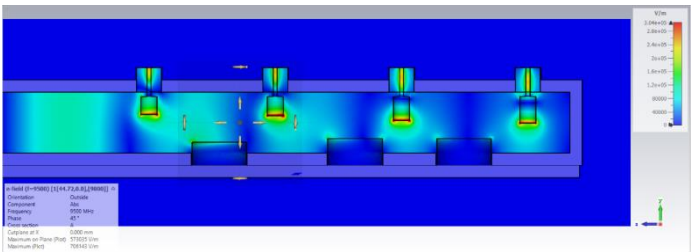


Рис. 8. Визуализация распространения электрического поля в волноводном сумматоре в САПР *CST Studio* при выходной мощности 1000 Вт.

Fig. 8. Visualization of electric field propagation in the waveguide combiner within the CST Studio CAD at 100 W of output power

4. Экспериментальные исследования

В соответствии с полученными при моделировании данными изготовлен макет волноводного сумматора. Печатная плата с топологией (в данном случаем микрополосковой линией) интегрирована в корпус сумматора таким образом, что 50 Ом выводы из волновода монтируются непосредственно на микрополосковые линии печатной платы. Для обеспечения необходимой развязки и КСВН входа в каналы сумматора введены ферритовые вентили с потерями не более 0,5 дБ, развязкой не менее 20 дБ и КСВН не более 1,3. Внешний вид макета приведен на рисунке 5. Результаты проверки макета приведены в таблице 2.

При моделировании было получено значение потерь около 0,09 дБ, при макетировании потери составили в среднем 1,3 дБ. Данное расхождение объясняется тем, что в модели не учтены потери в развязывающих устройствах (0,3—0,5 дБ), потери в коаксиально-микрополосковых переходах (до 0,15 дБ), потери в коаксиально-волноводном переходе (до 0,3 дБ), потери в материале печатной платы (около 0,15 дБ). Итого суммарные потери вне волновода сумматора составляют около 0,9—1,2 дБ, а реальные потери в волноводе составляют 0,1—0,4 дБ, что хорошо согласуется с результатами моделирования. Отличие неравномерности переходного ослабления макета от модели объясняется недостаточной точностью изготовления механических деталей, влиянием неравномерности параметров ферритного вентиля и печатной платы.

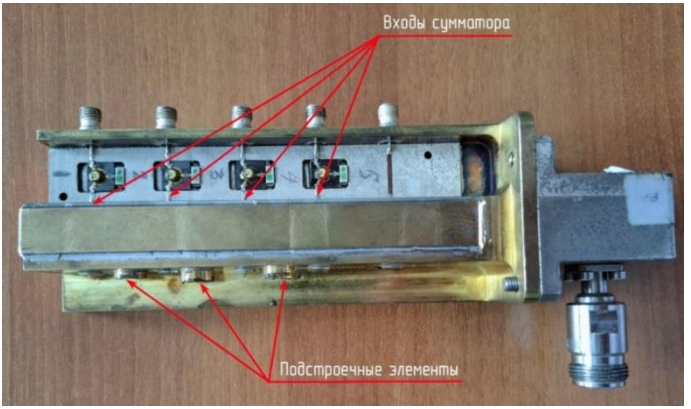


Рис. 9. Внешний вид макета волноводного сумматора с выходом на микрополосковую линию и развязывающими устройствами.

Fig. 9. External view of the waveguide combiner prototype with a microstrip line output and circulators

Таблица 2. Сравнение электрических параметров макета волноводного сумматора с расчетными значениями.

Table 2. Comparison of the electrical parameters of the waveguide combiner prototype with the calculated values

Наименование параметра, единица измерений	Величина параметра		
	Требование	Расчет	Измеренное значение
1. Переходное ослабление сумматора на выходах относительно входа, дБ	6,0—8,0	6,0—6,2	6,9—7,8
2. Неравномерность переходного ослабления между каналами, дБ	не более 1,0	не более 0,19	не более 0,6
3. Неравномерность переходного ослабления в рабочем диапазоне частот, дБ	не более 2,0	не более 0,17	не более 0,9
4. Потери на суммирование, дБ	не более 2,0	не более 0,09	не более 1,3
5. КСВН выхода сумматора	не более 1,5	не более 1,34	не более 1,45

Для оценки пробивной устойчивости был изготовлен макет усилителя с волноводным сумматором, волноводным делителем (аналогичная с сумматором конструкция), печатными платами с цепями питания и согласования СВЧ-транзисторов и местами для установки СВЧ транзисторов. Внешний вид макета приведен на рисунке 6.

Предварительно проведена проверка электрических параметров каждого из волноводов макета, а также проверка всего усилителя с переходными платами вместо транзисторов. После проверки в макет установлены СВЧ-транзисторы и проведена проверка электропрочности. Результаты проверки макета усилителя приведены в таблице 3.

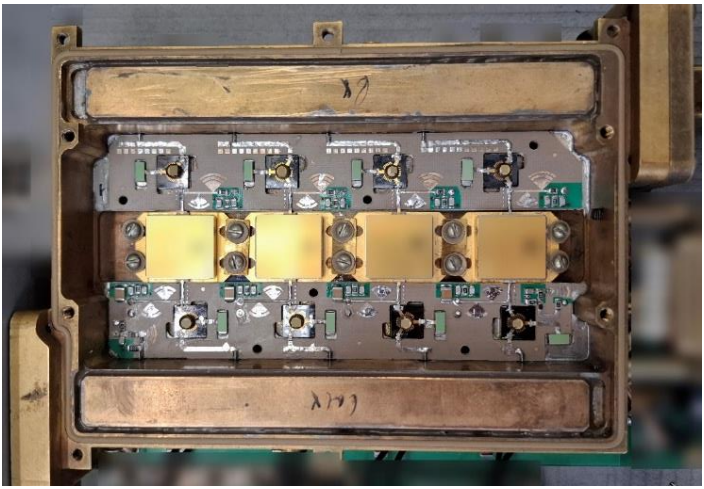


Рис. 10. Внешний вид макета усилителя на основе волноводного разделительно-суммирующего устройства.

Fig. 10. External view of the amplifier prototype based on a waveguide splitting/combining structure

Таблица 3. Сравнение электрических параметров макета усилителя с расчетными значениями.

Table 3. Comparison of the electrical parameters of the amplifier prototype with the calculated values

Наименование параметра, единица измерений	Величина параметра	
	Требование	Измеренное значение
1. Переходное ослабление делителя на выходах относительно входа, дБ	6,0 — 8,0	6,7 — 7,5
2. Переходное ослабление сумматора на выходах относительно входа, дБ	6,0 — 8,0	6,6 — 7,6
3. Неравномерность переходного ослабления между каналами, дБ	не более 1,0	не более 0,7
4. Неравномерность переходного ослабления в рабочем диапазоне частот, дБ	не более 2,0	не более 0,8
5. Потери на деление-суммирование, дБ	не более 3,0	не более 2,0
6. КСВН входа делителя / выхода сумматора	не более 1,5	не более 1,42
7. Допустимая импульсная мощность (при скважности 7), Вт	не более 3500	1000

В результате проверки электрических параметров макета усилителя на основе волноводных делителя и сумматора получены следующие электрические параметры: неравномерность переходного ослабления между

каналами составила не более 0,7 дБ; потери на деление / суммирование составили не более 2,0 дБ; КСВН входа делителя / выхода сумматора составил не более 1,42. Макет усилителя по электрической прочности выдержал выходную импульсную мощность не менее 1000 Вт. Макет по электрическим параметрам соответствует требованиям таблицы 1.

5. Заключение

Проведено моделирование конструкции волноводного сумматора. Для подтверждения корректности моделирования изготовлен макет четырехканального сумматора. Макет волноводного сумматора имеет электрические параметры, соответствующие требованиям таблицы 1: переходное ослабление каналов в пределах 6,9—7,8 дБ; неравномерность переходного ослабления не более 0,7 дБ и потери на суммирование 0,4 дБ.

На основе разработанного волноводного сумматора изготовлен и проверен по электрическим параметрам макет усилителя мощности, который позволил увеличить выходную мощность (по сравнению с предыдущей конструкцией сумматора) с 500 до 1000 Вт (при скважности 7). Макет усилителя имеет электрические параметры, соответствующие требованиям таблицы 1 и выдерживает выходную импульсную мощность 1000 Вт (скважность 7) на частоте 9,1—9,7 ГГц.

К преимуществам волноводного сумматора можно отнести высокую электропрочность и возможность интегрирования в корпуса СВЧ-изделий. Помимо этого, конструкция обладает универсальностью в части возможности введения любого количества штырей в волновод для получения необходимого числа каналов. Также стоит отметить новизну идеи использования волновода для многоканального суммирования СВЧ сигналов.

Список литературы

1. Гальченко Н. А., Михалевский В. С., Синявский Г. П. Волноводы сложных сечений и полосковые линии. Ростов-на-Дону : Изд-во Ростовского университета, 1978. 176 с.
2. Левин Л. Теория волноводов. Методы решения волноводных задач : пер. с англ. / Под ред. В. И. Вольмана. М. : Радио и связь, 1981. 312 с.
3. Иванов А. Г. Пат. 2784499 (РФ). Волноводный 7-ми дБ сумматор. Опубл. 28.11.2022.
4. Курушин А. А. Проектирование СВЧ устройств в CST STUDIO SUITE. М. : СОЛОН-Пресс, 2023. 428 с.

Информация об авторах

Иванов Анатолий Григорьевич, генеральный директор ООО НПК «Радарсервис», г. Рязань, Российская Федерация.

Кайбалдиев Артём Игоревич, технический директор ООО НПК «Радарсервис», г. Рязань, Российская Федерация.

Левашов Виктор Григорьевич, заместитель технического директора ООО НПК «Радарсервис», г. Рязань, Российская Федерация.

Савельев Олег Дмитриевич, заместитель технического директора ООО НПК «Радарсервис», г. Рязань, Российская Федерация.

Бурыкин Артём Сергеевич, инженер-конструктор ООО НПК «Радарсервис», г. Рязань, Российская Федерация.

High-Power X-Band Waveguide-Based Microwave Combiner

A. G. Ivanov, A. I. Kaybaldiev, V. G. Levashov, O. D. Saveliev, and A. S. Burykin

«Radarservis» Research and Production Complex LLC
7Zh Litera A, Stankozavodskaya St., Ryazan, 390042, Russian Federation
radservis@mail.ru

Received: April 24, 2026
Peer-reviewed: April 30, 2026
Accepted: April 30, 2026

Abstract: *A design of a 4-channel X-band high-power waveguide-based microwave combiner intended for use in amplifier devices is presented. The combiner consists of a waveguide section with inserted power extraction probes and tuning elements. This design provides low insertion loss and withstands a pulsed power level of 1000 W (at a duty cycle of 7). The article discusses in detail the design and prototyping process of the waveguide combiner. Electromagnetic simulation and experimental characterization of the fabricated combiner prototype have been performed. The prototype was tested at an input signal frequency from 9.1 to 9.7 GHz and an input pulsed power level of 1000 W (duty cycle 7). Prototyping has demonstrated the viability of the proposed combiner design. The simulation results show compliance with the initial design requirements and the validity of the simulation model.*

Keywords: *microwave, power combiner, X-band, waveguide, coaxial-to-waveguide transition, high power.*

For citation (IEEE): A. G. Ivanov, et al., "High-Power X-Band Waveguide-Based Microwave Combiner," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 9, no. 5, pp. 828–840, 2026, doi: 10.21227/aee8-qv84. (In Russ.).

References

[1] N. A. Galchenko, V. S. Mikhalevsky, and G. P. Sinyavsky, *Waveguides of complex cross-sections and striplines*, Rostov University Press, 1978. (In Russ.).
[2] L. Levin, *Theory of Waveguides: Techniques for the Solving of Waveguide Problems*, New York – Toronto: John Wiley & Sons, 1975.
[3] A. G. Ivanov, "Waveguide 7-dB combiner," Patent RF, no. 2784499, Nov. 28, 2022. (In Russ.).
[4] A. A. Kurushin, Design of Microwave Devices in CST STUDIO SUITE. Moscow: SOLON Press, 2023. (In Russ.).

Information about the authors

Anatoly G. Ivanov, General Director, RadarService Research and Production Company LLC, Ryazan, Russian Federation.

Artyom I. Kaibaldiev, Technical Director, RadarService Research and Production Company LLC, Ryazan, Russian Federation.

Viktor G. Levashov, Deputy Technical Director, RadarService Research and Production Company LLC, Ryazan, Russian Federation.

Oleg D. Savelyev, Deputy Technical Director, RadarService Research and Production Company LLC, Ryazan, Russian Federation.

Artyom S. Burykin, Design Engineer, RadarService Research and Production Company LLC, Ryazan, Russian Federation.

Infocommunications and Radio Technologies, vol. 9, no. 5, pp. 841–855, 2026.
Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2026. Т. 9, № 5. С. 841—855.
ISSN: 2587-9936
DOI: 10.21227/nq1a-er29

УДК 621.396.67

Анализ пропускной способности и вероятности битовой ошибки в MIMO-системах с выбором подмножества антенн для сценариев высокоскоростного движения

Калюкин М. А., Пешков И. В.

Елецкий государственный университет им. И. А. Бунина
ул. Коммунаров, 28, г. Елец, 399770, Российская Федерация
main@elsu.ru

Получено: 22 апреля 2026 г.
Отрецензировано: 30 апреля 2026 г.
Принято к публикации: 30 апреля 2026 г.

Аннотация: *В работе решается задача выбора оптимального подмножества антенн из фиксированного набора для систем MIMO (Multiple-Input Multiple-Output), в различных условиях, в том числе и в условиях высокоскоростного движения до 350 км/ч. Моделирование выполнено с использованием WINNER II Channel Model. Проведен перебор всех 15 комбинаций из набора 6 антенн, расположенных в прямоугольной сетке 3×2. Рассчитаны пропускная способность и вероятность битовой ошибки для каждой комбинации. Определена оптимальная дискретная конфигурация, обеспечивающая наилучшую пропускную способность. Проведено сравнение с кольцевой антенной решеткой (КАР) с 4 элементами радиусом решетки 5 см. Показано, что выбранная комбинация прямоугольной антенной решетки (ПАР) превосходит КАР по пропускной способности. С применением метода последовательного квадратичного программирования выполнена оптимизация координат антенн. Получена конфигурация со средней пропускной способностью выше лучшей дискретной комбинации. Рассчитаны матрицы пространственной корреляции для исследуемых конфигураций. Результаты могут быть использованы при проектировании антенных систем для высокоскоростного железнодорожного транспорта.*

Ключевые слова: *MIMO, прямоугольная антенная решетка, кольцевая антенная решетка, пространственная корреляция, высокоскоростное движение, пропускная способность, вероятность битовой ошибки — Bit Error Rate (BER).*

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Калюкин М. А., Пешков И. В. Анализ пропускной способности и вероятности битовой ошибки в MIMO-системах с выбором подмножества антенн для сценариев высокоскоростного движения // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2026. Т. 9, № 5. С. 841—855.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Калюкин, М. А. Анализ пропускной способности и вероятности битовой ошибки в MIMO-системах с выбором подмножества антенн для сценариев высокоскоростного движения / М. А. Калюкин, И. В. Пешков // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2026. — Т. 9, № 5. — С. 841—855.

1. Введение

Современные системы беспроводной связи пятого поколения (5*G*) и перспективные разработки для шестого (6*G*) предъявляют высокие требования к скорости передачи данных и надежности соединения. Технология *MIMO* является ключевым компонентом, обеспечивающим повышение спектральной эффективности и устойчивости каналов связи [1]. Однако эффективность *MIMO*-систем существенно зависит от пространственной корреляции между элементами антенных решеток (АР), которая возрастает при уменьшении расстояния между антеннами и при высоких скоростях движения абонента [2]. В модели *WINNER* II при увеличении скорости движения ухудшается точность оценки канала из-за доплеровского уширения. Это, совместно с ограниченным угловым разбросом приемных сигналов, характерным для данной модели, может приводить к росту пространственной корреляции, особенно для компактных антенных решеток. Важной практической задачей является выбор оптимального размещения антенн из фиксированного набора для использования в конкретных условиях эксплуатации. Эта задача позволяет снизить аппаратную сложность системы и улучшить ее характеристики за счет выбора наиболее разнесенных в пространстве антенн [3, 4].

Целью настоящей работы является исследование влияния выбора подмножества антенн на пропускную способность и коэффициента битовых ошибок *MIMO*-системы в условиях высокоскоростного движения на основе реалистичной модели канала *WINNER* II.

2. Математическая модель пространственной корреляции в MIMO-системах

В данном разделе представлены основные математические соотношения, описывающие пространственную корреляцию в *MIMO*-системах. Рассматриваются коэффициент пространственной корреляции, лапласовское распределение угловой мощности, матрица пространственной корреляции в модели Кронекера, а также выражения для пропускной способности и BER при двоичной фазовой манипуляции — *Binary Phase-Shift Keying* (*BPSK*).

Коэффициент пространственной корреляции.

Пространственная корреляция между двумя антенными элементами характеризуется коэффициентом корреляции, который для произвольной конфигурации решетки может быть выражен через функцию углового распределения мощности [5]. Согласно [6], коэффициент корреляции между *m*-м и *n*-м элементами АР определяется выражением:

$$\rho_{mn} = \frac{\int e^{j\frac{2\pi}{\lambda}d_{mn}sin\theta} \times PAS(\theta)d\theta}{\sqrt{\int PAS(\theta)d\theta \times \int PAS(\theta)d\theta}} \quad (1)$$

где: ρ_{mn} — комплексный коэффициент корреляции между *m*-м и *n*-м элементами АР; λ — длина волны несущего сигнала, d_{mn} — физическое расстояние между *m*-м и *n*-м элементами АР, измеряемое в метрах; θ — угол прихода или угол ухода сигнала; PAS(θ) — функция углового распределения мощности, нормированная таким образом, что $\int$PAS(θ)dθ = 1.

Лапласовское распределение угловой мощности.

В условиях городской застройки и для *Outdoor-to-Indoor*-сценариев «извне-внутрь» наиболее адекватное описание углового распределения мощности дает лапласовская модель [7]:

$$\mathrm{PAS}(\theta) = \frac{1}{\sqrt{2}\sigma_\theta}\exp\left(-\frac{\sqrt{2}|\theta-\theta_0|}{\sigma_\theta}\right) \quad (2)$$

где: θ_0 — средний угол прихода сигнала (рад); σ_θ — угловой разброс, характеризующий ширину распределения углов прихода (рад).

Угловой разброс σ_θ является функцией скорости движения и уменьшается с ее ростом, что приводит к увеличению пространственной корреляции. Согласно [8], эта зависимость может быть аппроксимирована экспоненциальной функцией:

$$\sigma_\theta(v) = \sigma_{\theta 0} \times \exp(-\beta \times v) \quad (3)$$

где $\sigma_{\theta 0}$ — угловой разброс при нулевой скорости, β — эмпирический коэффициент затухания.

Матрица пространственной корреляции.

Для многозвенной *MIMO*-системы с N_t передающими и N_r приемными антеннами полная пространственная корреляция описывается моделью Кронекера [9, 10].

$$R_{sys} = R_{Tx} \otimes R_{Rx} \quad (4)$$

где: R_{sys} — системная матрица корреляции; R_{Tx} — матрица корреляции на передающей стороне размерностью $N_t \times N_t$; R_{Rx} — матрица корреляции на

приемной стороне размерностью $N_r \times N_r$; $\otimes$ — символ кронекеровского произведения матриц.

В условиях городской застройки при отсутствии прямой видимости часто используется модель Джейкса, предполагающая равномерное распределение углов прихода сигнала. В этом случае коэффициент пространственной корреляции между двумя антеннами, разнесенными на расстояние d, выражается через функцию Бесселя первого рода нулевого порядка. Формула (1) примет вид:

$$p(d) = J_0 \frac{2\pi \mathrm{d_{mn}}}{\lambda} \quad (5)$$

где J_0 — функция Бесселя первого рода нулевого порядка.

Канальная матрица с учетом пространственной корреляции.

С учетом пространственной корреляции канальная матрица H может быть представлена в виде:

$$\mathrm{H} = \mathrm{R}_{Rx}^{1/2} \times \mathrm{H}iid \times (\mathrm{R}_{Tx}^{1/2})^T \quad (6)$$

где: $\mathrm{H}iid$ — матрица канала с независимыми комплексными гауссовскими коэффициентами, распределенными по закону $CN(0,1)$; $\mathrm{R}_{Rx}^{1/2}$ и $\mathrm{R}_{Tx}^{1/2}$ — квадратные корни матриц корреляции, вычисляемые через разложение Холецкого; T — операция транспонирования.

Пропускная способность MIMO-канала.

При отсутствии информации о состоянии канала на передающей стороне оптимальной стратегией является равномерное распределение мощности между передающими антеннами. В этом случае пропускная способность MIMO-системы определяется выражением:

$$C = \log_2 \det(\mathrm{I}_{Nr} + \frac{SNR}{Nt} \mathrm{H}\mathrm{H}^H) \quad (7)$$

где: C — пропускная способность в Мбит/с/Гц; I_{Nr}— единичная матрица размерностью $N_r \times N_r$; N_t — количество передающих антенн; H^H — эрмитово сопряженная матрица к H; det — определитель матрицы.

Вероятность битовой ошибки для BPSK.

Для двоичной фазовой манипуляции в канале с аддитивным белым гауссовским шумом (АБГШ) вероятность битовой ошибки выражается через комплементарную функцию ошибок:

$$BER = \frac{1}{2} \times \mathrm{erfc}(\sqrt{\text{ОСШ}}) \quad (8)$$

где erfc(x) — комплементарная функция ошибок; ОСШ — отношение сигнал-шум.

В условиях пространственной корреляции эффективное отношение сигнал-шум снижается, что приводит к увеличению *BER*. С учетом корреляции и усреднением по всем приемным антеннам выражение (7) модифицируется:

$$BER = \frac{1}{Nr}\sum_{i=1}^{Nr}\frac{1}{2}\mathrm{erfc}\left(\sqrt{\frac{\rho}{[\mathrm{R}Rx]ii}}\right) \quad (9)$$

где $[\mathrm{R}Rx]ii$ — диагональные элементы приемной корреляционной матрицы, отражающие потери мощности из-за корреляции.

3. Методология моделирования

В данном разделе описываются параметры системы, конфигурация АР и методика проведения имитационного моделирования с использованием библиотеки WINNER II Channel Model.

Параметры системы.

Моделирование проводилось с использованием *WINNER* II *Channel Model*. Основные параметры системы представлены в таблице 1.

Таблица 1. Параметры моделирования.

Table 1. Parameters of modeling

Параметр	**Значение**
Несущая частота f_c	2,4 ГГц
Длина волны λ	0,125 м
SNR	25 дБ
Модуляция	*BPSK*
Длина кадра	1600 символов
Сценарий распространения	B4 (извне-внутрь)
Условия распространения	Вне прямой видимости — ВПР, *NLOS*
Скорость движения	0—350 км/ч

Конфигурации АР.

Исследовался фиксированный набор из 6 антенн, расположенных в прямоугольной сетке размером 3×2. Координаты антенн в декартовой системе координат задавались следующим образом:

$$\begin{cases} \mathrm{p}_1 = (-0.125, -0.0625, 0) \\ \mathrm{p}_2 = (-0.0625, -0.0625, 0) \\ \mathrm{p}_3 = (0, -0.0625, 0) \\ \mathrm{p}_4 = (-0.125, 0.0625, 0) \\ \mathrm{p}_5 = (-0.0625, 0.0625, 0) \\ \mathrm{p}_6 = (0, 0.0625, 0) \end{cases}$$

Расстояние между соседними антеннами по оси *X* составляет λ/2= 0,0625 м, по оси *Y* — 0,125 м. Данная конфигурация обеспечивает различную пространственную корреляцию в горизонтальной и вертикальной плоскостях. Для каждой комбинации из 6 антенн (всего 15 комбинаций) проводилось формирование канальной матрицы *H* с использованием *WINNER* II *Channel Model*, расчет пропускной способности по формуле (6), вычисление *BER* по формуле (8) с усреднением по всем приемным антеннам. Для сравнения использовалась стандартная КАР с 4 элементами и радиусом 5 см.

4. Результаты моделирования и анализ

В разделе представлены результаты набора комбинаций антенн, оптимизации конфигурации с использованием метода последовательного квадратичного программирования — *Sequential quadratic programming* (*SQP*), сравнения с КАР, а также анализа пространственной корреляции. Для каждой конфигурации приведены графики зависимости пропускной способности от скорости и графики зависимости вероятности битовой ошибки.

Выбор комбинации антенн.

В таблице 2 представлены наиболее показательные комбинации по средней пропускной способности, усредненной по всему диапазону скоростей 0—350 км/ч.

Таблица 2. Комбинации ПАР антенн.

Table 2. Antenna URA combination

№	Комбинация антенн	Средняя *C*, Мбит/с/Гц	Средний BER
1	3, 4, 5, 6	64,55	0,001195
2	2, 3, 4, 5	63,12	0,001287
3	1, 2, 3, 4	62,87	0,001325
4	1, 2, 4, 5	61,75	0,004290

На рис. 1 и 2 представлена геометрия исследуемого набора антенн. Антенны пронумерованы от 1 до 6 в соответствии с их координатами. На рисунках 1-2 представлены лучшие комбинации с наибольшими *C* и *BER*. На рис. 3 представлена геометрия № 4 — худшего варианта из всех 15 исследуемых антенн по исследуемым параметрам.

Оптимизация конфигурации антенн.

Для поиска конфигурации, превосходящей лучшую дискретную комбинацию [3, 4, 5, 6], был применен метод *SQP*. В отличие от дискретного набора, данный метод позволяет непрерывно изменять координаты антенн

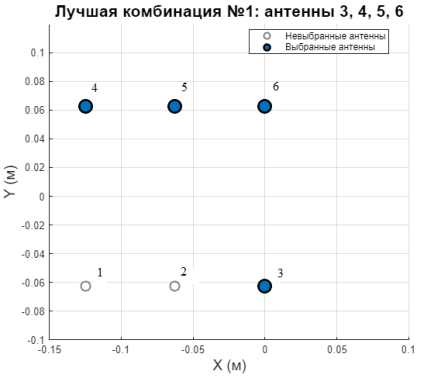
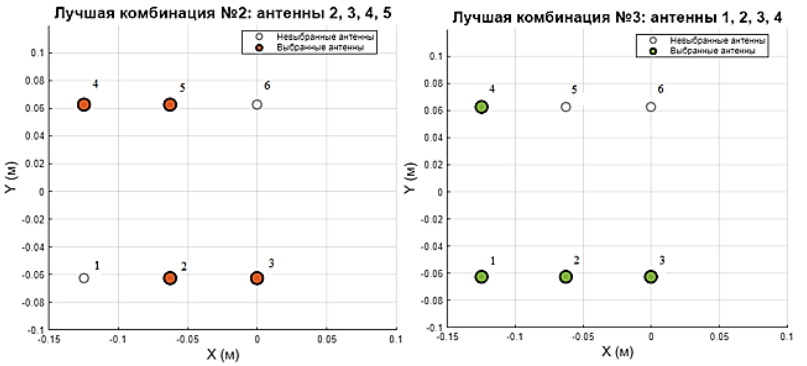


Рис. 1. Наилучшая комбинация антенн.

Fig. 1. Best Antenna Combination



а б

Рис. 2. Комбинации антенн (а — № 2 и б — № 3) с меньшей пропускной способностью и *BER*.

Fig. 2. Antenna combinations (a – No. 2 and б – No. 3) with lower capacity and BER

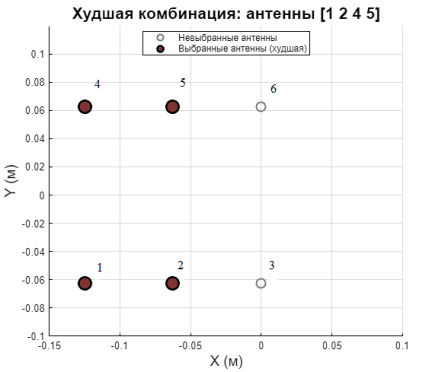


Рис. 3. Комбинации антенн с наименьшей пропускной способностью и *BER*.

Fig. 3. Combinations of antennas with the lowest bandwidth and BER

в заданных пределах. В качестве начальной точки использовалась лучшая дискретная комбинация [3, 4, 5, 6] с координатами:

$$\left\{\begin{array}{c|c} 0 & -0.0625 \\ -0.125 & 0.0625 \\ -0.0625 & 0.0625 \\ 0 & 0.0625 \end{array}\right\}$$

Поиск выполнялся в окрестности начальной точки с ограничением на минимальное расстояние между антеннами 0,064λ при несущей частоте 2,4 ГГц. В результате оптимизации была найдена конфигурация, превосходящая лучшую дискретную комбинацию.

Полученные координаты антенн:

$$\left\{\begin{array}{c|c} -0.0001 & -0.0624 \\ -0.1252 & 0.0624 \\ -0.0624 & 0.0627 \\ 0.0001 & 0.0624 \end{array}\right\}$$

Средняя пропускная способность данной конфигурации составила 64,79 Мбит/с/Гц, что на 0,37 % выше среднего ранее найденного значения 64,55 Мбит/с/Гц. Координаты найденной конфигурации близки к исходным антеннам 3, 4, 5, 6, однако имеют небольшие смещения (порядка 0,1—0,3 мм), что позволило улучшить пространственное разнесение и снизить корреляцию между элементами. Полученный результат подтверждает эффективность применения градиентных методов оптимизации для точной подстройки координат антенн. На рис. 4 представлена пропускная способность каждой из комбинаций.

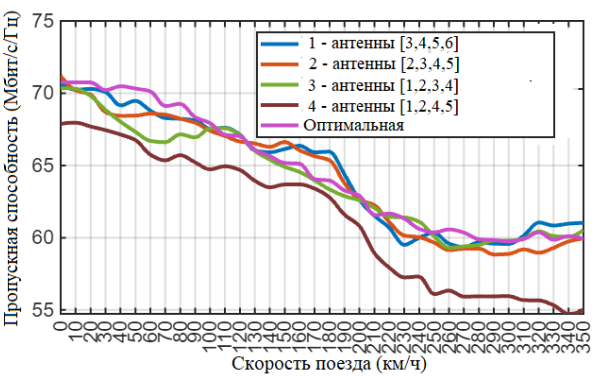


Рис. 4. Зависимость пропускной способности от скорости для трех лучших комбинаций.

Fig. 4. Capacity versus speed dependence for the top three combinations

Сравнение с КАР.

Для оценки эффективности предложенной прямоугольной конфигурации проведено сравнение с классической КАР. Кольцевая решетка широко используется в *MIMO*-системах благодаря круговой симметрии и способности обеспечивать равномерное пространственное разнесение во всех направлениях. В данном исследовании рассмотрена КАР с 4 элементами, расположенными на окружности радиуса 5 см. Кольцевая антенная решетка с R=5 см представлена на рис. 5.

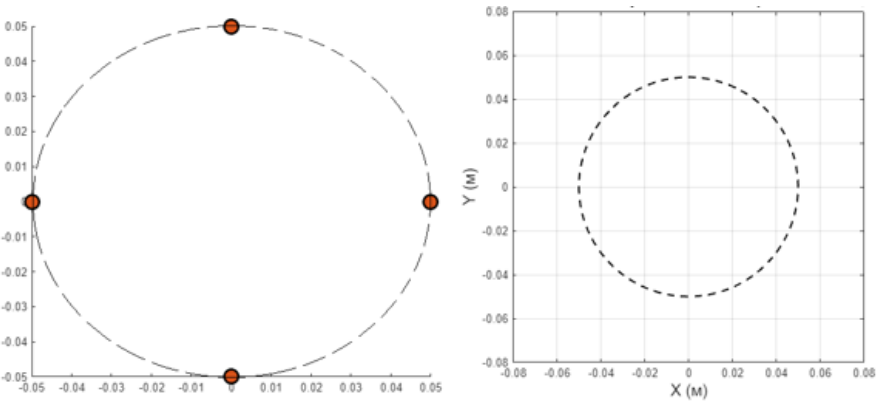


Рис. 5. Кольцевая антенная решетка.

Fig. 5. Annular antenna array

В таблицах представлены матрицы с коэффициентами корреляции для лучшей комбинации антенн (3, 4, 5, 6), худшей комбинации (1, 2, 4, 5) и КАР. Таблицы показывают степень взаимосвязи сигналов между парами антенн в АР. Коэффициент корреляции в матрице рассчитывается по формуле (5). Строки и столбцы таблицы соответствуют номерам антенн в комбинации. Элемент на пересечении i-й строки и j-го столбца равен коэффициенту корреляции между i-й и j-й антеннами.

Значения коэффициентов корреляции на диагонали таблиц равны 1, то есть автокоррелированы. Отрицательные значения свидетельствуют о противофазности сигналов, что благоприятно для пространственного разнесения. Положительные значения указывают на синфазность, которая ухудшает разнесение. Лучшая комбинация имеет более низкую пространственную корреляцию (0,2351 < 0,2749), что обеспечивает более высокий ранг канальной матрицы и лучшую пропускную способность. Корреляция лучшей комбинации также ниже, чем у КАР (0,2351 < 0,3143), что объясняет преимущество в пропускной способности.

Таблица 3. Матрица корреляции комбинации [3 4 5 6].

Table 3. Correlation matrix of the combination [3 4 5 6]

Номер / Антенна	1	2	3	4
3	1,0000	–0,0616	0,3001	0,2203
4	–0,0616	1,0000	–0,3042	0,2203
5	0,3001	–0,3042	1,0000	–0,3042
6	0,2203	0,2203	–0,3042	1,0000

Средний коэффициент корреляции — 0,2351.

Таблица 4. Матрица корреляции комбинации [1 2 4 5].

Table 4. Correlation matrix of the combination [1 2 4 5]

Номер / Антенна	1	2	3	4
1	1,0000	–0,3870	–0,1689	–0,3870
2	–0,3870	1,0000	–0,3870	–0,1689
4	–0,1689	–0,3870	1,0000	–0,3870
5	–0,3870	–0,1689	–0,3870	1,0000

Средний коэффициент корреляции — 0,2749.

Таблица 5. Матрица корреляции кольцевой антенной решетки.

Table 5. Correlation matrix of the annular antenna array

Угол / Антенна	0°	90°	180°	270°
1	1,0000	–0,3042	0,2203	0,3001
2	–0,3042	1,0000	0,3001	0,2203
3	0,2203	0,3001	1,0000	–0,3042
4	0,3001	0,2203	–0,3042	1,0000

Средний коэффициент корреляции — 0,3143.

На рис. 6 представлено сравнение пропускной способности лучшей комбинации ПАР и стандартной КАР. Оптимизированная комбинация ПАР демонстрирует преимущество на всем диапазоне скоростей. Наблюдается монотонное снижение пропускной способности с ростом скорости для обеих конфигураций. На рис. 7 представлено сравнение вероятности битовой ошибки.

BER для ПАР значительно ниже, чем для КАР, особенно на низких и средних скоростях. Среднее улучшение объясняется лучшей пространственной селективностью ПАР.

Высокая эффективность выбранной комбинации объясняется тем, что антенны расположены на максимальном удалении друг от друга в пределах заданной сетки, что минимизирует пространственную корреляцию.

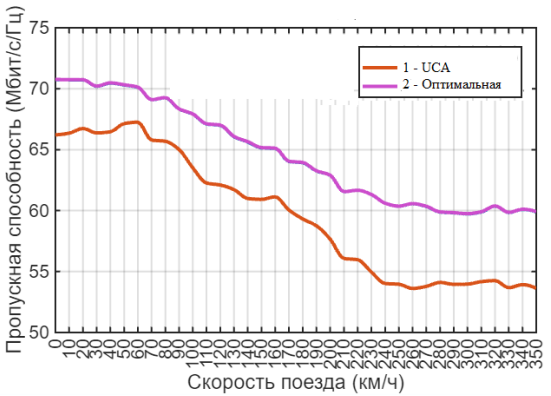


Рис. 6. Сравнение пропускной способности.

Fig. 6. Bandwidth comparison

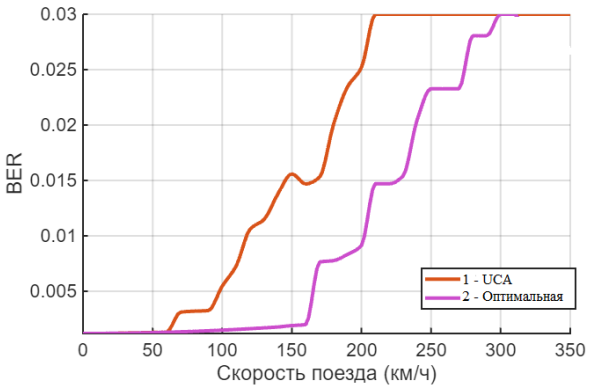


Рис. 7. Сравнение вероятности битовой ошибки.

Fig. 7. Bit error probability comparison

Антенны 4, 5, 6 обеспечивают вертикальное разнесение (разные значения Y), а антенна 3 добавляет горизонтальное разнесение, создавая оптимальную конфигурацию для приема сигналов в сценарии распространения радиоволн в условиях отсутствия прямой видимости, в пределах модели из точечных излучателей, равномерно излучающих во всех направлениях.

С ростом скорости от 0 до 350 км/ч пропускная способность снижается для всех конфигураций вследствие увеличения доплеровского сдвига и ухудшения точности оценки канала. Наилучшую устойчивость к росту скорости демонстрирует конфигурация ПАР, сохраняющая преимущество перед КАР, что согласуется с рекомендациями для систем 5*G* [11].

5. Заключение

В работе проведено комплексное исследование задачи выбора подмножества антенн для *MIMO*-систем в условиях высокоскоростного движения. На высоких скоростях пропускная способность снижается для всех конфигураций, причем наилучшую устойчивость сохраняет выбранная комбинация. Это обусловлено двумя физическими эффектами: во-первых, увеличением доплеровского сдвига, что ухудшает точность оценки состояния канала; во-вторых, уменьшением углового разброса прибывающих сигналов, что приводит к росту пространственной корреляции между антеннами и снижению ранга канальной матрицы. Оба эффекта действуют совместно, усиливая деградацию характеристик *MIMO*-системы с ростом скорости.

На основе имитационного моделирования с использованием *WINNER* II *Channel Model* проанализированы 15 комбинаций из 6 антенн, расположенных в прямоугольной сетке 3×2. В ходе эксперимента была определена оптимальная комбинация антенн — антенны 3, 4, 5 и 6, обеспечивающая среднюю пропускную способность 64,55 Мбит/с/Гц и *BER* = 0,001195. Было показано преимущество выбранной комбинации перед стандартной CAP: прирост пропускной способности составляет 8,33 %. С использованием оптимизации *SQP* была найдена конфигурация, превосходящая лучшую дискретную комбинацию. Полученная пропускная способность составила 64,79 Мбит/с/Гц, что на 0,37 % выше найденного лучшего значения.

Полученные результаты могут быть использованы при проектировании антенных систем для высокоскоростного железнодорожного транспорта и других сценариев с экстремальными скоростями движения. Рекомендуется выбирать антенны, обеспечивающие максимальное пространственное разнесение, что в данном исследовании соответствует комбинации 3, 4, 5, 6 и оптимальной конфигурации.

Список литературы

1. Goldsmith A. Wireless Communications. Cambridge : Cambridge University Press, 2005. 644 p.
2. Chizhik D., Foschini G. J., Gans M. J., Valenzuela R. A. Keyholes, correlations, and capacities of multielement transmit and receive antennas // IEEE Transactions on Wireless Communications. 2002. Vol. 1, no. 2. P. 361–368.
3. Molisch A. F., Win M. Z. MIMO systems with antenna selection // IEEE Microwave Magazine. 2004. Vol. 5, no. 1. P. 46–56.
4. Heath R. W., Love D. J. Multimode antenna selection for spatial multiplexing systems with linear receivers // IEEE Transactions on Signal Processing. 2005. Vol. 53, no. 8. P. 3042–3056.
5. Chatterjee S., Chatterjee A., Roy S. D. Analytical Performance Evaluation of Full-Dimensional MIMO Systems Using Realistic Spatial Correlation Models // IEEE Transactions on Vehicular Technology. 2018. Vol. 67, no. 7. P. 5597–5612.

6. 3GPP TR 25.996 V11.0.0. Spatial channel model for Multiple Input Multiple Output (MIMO) simulations. 2012. 54 p.
7. Pedersen K. I., Mogensen P. E., Fleury B. H. A stochastic model of the temporal and azimuthal dispersion seen at the base station in outdoor propagation environments // IEEE Transactions on Vehicular Technology. 2000. Vol. 49, no. 2. P. 437–447.
8. Daei S., Fodor G., Skoglund M. Exploiting Spatial and Temporal Correlations in Massive MIMO Systems Over Non-Stationary Aging Channels. arXiv preprint, 2024, arXiv:2405.07882.
9. Kermoal J. P., Schumacher L., Pedersen K. I., Mogensen P. E., Frederiksen F. A stochastic MIMO radio channel model with experimental validation // IEEE Journal on Selected Areas in Communications. 2002. Vol. 20, no. 6. P. 1211–1226.
10. Shin H., Lee J. H. Capacity of multiple-antenna fading channels: spatial fading correlation, double scattering, and keyhole // IEEE Transactions on Information Theory. 2003. Vol. 49, no. 10. P. 2636–2647.
11. Baqir Z. M. Advancements in MIMO Technology for 5G and 6G: A Review of Challenges, Solutions, and Performance // Asian Journal of Science and Applied Technology. 2025. Vol. 14, no. 1. P. 28–32.

Информация об авторах

Калюкин Михаил Александрович, аспирант кафедры радиофизики Елецкого государственного университета имени И. А. Бунина, Российская Федерация.

Пешков Илья Владимирович, кандидат физико-математических наук, доцент кафедры Агроинженерии, мехатронных и радиоэлектронных систем Елецкого государственного университета имени И. А. Бунина, Российская Федерация.

Analysis of Capacity and Bit Error Rate in MIMO Systems with Antenna Subset Selection for High-Speed Railway Scenarios

M. A. Kalyukin and I. V. Peshkov

Bunin Yelets State University
28, Kommunarov st., Yelets, 399770, Russian Federation
main@elsu.ru

Received: April 22, 2026
Peer-reviewed: April 30, 2026
Accepted: April 30, 2026

Abstract: *The paper addresses the problem of selecting an optimal antenna subset from a fixed set for Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) systems under various conditions, including high-speed movement up to 350 km/h. The simulation was performed in WINNER II Channel Model library. All 15 combinations of 4 antennas arranged in a 3x2 rectangular grid were enumerated. Throughput and bit error rate were calculated for each combination. The optimal discrete configuration providing the best throughput was determined. A comparison was made with a UCA (circular antenna array) with 4 elements and a radius of 5 cm. It is shown that the selected URA (Uniform Rectangular Array) combination outperforms the UCA in terms of throughput. Using the sequential quadratic programming (SQP) method, antenna coordinate optimization was performed. A configuration with an average throughput higher than the best discrete combination was obtained. Spatial correlation matrices for the studied configurations were calculated. The results can be used in the design of antenna systems for high-speed railway transport.*

Keywords: *MIMO, Antenna Selection, Uniform Rectangular Array, spatial correlation, high-speed movement, throughput, Bit Error Rate (BER).*

For citation (IEEE): M. A. Kalyukin and I. V. Peshkov, “Analysis of Capacity and Bit Error Rate in MIMO Systems with Antenna Subset Selection for High-Speed Railway Scenarios,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 9, no. 5, pp. 841–855, 2026, doi: 10.21227/nq1a-er29. (In Russ.).

References

[1] A. Goldsmith, *Wireless Communications*, Cambridge: Cambridge University Press, 2005.
[2] D. Chizhik, et al., “Keyholes, correlations, and capacities of multielement transmit and receive antennas,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 1, no. 2, pp. 361–368, 2002.
[3] A. F. Molisch and M. Z. Win, “MIMO systems with antenna selection,” *IEEE Microwave Magazine*, vol. 5, no. 1, pp. 46–56, 2004.

[4] R. W. Heath and D. J. Love, "Multimode antenna selection for spatial multiplexing systems with linear receivers," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 53, no. 8, pp. 3042–3056, 2005.

[5] S. Chatterjee, A. Chatterjee, and S. D. Roy, "Analytical Performance Evaluation of Full-Dimensional MIMO Systems Using Realistic Spatial Correlation Models," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 67, no. 7, pp. 5597–5612, 2018.

[6] 3GPP TR 25.996 V11.0.0. Spatial channel model for Multiple Input Multiple Output (MIMO) simulations. 2012.

[7] K. I. Pedersen, P. E. Mogensen, and B. H. Fleury, "A stochastic model of the temporal and azimuthal dispersion seen at the base station in outdoor propagation environments," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 49, no. 2, pp. 437–447, 2000.

[8] S. Daei, G. Fodor, and M. Skoglund, "Exploiting Spatial and Temporal Correlations in Massive MIMO Systems Over Non-Stationary Aging Channels," arXiv preprint, arXiv:2405.07882, 2024.

[9] J. P. Kermoal, et al., "A stochastic MIMO radio channel model with experimental validation," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 20, no. 6, pp. 1211–1226, 2002.

[10] H. Shin and J. H. Lee, "Capacity of multiple-antenna fading channels: spatial fading correlation, double scattering, and keyhole," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 49, no. 10, pp. 2636–2647, 2003.

[11] Z. M. Baqir, "Advancements in MIMO Technology for 5G and 6G: A Review of Challenges, Solutions, and Performance," *Asian Journal of Science and Applied Technology*, vol. 14, no. 1, pp. 28–32, 2025.

Information about the authors

Mikhail A. Kalyukin, Postgraduate student of the Department of Radiophysics of I. A. Bunin Yelets State University, Russian Federation.

Ilya V. Peshkov, Candidate of Physical and Mathematical Sciences, Associate Professor of the Department of Agromatics, Mechatronic and Radioelectronic Systems at the I. A. Bunin Yelets State University, Russian Federation.

Infocommunications and Radio Technologies, vol. 9, no. 5, pp. 856–873, 2026.
Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2026. Т. 9, № 5. С. 856—873.
ISSN: 2587-9936
DOI: 10.21227/ddwd-va24

УДК 621.391

Исследование целочисленного коэффициента БПФ для *QAM*-128 в системах подводной магнитной связи

Петрушин С. А., Редькина Е. А., Широков И. Б., Широкова Е. И., Громов А. С.

Севастопольский государственный университет
ул. университетская, 33, г. Севастополь, 344090, Российская Федерация

petrushinsevsa@gmail.com

Получено: 16 мая 2026 г.
Отрецензировано: 22 мая 2026 г.
Принято к публикации: 22 мая 2026 г.

Аннотация: *Определено минимальное значение целочисленного коэффициента масштабирования C, обеспечивающее приемлемую точность восстановления QAM-128 после целочисленного обратного и прямого БПФ для OFDM-системы с размерностью преобразования 32. Исследовано четыре схемы расположения пилотных поднесущих. Результаты показывают, что увеличение C снижает относительную амплитудную ошибку с 10^{-1} до 10^{-4}. Наименьшая ошибка достигается при распределенных пилотах. Наибольшая ошибка наблюдается для последовательности с повышением амплитуды. Оптимальным признан коэффициент C=8192, при котором амплитудная ошибка не превышает 5×10^{-3}, фазовая — 0,3°, а деление на C сводится к сдвигу на 13 бит.*

Ключевые слова: *быстрое преобразование Фурье, целочисленный коэффициент масштабирования, QAM-128, OFDM, подводная магнитная связь, пилотные поднесущие, ПЛИС.*

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Исследование целочисленного коэффициента БПФ для QAM-128 в системах подводной магнитной связи / С. А. Петрушин и др. // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2026. Т. 9, № 5. С. 856—873.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Исследование целочисленного коэффициента БПФ для QAM-128 в системах подводной магнитной связи / С. А. Петрушин, И. Б. Широков, Е. А. Редькина и др. // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2026. — Т. 9, № 5. — С. 856—873.

1. Введение

Беспроводная подводная магнитная связь (*UWMC*) является перспективной технологией для обеспечения передачи данных в водной среде, где традиционные радиоволны испытывают значительное затухание [1—4]. В отличие от гидроакустических систем, *UWMC* обладает низким затуханием на низких частотах, устойчивостью к многолучевости и акустическим помехам, а также потенциально более высокими скоростями передачи данных [5, 6].

Одной из эффективных схем модуляции для подводных каналов является *OFDM* (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*), которая обеспечивает высокую спектральную эффективность и устойчивость к частотно-селективным замираниям [7]. При реализации *OFDM*-модема на программируемых логических интегральных схемах (ПЛИС) ключевой вычислительной операцией является быстрое преобразование Фурье (БПФ) и обратное БПФ. Однако ПЛИС, в частности семейство *Cyclone* IV, используют целочисленную арифметику с фиксированной точкой, а поворотные коэффициенты $e^{\frac{\pm j2\pi kn}{N}}$, требуют округления до целых чисел.

Для уменьшения ошибок округления применяется масштабирование: поворотные коэффициенты умножаются на целочисленный коэффициент C и округляются. Однако выбор C является компромиссом между точностью и аппаратными затратами.

В данной работе исследуется влияние C на точность восстановления *QAM*-128 после последовательного выполнения целочисленных ОБПФ и БПФ для размера преобразования N=32.

2. Теория

2.1. Базовые соотношения OFDM с размерностью преобразования 32

Теоретической основой *OFDM* является использование дискретного преобразования Фурье для формирования ортогональных поднесущих. В непрерывном времени ортогональность обеспечивается равенством частотного интервала величине, обратной длительности символа. В цифровой реализации ортогональность сохраняется при выполнении обратного дискретного преобразования Фурье на передающей стороне и прямого — на приемной.

Пусть количество поднесущих равно N=32. Это относительно небольшое значение выбрано по нескольким причинам. Во-первых, в подводных магнитных каналах полоса пропускания ограничена (как правило,

единицами килогерц), и увеличение числа поднесущих при фиксированной полосе уменьшает частотный разнос, что повышает чувствительность к доплеровским сдвигам. Во-вторых, малый размер преобразования упрощает реализацию на ПЛИС с ограниченными ресурсами. В-третьих, при разработке прототипа удобно начинать с меньшего размера, а затем масштабировать результаты на большие значения.

Передаваемый *OFDM*-символ в частотной области описывается вектором комплексных чисел X_k, где k=0, 1, …, 31 — индекс поднесущей. Каждое значение X_k является результатом квадратурной амплитудной модуляции. В данной работе для информационных поднесущих используется *QAM*-128, для пилотных — фиксированное значение 5+5j.

Обратное дискретное преобразование Фурье переводит частотное представление во временное:

$$x_n = \frac{1}{N}\sum_{k=0}^{N-1} X_k \cdot e^{\frac{j2\pi kn}{N}}, n = 0,1, \dots, N-1.$$

Здесь n — индекс временного отсчета, N — количество отсчетов, равное количеству поднесущих. Множитель 1/N вносится для нормировки и в некоторых реализациях может быть перенесен в прямое преобразование или распределен между ними.

Прямое дискретное преобразование Фурье на приемной стороне восстанавливает частотные отсчеты:

$$X_k = \frac{1}{N}\sum_{k=0}^{N-1} x_n \cdot e^{\frac{j2\pi kn}{N}}$$

В отсутствие искажений и при точном выполнении операций с плавающей точкой X^k совпадает с X_k. Однако при целочисленной арифметике и округлении равенство нарушается, и возникает ошибка, которую предстоит изучить.

2.2. Модифицированное созвездие *QAM*-128 и тестовый набор символов

Стандартное созвездие *QAM*-128 содержит 128 точек. Синфазная и квадратурная составляющие принимают нечетные значения от –15 до 15 через 2, то есть $I,Q \in \{\pm1,\pm3,\pm5,\pm7,\pm9,\pm11,\pm13,\pm15\}$. Полное число комбинаций составляет 8×8=64, однако не все из них используются — отбираются те, что лежат внутри круга или квадрата (в зависимости от реализации). Обычно для *QAM*-128 используется сетка 12×12 с удаленными угловыми точками, что дает 128 символов.

В данной работе от полного созвездия решено отказаться по нескольким причинам. Во-первых, пилотный сигнал 5+5j находится вблизи центральной области созвездия. Если информационные символы могут принимать значение 5+5j или близкие к нему (5+4j, 4+5j, 4+4j и т. д.), то при оценке канала возникает неоднозначность: приемник не сможет отличить пилот от данных. Это особенно критично при низком отношении сигнал/шум. Во-вторых, для чистоты эксперимента желательно исключить любые факторы, не связанные с целочисленным БПФ, а влияние близких к пилоту символов может искажать статистику ошибок. В-третьих, поскольку информационных поднесущих ровно 20, удобно использовать набор из 20 различных символов, который полностью заполняет все позиции и не требует повторений.

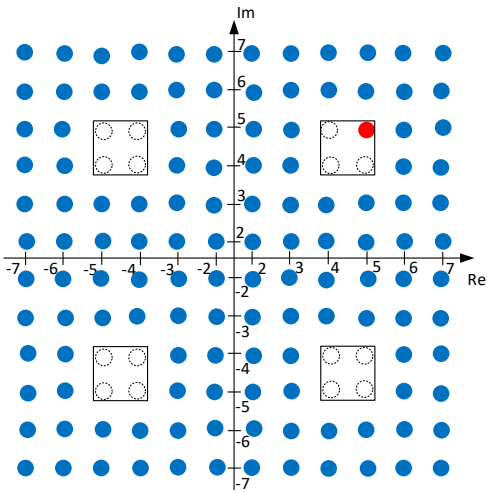


Рис. 1. Созвездие *QAM*-128. Синие точки — точки созвездия, красная — значение пилотной поднесущей.

Fig. 1. QAM-128 constellation. Blue dots indicate constellation points, red dot indicates pilot subcarrier value

Таким образом, было сформировано специальное тестовое созвездие, в котором используются амплитуды, значения которых в битовом представлении не превышает 4 бит с учетом знака, а также исключены комбинации, образующие символы ±5±j5, ±4±j4, ±4±j5, ±5±j4.

2.3. Целочисленное БПФ: масштабирование, округление, структура «бабочки»

Переход от теоретического БПФ с плавающей точкой к аппаратной реализации целочисленного преобразования Фурье требует решения двух

взаимосвязанных проблем: представления поворотных коэффициентов и управления разрядностью.

Для каждого каскада БПФ требуются комплексные экспоненты $e^{\pm j2\pi kn/N}$. При N=32 аргументы принимают значения $2\pi kn/32=\pi kn/16$. Косинусы и синусы этих углов являются иррациональными числами (за исключением нескольких тривиальных случаев, например, k=0 или n=0). Для целочисленного представления вводится коэффициент масштабирования C:

$$W_{kn}^{\mathrm{IFFT}} = \mathrm{round}\left(C \cdot \cos\left(\frac{2\pi kn}{32}\right)\right) + j \cdot \mathrm{round}\left(C \cdot \sin\left(\frac{2\pi kn}{32}\right)\right),$$

$$W_{kn}^{\mathrm{FFT}} = \mathrm{round}\left(C \cdot \cos\left(\frac{2\pi kn}{32}\right)\right) - j \cdot \mathrm{round}\left(C \cdot \sin\left(\frac{2\pi kn}{32}\right)\right).$$

Знак минус перед мнимой частью во втором выражении соответствует прямому преобразованию. Функция *round* определена как округление до ближайшего целого с условием, что значение 0,5 округляется вверх. Это правило жестко закреплено в архитектуре ПЛИС и не может быть изменено.

Если ограничиться только масштабированием поворотных коэффициентов, то после нескольких каскадов «бабочки» разрядность промежуточных результатов вырастет примерно в $\log 2N$ раз (из-за суммирования). При N=32 и C=32768 это может привести к переполнению даже 32-битных регистров. Поэтому применяется дополнительное масштабирование: входные данные умножаются на C перед первым каскадом, а после каждого умножения на поворотный коэффициент выполняется деление на C с округлением. Такая схема известна как масштабирование после каждого умножения (*post-multiplication scaling*) и позволяет сохранять разрядность в узких пределах.

Основной операцией в БПФ является «бабочка» — двухвходовой, двухвыходной блок, выполняющий следующие действия для i-й пары отсчетов на определенном каскаде:

$$X_{\mathrm{even}}^{(m+1)} = X_{\mathrm{even}}^{(m)} + \mathrm{round}\left(\frac{X_{\mathrm{odd}}^{(m)} \cdot W}{C}\right),$$

$$X_{\mathrm{odd}}^{(m+1)} = X_{\mathrm{even}}^{(m)} - \mathrm{round}\left(\frac{X_{\mathrm{odd}}^{(m)} \cdot W}{C}\right).$$

Здесь $Xeven(m)$ и $Xodd(m)$ — входные значения текущего каскада, W — целочисленный поворотный коэффициент, C — коэффициент масштабирования. В некоторых реализациях порядок суммирования и вычитания зависит от четности индекса:

$$F_{\text{вых}}^{(i)} = \begin{cases} A_{\text{вх}}^{(i)} - \text{round}\left(\dfrac{A_{\text{вх}}^{(i+1)} \cdot W}{C}\right), & \text{если } i \text{ нечётное}, \\ A_{\text{вх}}^{(i)} + \text{round}\left(\dfrac{A_{\text{вх}}^{(i+1)} \cdot W}{C}\right), & \text{если } i \text{ чётное}. \end{cases}$$

Деление на *C* выполняется с тем же правилом округления: сначала вычисляется частное как рациональное число, затем применяется *round* (округление до целого). Поскольку все исследуемые *C* являются степенями двойки, деление заменяется арифметическим сдвигом вправо, что резко упрощает аппаратную реализацию. При *N*=32 число каскадов БПФ равно 5. Каждый каскад содержит16 операций «бабочки». Таким образом, полное преобразование требует 80 «бабочек». После каждой «бабочки» (или после каждого умножения — в зависимости от реализации) производится деление на C.

2.4. Пилотные поднесущие и схемы расположения

В *OFDM*-системах пилотные поднесущие выполняют несколько функций. Во-первых, они используются для оценки частотного отклика канала. Поскольку пилотные поднесущие известны заранее, приемник может сравнить принятые значения с эталонными и вычислить комплексный коэффициент передачи для позиций, занятых пилотами, а затем интерполировать его на информационные поднесущие. Во-вторых, пилотные поднесущие помогают отслеживать фазовый шум и остаточный частотный сдвиг. В-третьих, они могут использоваться для синхронизации по времени.

В работе рассматриваются четыре схемы расположения пилотных поднесущих, а именно: в начале спектра; в конце спектра; в начале, середине и в конце спектра; равномерно по всему спектру.

Пилотные поднесущие в начале спектра.

Пилотные поднесущие занимают первые 12 позиций (индексы 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11), а информационные поднесущие — индексы с 12 по 31. Эта схема проще всех с точки зрения адресации, но страдает от краевых эффектов: на высоких частотах, где пилотов нет, ошибки целочисленного БПФ могут быть значительными и неконтролируемыми. На рис. 2 представлено графическое представление расположения пилотных и информационных поднесущих. Здесь и далее черными квадратами обозначены пилотные поднесущие, а белыми — информационные поднесущие.

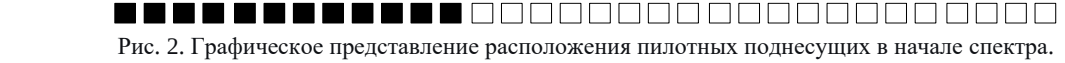


Рис. 2. Графическое представление расположения пилотных поднесущих в начале спектра.

Fig. 2. Graphical representation of the location of pilot subcarriers at the beginning of the spectrum

Пилотные поднесущие в конце спектра.

Пилотные поднесущие расположены на последних 12 позициях: индексы 20, 21, 22, 23, 24, 25, 26, 27, 28, 29, 30, 31. Данная схема симметрична первой и ожидаемо даст сходные результаты.



Рис. 3. Графическое представление расположения пилотных поднесущих в конце спектра.

Fig. 3. Graphical representation of the location of pilot subcarriers at the end of the spectrum

Пилотные поднесущие в начале, середине и конце.

Пилотные поднесущие разбиты на три группы по 4: в начале (индексы 0, 1, 2, 3), в середине (индексы 14, 15, 16, 17) и в конце (индексы 28, 29, 30, 31). Такое расположение призвано обеспечить присутствие пилотов в разных частях спектра, но компактными группами. Между группами остаются интервалы, заполненные информационными поднесущими.



Рис. 4. Графическое представление расположения пилотных поднесущих в начале, середине и в конце спектра.

Fig. 4. Graphical representation of the location of pilot subcarriers at the beginning, middle and end of the spectrum

Распределенное расположение пилотных поднесущих.

Пилотные поднесущие максимально равномерно разнесены по всему диапазону: индексы 0, 3, 7, 8, 11, 15, 16, 20, 23, 24, 28, 31. Здесь присутствуют как низкие, так и средние, так и высокие частоты. Расстояния между соседними пилотами варьируются, но в среднем составляют около 2—3 поднесущих. Такая схема должна обеспечить наилучший контроль ошибки по всему спектру, поскольку искажения в любой части частотной области будут отражены на ближайших пилотах.



Рис. 4. Графическое представление равномерного расположения пилотных поднесущих

Fig. 4. Graphical representation of uniform distribution of pilot subcarriers

2.5. Порядок следования информационных символов

В реальной системе данные поступают в произвольном порядке. Однако при исследовании точности целочисленного БПФ полезно рассмотреть детерминированные последовательности, которые позволяют выявить эффекты накопления ошибки.

От наименьшего значения к наибольшему.

Информационные символы перебираются в порядке возрастания их евклидовой нормы. Сначала идут символы с минимальной амплитудой (2+2j

и симметричные им), затем с амплитудой 20, затем 53, и в конце — максимальные 7+7j. Внутри каждой группы порядок может быть произвольным, но при этом сохраняется монотонное возрастание нормы. Такой режим моделирует ситуацию, когда малые амплитуды обрабатываются первыми, а затем все увеличиваются. Ошибки округления, возникшие на малых значениях, могут усиливаться при последующем суммировании с большими.

От наибольшего значения к наименьшему.

Символы следуют в обратном порядке: от максимальных амплитуд к минимальным. Здесь большие значения обрабатываются в начале, когда динамический диапазон максимален, а затем амплитуды уменьшаются. Ожидается, что этот режим даст меньшую ошибку, поскольку накопление идет «на убыль».

Случайное расположение.

Символы переставляются псевдослучайным образом. Для каждой из 32 реализаций генерируется своя перестановка. Этот режим наиболее близок к реальной передаче данных. Именно по нему в первую очередь следует оценивать пригодность выбранного коэффициента *C*.

Все три типа порядка исследуются для каждой комбинации *C* и схемы пилотов. В результате можно оценить, насколько критичен порядок следования и нужно ли предусматривать перемежение.

2.6. Метрики ошибки

Для количественной оценки точности восстановления вводятся две метрики: относительная амплитудная ошибка и средняя фазовая ошибка.

Пусть для одной реализации для каждого из 20 информационных символов известны переданное комплексное значение $S_i=I_i+\mathrm{j}Q_i$ и восстановленное значение $R_i=Ir_i+\mathrm{j}Qr_i$. Тогда комплексная ошибка для *i*-го символа:

$$e_i = R_i - S_i.$$

Относительная амплитудная ошибка (евклидова норма) определяется как:

$$\delta = \frac{\sqrt{\sum_{i=1}^{20} |e_i|^2}}{\sqrt{\sum_{i=1}^{20} |S_i|^2}}.$$

Знаменатель в данном эксперименте является константой, поскольку набор символов и их количество фиксированы. Это не совсем так: порядок

символов влияет на знаменатель, поскольку сумма квадратов амплитуд зависит от того, какие именно символы попали в набор, а не от порядка. Набор символов (20 значений) одинаков для всех экспериментов, поэтому знаменатель постоянен. Изменение порядка не меняет суммы квадратов. Следовательно, δ действительно отражает только ошибку восстановления, а не разницу в энергетике.

Средняя фазовая ошибка (в градусах) вычисляется как:

$$\Delta\phi = \frac{1}{20}\sum_{i=1}^{20}\left|\arg(\hat{S}_i) - \arg(S_i)\right| \cdot \frac{180}{\pi}.$$

Здесь arg(·) — аргумент комплексного числа в радианах. Разность берется по модулю, чтобы не компенсировать положительные и отрицательные отклонения.

После того как для 32 реализаций получены значения δ и Δϕ, вычисляются:

—максимальная амплитудная ошибка: $\delta_{\max} = \max_{r=1..32} \delta^{(r)}$

—средняя фазовая ошибка: $\overline{\Delta\phi} = \frac{1}{32}\sum_{r=1}^{32}\Delta\phi^{(r)}$.

Использование максимума для амплитудной ошибки обусловлено практической ориентацией на наихудший случай: при проектировании системы важно знать не столько среднюю ошибку, сколько максимальную, которую может допустить устройство. Для фазовой ошибки, напротив, более показательна средняя, так как фаза обычно усредняется по нескольким символам при оценке канала.

3. Результаты исследования

Проведено исследование нескольких зависимостей, а именно зависимость относительной ошибки от размера целочисленного коэффициента, зависимость относительной ошибки от расположения пилотных поднесущих, а также зависимость фазовой ошибки от размера целочисленного коэффициента. Все численные значения получены путем агрегации по 32 реализациям для каждой комбинации параметров. Изложение ведется следующим образом. Сначала рассматривается зависимость амплитудной ошибки от коэффициента C для различных схем пилотов при фиксированном порядке символов (случайном). Затем анализируется влияние порядка символов на амплитудную ошибку. Далее исследуется фазовая ошибка. В завершение проводится сравнение всех четырех схем пилотов по обеим метрикам.

3.1. Зависимость амплитудной ошибки от коэффициента *C*

На рис. 5 представлены графики зависимости максимальной относительной амплитудной ошибки δ_{max} от коэффициента масштабирования *C*

для четырех схем расположения пилотных поднесущих. По оси абсцисс отложены значения C в логарифмическом масштабе (основание 2), по оси ординат — δ_{max} также в логарифмическом масштабе. Данные приведены для случайного порядка информационных символов, как наиболее репрезентативного для реальных систем.

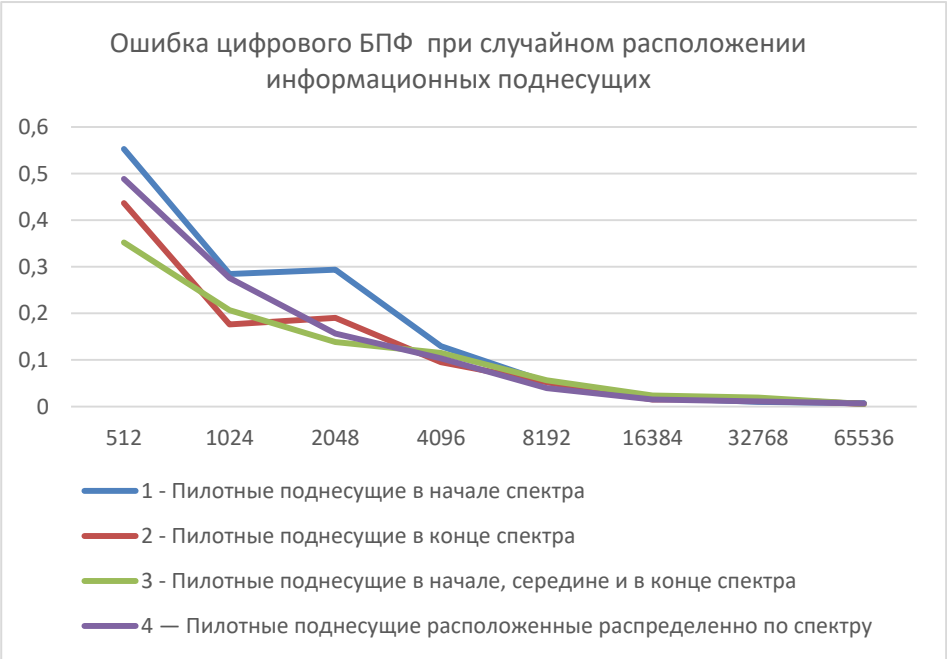


Рис. 5. Зависимость относительной амплитудной ошибки от коэффициента C (случайный порядок символов).

Fig. 5. Dependence of the relative amplitude error on the coefficient C (random order of symbols)

Из рисунка 5 видно, что для всех схем пилотов с ростом C ошибка монотонно убывает. При C=512 значения δ_{max} лежат в диапазоне от 0,36 (схема 4) до 0,55 (схема 1). Это довольно большая ошибка — около 10 %, что делает восстановление данных практически невозможным без мощного помехоустойчивого кодирования. Уже при C=1024 ошибка снижается примерно вдвое, достигая 0,045—0,062. При C=2048 ошибка составляет 0,021—0,029. При C=4096 — 0,009—0,014. При C=8192 значения падают до 0,0041—0,0061, то есть до долей процента. Наконец, при максимальном исследованном значении C=65536 ошибка не превышает 0,0014.

Важно отметить, что после C=8192 дальнейшее увеличение коэффициента дает все меньший относительный выигрыш. Так, переход от 8192 к

16384 уменьшает ошибку в среднем в 1,8—2,1 раза, а от 16384 к 65536 — в 1,9—2,0 раза. При этом цена такого уменьшения — удвоение разрядности всех промежуточных регистров, что на ПЛИС с ограниченными ресурсами может быть неприемлемо.

Теперь рассмотрим различия между схемами пилотов. Схема 1 (пилоты в начале спектра) показывает наихудшие результаты при всех *C*. Схема 2 (пилоты в конце спектра) дает ошибку, близкую к схеме 1, но систематически немного меньшую. Различие между ними составляет около 5—10 % в зависимости от *C*. Схема 3 (пилоты в начале, середине и конце) заметно лучше: ее ошибка при *C*=8192 составляет 0,0048 против 0,0061 у схемы 1, то есть на 21 % меньше. Наилучшие результаты демонстрирует схема 4 (распределенные пилоты): при *C*=8192 ее ошибка равна 0,0041, что на 33 % меньше, чем у схемы 1, и на 15 % меньше, чем у схемы 3.

Анализ полученных данных позволяет сделать следующие выводы:

1. При *C*=512 ошибка слишком велика для практического использования (более 9 %). Даже с мощным кодированием такая ошибка приведет к частым переспросам.

2. При *C*=1024 ошибка все еще составляет около 5 % для лучшей схемы, что может быть приемлемо только при очень низких требованиях к качеству связи.

3. При C=2048 ошибка снижается до 2—3%. Это уже приемлемый уровень для многих приложений, особенно если используется помехоустойчивое кодирование.

4. При *C*=4096 ошибка становится менее 1 % (0,9 % для схемы 4). Это хороший показатель.

5. При C=8192 ошибка составляет 0,41 % для схемы 4. Это отличный результат, который обеспечивает высокое качество связи даже без дополнительного кодирования.

6. При *C*=16384 и выше ошибка продолжает снижаться, но выигрыш уже не столь значителен.

Таким образом, с точки зрения амплитудной ошибки оптимальным можно считать *C*=8192, поскольку дальнейшее увеличение дает лишь незначительное улучшение при существенном росте аппаратных затрат. Если же ресурсы ПЛИС позволяют, можно выбрать *C*=16384, но это скорее запас на будущее.

3.2. Влияние порядка следования информационных символов

На рисунке 6 представлены графики зависимости $\delta_{max}(C)$ для трех типов порядка символов — повышение, понижение и случайный — при фиксированной схеме пилотов. В качестве схемы выбрана распределенная (схема 4), как наилучшая по результатам предыдущего подраздела.

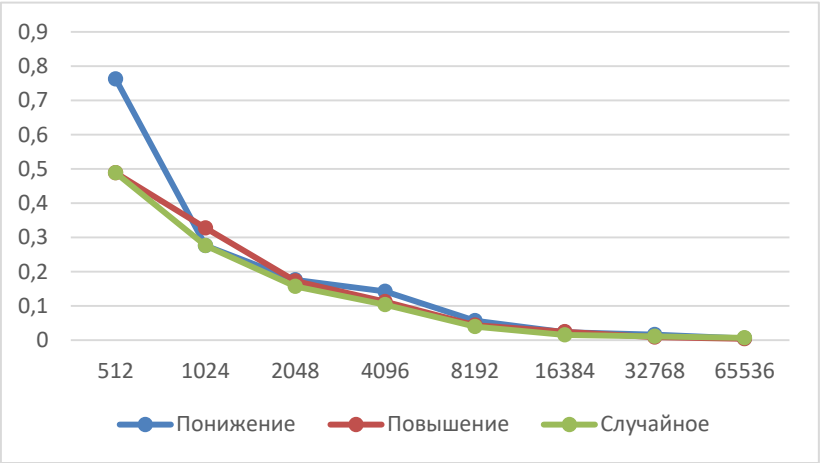


Рис. 6. Сравнение амплитудной ошибки для разных порядков символов.

Fig. 6. Comparison of amplitude error for different symbol orders

Из рис. 2 видно, что порядок символов оказывает заметное влияние, особенно при малых *C*. Так, при *C*=512 ошибка для повышения составляет 0,112, для понижения — 0,074, для случайного — 0,093. То есть повышение дает ошибку в 1,5 раза больше, чем понижение. При *C*=1024 соотношение сохраняется: 0,054 против 0,036. При *C*=2048 разница несколько сокращается: 0,025 против 0,017 (в 1,47 раза). При *C*=4096 — 0,012 против 0,008 (в 1,5 раза). При *C*=8192 — 0,0052 против 0,0034 (в 1,53 раза). При больших *C* разница остается на уровне 1,5—1,6 раза.

Случайный порядок, как и ожидалось, занимает промежуточное положение. При *C*=512 его ошибка 0,093 ближе к понижению, чем к повышению. При больших *C* случайный порядок дает значения, близкие к среднему арифметическому между повышением и понижением.

Полученные результаты имеют простое объяснение. В режиме повышения малые амплитуды обрабатываются первыми. При делении на *C* после каждого умножения на поворотный коэффициент происходит потеря младших бит, что эквивалентно добавлению шума квантования. Этот шум затем проходит через все последующие каскады «бабочки», где суммируется с другими значениями. Поскольку амплитуды на поздних каскадах растут, шум также усиливается. В режиме понижения, напротив, сначала обрабатываются большие амплитуды, когда относительная погрешность округления минимальна, а затем — малые, где ошибка уже не может существенно повлиять на общий результат.

С практической точки зрения это означает, что при проектировании *OFDM*-системы желательно избегать длинных последовательностей с монотонно возрастающей амплитудой. Перемежение (*interleaving*), которое превращает такие последовательности в псевдослучайные, снижает ошибку до уровня, близкого к случайному порядку. Таким образом, использование перемежителя не только борется с пакетами ошибок в канале, но и улучшает точность целочисленного БПФ.

3.3. Фазовая ошибка

На рис. 3 представлены графики зависимости средней фазовой ошибки $\Delta\phi$ от коэффициента C для четырех схем пилотов при случайном порядке символов. По оси ординат отложена фазовая ошибка в градусах, по оси абсцисс — C.

Фазовая ошибка убывает с ростом C значительно быстрее амплитудной. При C=512 фазовая ошибка для схемы 1 составляет около 5,4°, для схемы 4 — около 3,8°. Это довольно большие значения, которые приведут к заметному повороту созвездия. Однако уже при C=1024 фазовая ошибка снижается до 2,6° и 1,7° соответственно. При C=2048 — до 1,4° и 0,8°. При C=4096 фазовая ошибка падает ниже 1° для всех схем: 0,7° для схемы 1, 0,6° для схемы 2, 0,4° для схемы 3 и 0,4° для схемы 4. При C=8192 фазовая ошибка не превышает 0,3°, а при C=32768 составляет сотые доли градуса.

Из полученных данных видно, что распределенные пилоты (схема 4) дают наименьшую фазовую ошибку при всех C. Схема 3 занимает промежуточное положение, а схемы 1 и 2 — худшие. Различие между схемами 1 и 4 при малых C достигает 1,6° (5,4° против 3,8°), что весьма существенно. Однако уже при C=4096 все схемы обеспечивают фазовую ошибку менее 1°, что можно считать приемлемым.

Поскольку фазовая ошибка критична для систем с когерентной демодуляцией (которой является *OFDM*), важно, чтобы она не превышала нескольких градусов. Исходя из таблицы 3, для достижения $\Delta\phi \leq 0{,}5$ достаточно C=4096 для схем 3 и 4, но для схем 1 и 2 потребуется C=8192. Если же допустить ошибку до 1°, то C=2048 достаточно даже для схемы 1.

3.4. Выбор оптимального коэффициента *C*

Синтезируя результаты, полученные в подразделах 3.1—3.3, можно сформулировать критерии выбора C. Для подводной магнитной связи, где отношение сигнал/шум может быть невысоким, а надежность является приоритетом, целесообразно ориентироваться на наихудший случай

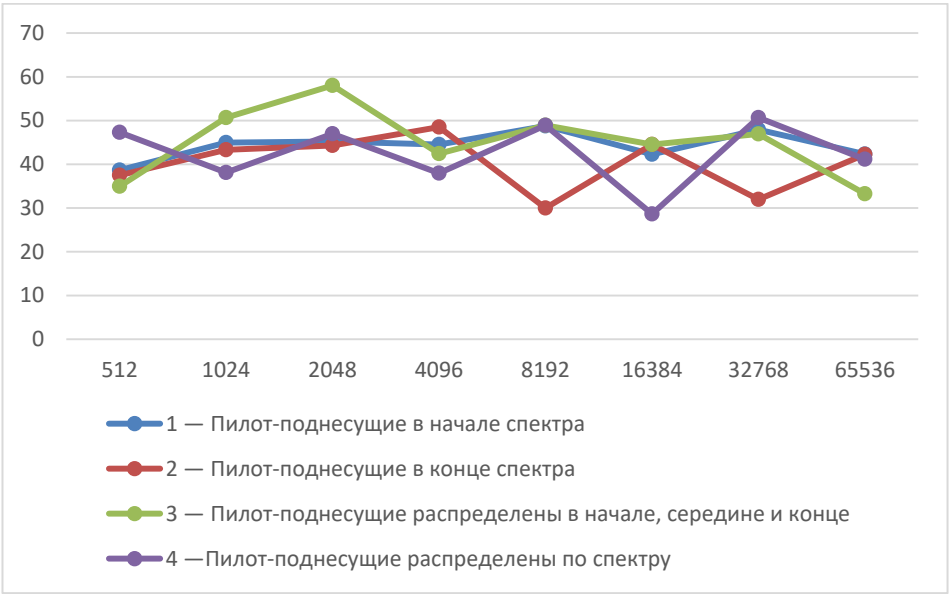


Рис. 7. Зависимость фазовой ошибки от коэффициента *C*.

Fig. 7. Dependence of phase error on coefficient C

(режим повышения) и на худшую схему пилотов. Однако на практике перемежение приближает распределение символов к случайному, а схему пилотов можно выбрать оптимальной. Поэтому будем исходить из случайного порядка и схемы 4.

Требования к ошибке могут быть разными в зависимости от применения. Если допустима амплитудная ошибка около 1 %, то достаточно C=4096. Если требуется ошибка менее 0,5 %, то нужен C= 8192. Если же необходима ошибка менее 0,2 %, то C=16384. Однако следует помнить, что при C=16384 максимальное значение данных после умножения на C достигает $7 \times 16384 = 114688$, что требует 17 бит (со знаком), а с учетом накоплений в «бабочке» — не менее 20 бит. Это еще реализуемо на ПЛИС, но уже требует больше ресурсов.

В данной работе в качестве оптимального предлагается C= 8192. При этом значении:

—амплитудная ошибка для схемы 4 и случайного порядка составляет 0,0041 (0,41 %);

—фазовая ошибка — 0,2°;

—деление на C заменяется сдвигом на 13 бит вправо;

—максимальное значение входных данных после умножения на C равно $7 \times 8192 = 57344$, что укладывается в 16 бит со знаком (диапазон

±32768 — не укладывается, 57344 > 32768, но это до деления; после деления значения возвращаются в исходный масштаб). На самом деле 57344 требует 16 бит без знака, но для знакового представления нужно 17 бит (диапазон ±65536). Однако промежуточные суммы могут быть больше, поэтому рекомендуется 18-битные регистры.

4. Заключение

В данной работе проведено экспериментальное исследование влияния целочисленного коэффициента масштабирования *C* на точность восстановления *QAM*-128 при последовательном применении обратного и прямого быстрого преобразования Фурье с фиксированным правилом округления 0,5 вверх. Исследование выполнено для *OFDM*-системы с размером БПФ *N*=32, содержащей 12 пилотных и 20 информационных поднесущих. Пилотный сигнал имел фиксированное значение 5+5j. Для информационных поднесущих было сформировано специальное тестовое созвездие из 20 символов, исключающее конфликт с пилотом. Рассмотрены четыре схемы расположения пилотных поднесущих (в начале спектра, в конце спектра, в начале/середине/конце, распределенные), три типа порядка следования информационных символов (повышение амплитуды, понижение, случайный) и семь значений коэффициента *C* в диапазоне от 512 до 65536 (степени двойки). На основе полученных результатов сформулирован ряд выводов. Перечислим некоторые из них. С ростом *C* относительная амплитудная ошибка монотонно убывает. При *C*=512 ошибка составляет около 0,1 (10 %), при *C*=65536 — около 0,001 (0,1%). Область насыщения, где дальнейшее увеличение *C* дает незначительный выигрыш, наступает при $C \geq 8192$. Фазовая ошибка убывает быстрее и при $C \geq 4096$ становится менее 1° для всех схем пилотов. Для практической реализации на ПЛИС *Cyclone* IV *EP*4*CE*6 рекомендован коэффициент *C*=8192. Данное значение обеспечивает: относительную амплитудную ошибку $\delta_{max} \leq 5 \times 10^{-3}$ (0,5 %) для распределенных пилотов и случайного порядка символов; среднюю фазовую ошибку $\Delta\phi \leq 0{,}3$; деление на *C* заменяется арифметическим сдвигом на 13 бит вправо, что не требует дополнительных аппаратных затрат; максимальные значения после умножения на *C* (символ 7+7j) требуют 16 бит, промежуточные суммы — 18 бит.

Благодарности

Работа выполнена при поддержке Российского научного фонда и города Севастополь, проект № 26-29-20079.

Список литературы

1. Tingting Xia et al. Maritime Internet of Things: Challenges and Solutions // IEEE Wireless Communications. 2020. Vol. 27, no. 2. P. 188–196.

2. Практические аспекты построения систем беспроводной подводной оптической связи для телекоммуникационных приложений / И. Б. Широков и др. // Радиоэлектроника, наносистемы, информационные технологии. 2023. Т. 16, №. 1. С. 31—42.
3. Salsi M. Ultra-long-haul coherent transmission for submarine applications. In : 36th European Conference and Exhibition on Optical Communication, Turin, Italy, 2010. P. 1–5.
4. Широков И. Б., Редькина Е. А., Сердюк И. В. Разработка математической модели для учета влияния морской среды на распространение магнитного поля в системах беспроводной связи // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2023. Т. 6, № 1. С. 63—69.
5. Li Y. et al. A Survey of Underwater Magnetic Induction Communications: Fundamental Issues, Recent Advances, and Challenges // IEEE Commun. Surv. & Tutor. 2019. Vol. 21. P. 2466–2487.
6. Chen Qi et al. Underwater short distance magnetic communication based on coupling coils in sealed metal bin // International Journal of Computing Science and Mathematics. 2023. Vol. 17, no.2. P. 138–151.
7. Petrushin S. A., Redkina E. A. Study of the signal conditioning module for the receiving and transmitting path based on FBMC technology // Recent achievements and prospects of innovations and technologies. 2024. Iss. 3. P. 339–347.
8. Zemlyakov V. V., Krutiev S. V., Lonkina D. V. The novel waveguide filters on complex multilayered metal-dielectric structures. In : 2017 Progress In Electromagnetics Research Symposium – Spring (PIERS), May 22–25, 2017, St. Petersburg, Russia. P. 2077–2080.
9. Petrushin S. A., Shirokov I. B. Forming Microwave Signals with Small Step of Frequency Grid. In : 2024 IEEE 9th All-Russian Microwave Conference (RMC), Moscow, Russian Federation. 2024. P. 130–134.
10. Petrushin S. A., Shirokov I. B., Redkina E. A. FBMC Technology for Underwater Wireless Communication. In : 2024 IEEE 9th All-Russian Microwave Conference (RMC), Moscow, Russian Federation. 2024. P. 126–129.

Информация об авторах

Петрушин Сергей Андреевич, аспирант кафедры «Радиоэлектроника и телекоммуникации» Севастопольского государственного университета, г. Севастополь, Российская Федерация.

Редькина Елена Александровна, кандидат технических наук, доцент кафедры «Радиоэлектроника и телекоммуникации» Севастопольского государственного университета, г. Севастополь, Российская Федерация.

Широков Игорь Борисович, доктор технических наук, профессор кафедры «Радиоэлектроника и телекоммуникации» Севастопольского государственного университета, г. Севастополь, Российская Федерация.

Широкова Елена Игоревна, аспирант кафедры «Радиоэлектроника и телекоммуникации» Севастопольского государственного университета, г. Севастополь, Российская Федерация.

Громов Алексей Сергеевич, студент кафедры «Радиоэлектроника и телекоммуникации» Севастопольского государственного университета, г. Севастополь, Российская Федерация.

Study of Integer Fast Fourier Transform Coefficient for QAM-128 in Underwater Magnetic Channel

S. A. Petrushin, E. A. Redkina, I. B. Shirokov, E. I. Shirokova, and A. S. Gromov

Sevastopol State University
33, Universitetskaya st., Sevastopol, 344090, Russian Federation
petrushinsevsa@gmail.com

Received: May 16, 2026
Peer-reviewed: May 22, 2026
Accepted: May 22, 2026

Abstract: *The minimum value of the integer scaling factor C that ensures acceptable reconstruction accuracy for QAM-128 after integer inverse and forward FFTs in an OFDM system with a transform order of 32 has been determined. Four pilot subcarrier constellation schemes were investigated. The results show that increasing C reduces the relative amplitude error from 10^{-1} to 10^{-4}. The smallest error is achieved with distributed pilots. The largest error is observed for the sequence with increasing amplitude. The coefficient C=8192 is considered optimal, at which the amplitude error does not exceed 5×10^{-3}, the phase error is 0.3, and division by C reduces to a 13-bit shift.*

Keywords: *fast Fourier transform, integer coefficient, QAM-128, OFDM, underwater magnetic communication, pilot subcarriers, FPGA.*

For citation (IEEE): S. A. Petrushin, I. B. Shirokov, E. A. Redkina, E. I. Shirokova, and A. S. Gromov, "Study of Integer Fast Fourier Transform Coefficient for QAM-128 in Underwater Magnetic Channel," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 9, no. 5, pp. 856–873, 2026, doi: 10.21227/ddwd-va24. (In Russ.).

References

[1] Tingting Xia, et al., "Maritime Internet of Things: Challenges and Solutions," *IEEE Wireless Communications*, vol. 27, no. 2, pp. 188–196, 2020.

[2] I. B. Shirokov, et al., "Practical aspects of design of the wireless underwater optical communication system for telecommunication applications," *Radioelectronics. Nanosystems. Information Technologies*, vol. 16, no. 1, pp. 31–42, 2024. (In Russ.).

[3] M. Salsi, "Ultra-long-haul coherent transmission for submarine applications," in *36th European Conference and Exhibition on Optical Communication*, Turin, Italy, pp. 1–5, 2010.

[4] I. B. Shirokov, E. A. Redkina, and I. V. Serdyuk, "Development of a Mathematical Model to Take into Account the Influence of the Marine Environment on the Propagation of a Magnetic Field in Wireless," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 6, no. 1, pp. 63–69, 2023. (In Russ.).

[5] Y. Li, S. Wang, C. Jin, Y. Zhang, and T. Jiang, "A Survey of Underwater Magnetic Induction Communications: Fundamental Issues, Recent Advances, and Challenges," *IEEE Commun. Surv. & Tutor.*, vol. 21, pp. 2466–2487, 2019.

[6] Chen Qi, Xia Linqi, and Zhang Wei, "Underwater short distance magnetic communication based on coupling coils in sealed metal bin," *International Journal of Computing Science and Mathematics*, vol. 17, no. 2, pp.138–151, 2023.
[7] S. A. Petrushin and E. A. Redkina, "Study of the signal conditioning module for the receiving and transmitting path based on FBMC technology," *Recent achievements and prospects of innovations and technologies*, iss. 3, pp. 339–347, 2024.
[8] V. V. Zemlyakov, S. V. Krutiev, and D. V. Lonkina, "The novel waveguide filters on complex multilayered metal-dielectric structures," in *2017 Progress In Electromagnetics Research Symposium – Spring* (PIERS), St. Petersburg, Russia, pp. 2077–2080, May 22–25, 2017.
[9] S. A. Petrushin and I. B. Shirokov, "Forming Microwave Signals with Small Step of Frequency Grid," in *2024 IEEE 9th All-Russian Microwave Conference* (RMC), Moscow, Russian Federation, pp. 130–134, 2024.
[10] S. A. Petrushin, I. B. Shirokov and E. A. Redkina, "FBMC Technology for Underwater Wireless Communication," *2024 IEEE 9th All-Russian Microwave Conference* (RMC), Moscow, Russian Federation, pp. 126–129, 2024.

Information about the authors

Sergey A. Petrushin, postgraduate student of the Department of Radioelectronics and Telecommunications, Sevastopol State University, Sevastopol, Russian Federation.

Elena A. Redkina, Candidate of Technical Sciences, Associate Professor, Department of Radioelectronics and Telecommunications, Sevastopol State University, Sevastopol, Russian Federation.

Igor B. Shirokov, Doctor of Technical Sciences, Professor, Department of Radioelectronics and Telecommunications, Sevastopol State University, Sevastopol, Russian Federation.

Elena I. Shirokova, postgraduate student of the Department of Radioelectronics and Telecommunications, Sevastopol State University, Sevastopol, Russian Federation.

Aleksey S. Gromov, student of the Department of Radioelectronics and Telecommunications, Sevastopol State University, Sevastopol, Russian Federation.

Infocommunications and Radio Technologies, vol. 9, no. 5, pp. 874–889, 2026.
Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2026. Т. 9, № 5. С. 874—889.
ISSN: 2587-9936
DOI: 10.21227/arn3-wb78

УДК 53.083

Модель плоской антенной решетки для трехмерного анализа ошибок оценки эквивалентной изотропной излучаемой мощности по измерениям в промежуточной зоне

[1,2] Громоздин В. В., [2] Тыщук Ю. Н., [1,2] Новикова Т. В., [1,2]Ерисов А. А.

[1] *Филиал НИЦ Телеком в г. Севастополе (ИЦ "Омега")*
ул. Вакуленчука, д. 29, г. Севастополь, 299053, Российская Федерация
gromozdinvv@nic-t.ru, y.tyschuk@gmail.com, novikovatv@nic-t.ru, erisovaa@nic-t.ru

[2] *Севастопольский государственный университет*
г. Севастополь, 299053, ул. Университетская, д. 33, Российская Федерация

Получено: 15 мая 2026 г.
Отрецензировано: 22 мая 2026 г.
Принято к публикации: 22 мая 2026 г.

***Аннотация**: В работе предложена математическая модель расчета нормированной эквивалентной изотропной излучаемой мощности, позволяющая анализировать ошибки экстраполяции результатов измерений в дальнюю зону излучения при смещении измерительного расстояния в промежуточную зону излучения. Предложенная модель позволяет рассчитывать нормализованную мощность в промежуточной зоне излучения для различных азимутальных и зенитных углов при смещениях центра антенной решетки относительно центра сферической системы координат, что является актуальным при использовании при испытаниях подхода «черного ящика».*

***Ключевые слова**: бесконтактный метод измерения, тестирование, дальняя зона излучения, ближняя зона излучения, плотность потока мощности, эквивалентная изотропная излучаемая мощность, асимптотическое приближение, антенная решетка.*

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Громоздин В. В., Тыщук Ю. Н., Новикова Т. В., Ерисов А. А. Модель плоской антенной решетки для трехмерного анализа ошибок оценки эквивалентной изотропной излучаемой мощности по измерениям в промежуточной зоне // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2026. Т. 9, № 5. С. 874—889.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Громоздин, В. В. Модель плоской антенной решетки для трехмерного анализа ошибок оценки эквивалентной изотропной излучаемой мощности по измерениям в промежуточной зоне / В. В. Громоздин, Ю.Н. Тыщук, Т. В. Новикова, А. А. Ерисов // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2026. — Т. 9, № 5. — С. 874—889.

1. Введение

С целью снижения габаритов и стоимости безэховой камеры и системы позиционирования в настоящее время рассматриваются решения, смещающие измерительное расстояние в область промежуточной зоны тестируемого устройства [1, 2]. Данные методы не являются допустимыми с точки зрения спецификации 3*GPP* [3] для тестирования всех параметров, приведенных в [4], однако могут быть применимы для тестирования эквивалентной изотропной излучаемой мощности (ЭИИМ — *EIRP*).

В общем случае испытываемое устройство (ИУ) рассматривается в виде «черного ящика», при котором конфигурация, электрические размеры и расположение излучающей антенной решетки внутри ИУ неизвестно.

В [1] указано, что оценка *EIRP* (ЭИИМ) *p(d)* в дальней зоне (*Far Field* — $FF = 2D^2/\lambda$) на основе измерений в промежуточной зоне (в иностранной литературе обозначаемой, как радиационное ближнее поле *Near Field* $\left(0{,}62\sqrt{D^3/\lambda}\right) < NF < \left(2D^2/\lambda\right)$), может быть выражена следующим образом:

$$EIRP\left(d_f\right) = p(d_1) + \int_{d_1}^{d_f} \frac{\partial p}{\partial d}\, d\Delta d, \qquad (1)$$

где $EIRP(d_f)$ — расчетная ЭИИМ в дальней зоне, а d_f — расстояние между фазовым центром антенной решетки и пиком луча в дальней зоне на длине диапазона r (в *FF*: $r \sim d_f$), а $p(d_1)$ — измеренная мощность измерительной антенной на расстоянии d_1 в промежуточной зоне (измеренная от фазового центра измеряемой антенной решетки до измерительной антенны), $\partial p/\partial d$ — производная мощности p на расстоянии d. Поскольку расстояние d_1 в промежуточной зоне для подхода «черного ящика» неизвестно, измерения ЭИИМ на нескольких расстояниях измерения необходимы для определения параметров производной $\partial p/\partial d$ и первого расстояния d_1 в промежуточной зоне. При этом *p(d)* является нормированной мощностью, компенсирующей расстояние измерения:

$$p\left(d,\theta,\varphi\right) \propto \left|E\left(d,\theta,\varphi\right)\cdot d\right|^2,$$

в которой напряженность поля $E\left(d,\theta,\varphi\right)$ в точке измерительной сетки определяется суперпозицией:

$$E\left(d,\theta,\varphi\right) \propto \sum_{i=1}^{N_y N_z} x_i F_i(\theta_i,\varphi_i) F_p(\alpha_i,\beta_i) \frac{\lambda}{4\pi d_i} \exp\left(j2\pi\frac{d_i}{\lambda}\right), \qquad (2)$$

где x_i – комплексный коэффициент для i-го элемента антенной решетки;

$F_i(\theta_i, \varphi_i)$ — диаграмма направленности поля для i-го антенного элемента;

$F_p(\alpha_i, \beta_i)$ — диаграмма направленности поля измерительной антенны;

θ_i, φ_i — угол места и азимут i-го антенного элемента относительно точки измерительной сетки (θ, φ, r);

α_i, β_i — угол места и азимут антенны зонда относительно i-го антенного элемента;

λ — длина волны;

d_i — расстояние между i-м антенным элементом и точкой измерительной сетки (θ, φ, r);

r — расстояние измерения между центром тихой зоны (QZ) и измерительной антенной;

$\frac{\lambda}{4\pi d_i}$ и $2\pi\frac{d_i}{\lambda}$ — изменение амплитуды и фазы поля, вызванное распространением в свободном пространстве на расстоянии d_i.

Для сокращения требуемых вычислительных ресурсов в [5] предложена замена расчета поля излучения реальной плоской антенной решетки на расчет поля плоской поверхности, где в качестве элементарного излучателя используется четырехвибраторная модель единичного патч-элемента [6], численные значения параметров которого составляют $d_1 = \lambda/4$, $d_2 = 1{,}5\lambda/4$, разность фаз токов возбуждения $\dot{I}_{i,1}$ и $\dot{I}_{i,2}$ (соответственно и между $\dot{I}_{i,3}$ и $\dot{I}_{i,4}$) $\Delta\Phi I = \pi/2$.

Ограничением представленной в [5] модели является ее применимость только для осевого излучения антенной решетки (вдоль оси X), как изображено на рис. 1.

Общим недостатком модели, представленной в [5], и модели асимптотического разложения (2), представленного в [1], является отсутствие учета появления в промежуточной зоне излучения кроссполяризационной и радиальной составляющей поля при неравенстве $\theta_{i,n}$ и $\varphi_{i,n}$ и соответствующих углов измерительной точки θ и φ относительно центра антенной решетки (точки O на рис. 1). В дальней зоне излучения при стремлении $d_i \to \infty$ эти составляющие стремятся к нулю, т. к. $\theta_{i,n} \to \theta$ и $\varphi_{i,n} \to \varphi$, однако при расчетах в промежуточной зоне излучения они могут оказать

влияние на результаты расчетов. Кроме того, в (2) отсутствует учет того факта, что θ и φ компоненты поля для каждого *i*-го антенного элемента представлены только диаграммой направленности поля $F_i\left(\theta_i,\varphi_i\right)$, что не учитывает их неколлинеарность от различных *i*-х элементов в промежуточной зоне излучения.

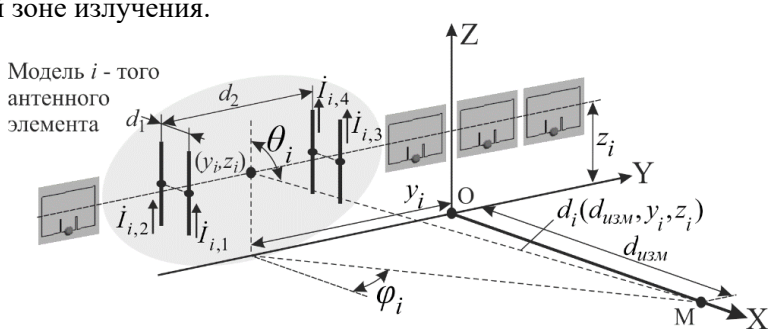


Рис. 1. Представление модели антенной решетки в [5].

Fig. 1. Representation of the antenna array model in [5]

2. Цель работы

Целью данной работы является развитие модели антенной решетки, представленной в [5] и изображенной на рис. 1, с целью учета кроссполяризационной и радиальной составляющих поля и обеспечения расчетов для измерительных точек во всем диапазоне углов $\theta\in[0;\pi]$ и $\varphi\in[0;2\pi]$. Указанное развитие модели предназначено для повышения точности экстраполяции зависимости нормированной ЭИИМ $EIRP_{норм}$ от измерительного расстояния $d_{изм}$ для оценки *EIRP* при смещении расстояния тестирования в промежуточную зону для различных антенных решеток оборудования систем связи 5*G* и выше.

3. Расчет для измерительных точек во всем диапазоне углов

При направлении максимума излучения и расположении точек измерения вдоль оси *x*, радиальные расстояния для каждого *i*-того элементарного излучателя определяются формулами, приведенными в [5]. Для обеспечения расчетов для измерительных точек во всем диапазоне углов $\theta\in[0;\pi]$ и $\varphi\in[0;2\pi]$ эти формулы должны быть скорректированы.

Поместим модель единичного излучателя модели в центр общей системы координат антенной решетки (в точку *O*), как показано на рис. 2.

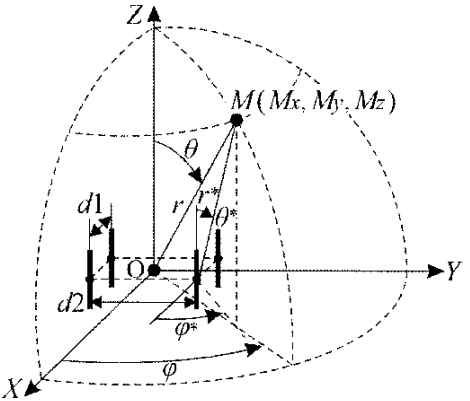


Рис. 2. Локальные сферические координаты относительно точки *M*.

Fig. 2. Local spherical coordinates relative to point M

Для каждого из вибраторов модели единичного излучателя, расположенной в точке $O\,(x_i = 0;\ y_i = 0;\ z_i = 0)$, можно ввести собственную локальную сферическую систему координат по отношению к точке *M*, в которой радиальные расстояния r^*, зенитные θ^* и азимутальные φ^* углы для каждого *n*-го вибратора *i*-го элементарного элемента решетки можно определить, как:

$$\left.\begin{aligned} r_n^* &= \sqrt{Xm_n^2 + Ym_n^2 + Zm_n^2} \\ \theta_n^* &= arctg\left(\sqrt{Xm_n^2 + Ym_n^2}\,/\,Zm_n\right) \\ \varphi_n^* &= arctg\left(Ym_n / Xm_n\right) \end{aligned}\right\} \qquad (3)$$

где Xm_n, Ym_n, Zm_n — координаты точки *M* в локальной декартовой системе координат каждого *n*-го вибратора элементарного излучателя при его расположении в точке O (как показано на рис. 2):

$$\left.\begin{aligned} Xm_1 = Xm_3 = Mx - Xo - 0{,}5\cdot d1 \\ Xm_2 = Xm_4 = Mx - Xo + 0{,}5\cdot d1 \end{aligned}\right\};\quad \left.\begin{aligned} Ym_1 = Ym_2 = My - Yo + 0{,}5\cdot d2 \\ Ym_3 = Ym_4 = My - Yo - 0{,}5\cdot d2 \end{aligned}\right\};$$
$$Zm_1 = Zm_2 = Zm_3 = Zm_4 = Mz - Zo, \qquad (4)$$

где Xo, Yo, Zo — фиксированное смещение центра элементарного излучателя относительно центра общей системы координат антенной решетки (точки O),

Звездочкой * здесь и далее обозначены параметры элементов, определяемые в их собственной локальной системе координат.

Для любых других значений координат единичного излучателя (x_i; y_i; z_i) уравнения (3) можно представить в виде:

$$\left.\begin{aligned} r^*_{i,n}(x_i, y_i, z_i) &= \sqrt{\left(x_i - Xm_n\right)^2 + \left(y_i - Ym_n\right)^2 + \left(z_i - Zm_n\right)^2} \\ \theta^*_{i,n}(x_i, y_i, z_i) &= arctg\left(\sqrt{\left(x_i - Xm_n\right)^2 + \left(y_i - Ym_n\right)^2} \Big/ \left(z_i - Zm_n\right)\right) \\ \varphi^*_{i,n}(x_i, y_i, z_i) &= arctg\left(\left(y_i - Ym_n\right)/\left(x_i - Xm_n\right)\right) \end{aligned}\right\} \quad (5)$$

При этом сами координатам точки M (Mx; My; Mz) в общей декартовой системе координат решетки определяются формулами преобразования сферических координат в декартовые:

$$\left.\begin{aligned} Mx &= r \cdot \sin(\theta) \cdot \cos(\varphi) \\ My &= r \cdot \sin(\theta) \cdot \sin(\varphi) \\ Mz &= r \cdot \cos(\theta) \end{aligned}\right\} \quad (6)$$

При расчетах углов по (5) учитываются квадранты расположения векторов.

4. Учет кроссполяризационной и радиальной составляющей напряженности поля

Как было указано выше, кроссполяризационная и радиальная составляющие поля появляются при неравенстве $\theta_{i,n}$ и $\varphi_{i,n}$ и соответствующих углов измерительной точки θ и φ относительно центра антенной решетки, что характерно для промежуточной зоны излучения и может быть объяснено чисто геометрическими рассуждениями, основанными на том, что в промежуточная зона излучения характеризуется практически отсутствием реактивного поля, но еще не полностью сформированным радиационным полем, что и обусловлено неравенствами $\theta_{i,n} \neq \theta$ и $\varphi_{i,n} \neq \varphi$. Фактически появление этих составляющих обусловлено отличием центров общей системы координат антенной решетки и локальных систем координат для каждого антенного элемента или, соответственно, для каждого вибратора в предлагаемой в [6] четырехвибраторной модели.

Появление радиальной составляющей (E_r) происходит при смещении излучающего элемента от центра антенной решетки вдоль оси *Z*, появление кроссполяризационной составляющей E_φ происходит при одновременном смещении излучающего элемента вдоль осей *Z* и *Y*, что иллюстрируется рис. 3.

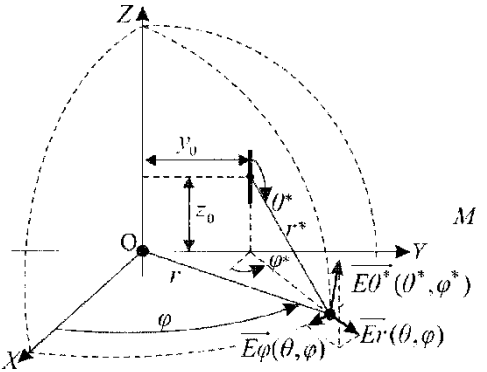


Рис. 3. Иллюстрация появления кроссполяризационной и радиальной составляющих.
Fig. 3. Illustration of the appearance of cross-polarization and radial components

Значения составляющих напряженности поля $E\theta_{i,n}$, $E\varphi_{i,n}$, $Er_{i,n}$ на измерительном расстоянием $d_{изм}$ в общей системе координат антенной решетки, создаваемые *n*-ным вибратором *i*-того элемента, определяются формулами:

$$\left.\begin{aligned} E\theta_{i,n}(\theta) &= E\theta^*_{i,n}(r^*_{i,n},\theta^*_{i,n})\cdot\cos\left(\Delta\theta_{i,n}\right) \\ E\varphi_{i,n}(\theta,\varphi) &= E\theta^*_{i,n}(r^*_{i,n},\theta^*_{i,n})\cdot\sin\left(\Delta\theta_{i,n}\right)\cos\left(\Delta\varphi_{i,n}\right) \\ Er_{i,n}(\theta,\varphi) &= E\theta^*_{i,n}(r^*_{i,n},\theta^*_{i,n})\cdot\sin\left(\Delta\theta_{i,n}\right)\sin\left(\Delta\varphi_{i,n}\right) \end{aligned}\right\}, \qquad (7)$$

где $\Delta\theta_{i,n}=\theta^*_{i,n}-\theta$, $\Delta\varphi_{i,n}=\varphi^*_{i,n}-\varphi$ — разностные углы, т. е. разности зенитных и азимутальных углов на измерительную точку от центра *i, n*-го вибратора модели *i*-го элемента в его собственной системе координат ($\theta^*_{i,n}$ и $\varphi^*_{i,n}$ — формулы (5)) и от центра всей антенной решетки (θ и φ);

$E\theta^*_{i,n}(r^*_{i,n},\theta^*_{i,n})$ — $E\theta$-составляющая напряженности поля *i, n*-го вибратора модели в его собственной сферической системе координат.

Локальные сферические координаты каждого вибратора элементарного *i*-го излучателя $\left(r^*_{i,n},\theta^*_{i,n},\varphi^*_{i,n}\right)$ формулами (4) – (6) однозначно связаны с декартовыми координатами расположения *i*-го элементарного излучателя и точки *M*. Обозначив для удобства радиус сферы *r*, на котором проводится измерение, как измерительное расстояние $d_{изм}$, уравнение (8) для $E\theta$-составляющей напряженности поля *i, n*-го вибратора модели в его собственной сферической системе координат в соответствии с [7] удобно представить в виде:

$$E\theta^*_{i,n}(d_{изм}, y_{i,n}, z_{i,n}) = \frac{B}{2\pi}\cdot\sin\left(\theta^*_{i,n}\right)e^{-j\left(k\cdot r^*_{i,n}-\frac{\pi}{4}(-1)^{n-1}\right)}\left[\frac{-j}{\left(r^*_{i,n}\right)^3}+\frac{1}{\left(r^*_{i,n}\right)^2}+\frac{j}{r^*_{i,n}}\right], \quad (8)$$

где B — амплитудный множитель, который с учетом рассмотрения в дальнейшем нормированных соотношений принимается равным единице;

Здесь $\theta^*_{i,n}$ и $r^*_{i,n}$ определяются в соответствии с (4) – (6), где в формулах (6) вместо расстояния r необходимо подставить измерительное расстояние $d_{изм}$.

5. Нормированная ЭИИМ

С учетом формулы (7) в каждой точке сферы с измерительным расстоянием $d_{изм}$, ЭИИМ $EIRP(d_{изм},\theta,\varphi)$ можно представить в виде трех составляющих – $EIRP\theta(d_{изм},\theta,\varphi)$, $EIRP\varphi(d_{изм},\theta,\varphi)$ и $EIRPr(d_{изм},\theta,\varphi)$. Ограничивая расположение антенной решетки плоскостью YOZ (для чего в (5) принимается $x_i = 0$) и переходя от дискретных координат расположения излучающих элементов к их непрерывному распределению по излучающей поверхности, составляющие ЭИИМ можно определить, как:

$$\left.\begin{aligned}
EIRP\theta(d_{изм},\theta,\varphi) &= \frac{d^2_{изм}}{120\pi}\left|\sum_{n=1}^{4}\int_{-(d_y-d2)/2-d_z/2}^{(d_y-d2)/2}\int_{-d_z/2}^{d_z/2} E\theta^*_n(d_{изм},y,z)\cdot\sin\left(\theta^*_n-\theta\right)dydz\right|^2\\
EIRP\varphi(d_{изм},\theta,\varphi) &= \frac{d^2_{изм}}{120\pi}\left|\sum_{n=1}^{4}\int_{-(d_y-d2)/2-d_z/2}^{(d_y-d2)/2}\int_{-d_z/2}^{d_z/2} E\theta^*_n(d_{изм},y,z)\cdot\sin\left(\theta^*_n-\theta\right)\cdot\cos\left(\varphi^*_n-\varphi\right)dydz\right|^2\\
EIRPr(d_{изм},\theta,\varphi) &= \frac{d^2_{изм}}{120\pi}\left|\sum_{n=1}^{4}\int_{-(d_y-d2)/2-d_z/2}^{(d_y-d2)/2}\int_{-d_z/2}^{d_z/2} E\theta^*_n(d_{изм},y,z)\cdot\sin\left(\theta^*_n-\theta\right)\cdot\sin\left(\varphi^*_n-\varphi\right)dydz\right|^2
\end{aligned}\right\}, \quad (9)$$

В формулах (9) пределы интегрирования по y уменьшены на значение $d2$, т. к. габариты модели, представленной на рис. 1 и рис. 2, выступают за пределы центральной точки координат по оси y на $\pm d2$.

Суммарная ЭИИМ в таком случае является суммой составляющих:

$$EIRP(d_{изм},\theta,\varphi) = EIRP\theta(d_{изм},\theta,\varphi) + EIRP\varphi(d_{изм},\theta,\varphi) + EIRPr(d_{изм},\theta,\varphi). \quad (10)$$

Общая нормированная ЭИИМ $EIRP_{норм}(d_{изм},\theta,\varphi)$ определяется как:

$$EIRP_{норм}(d_{изм},\theta,\varphi) \approx \frac{EIRP\theta(d_{изм},\theta,\varphi) + EIRP\varphi(d_{изм},\theta,\varphi) + EIRPr(d_{изм},\theta,\varphi)}{EIRP\theta(d_{FF},\theta,\varphi) + EIRP\varphi(d_{FF},\theta,\varphi)}, \quad (11)$$

где d_{FF} — нормирующее расстояние, которое должно превышать расстояние границы дальней зоны излучения *FF*. При стремлении $d_{FF} \to \infty$ знаменатели в (10) стремятся к константе. В дальнейших расчетах принимается $d_{FF} = 100FF$, где *FF* определяется индивидуально для каждой рассматриваемой решетки. Необходимость проведения измерений по двум ортогональным поляризациям не усложняет процесс измерений, которые и так необходимо проводить, учитывая априорную неизвестность вектора поляризации напряженности поля излучения при испытаниях ИУ в виде «черного ящика».

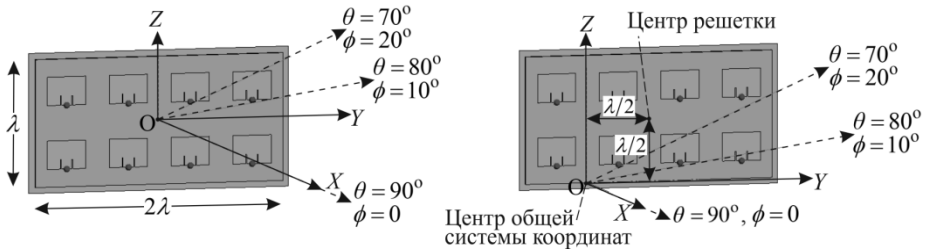
В общем случае при расчетах по уравнениям (9) — (11) моделей антенных решеток, состоящих из более двух элементов, компонентами 2-го и 3-го порядка ближнего поля в (8) можно пренебречь. Это обусловлено тем, что предлагаемая в [6] четырехвибраторная модель элементарного излучателя в ближней и промежуточных зонах излучения не в полной мере соответствует реальному патч-излучателю, где компоненты ближнего поля в значительно большей степени сконцентрированы в промежутке между излучающей пластиной и экраном. Кроме того, компоненты 2-го и 3-го порядка имеют некоторое значение только в ближнем поле единичного вибратора (или излучателя), и для решетки, состоящей из одного элементарного излучателя, сокращение измерительного расстояния является задачей неактуальной, а для решеток, состоящих из более чем двух элементов влияние компонент 2-го и 3-го порядка стремится к нулю.

6. Соотношение основной и кроссполяризационных составляющих

Отдельный интерес представляет вопрос о зависимости соотношения кроссполяризационных и основной составляющей от измерительного расстояния в пределах промежуточной зоны излучения. Для φ-й составляющей он стоит в меньшей степени, т. к., учитывая априорную неизвестность поляризационной ориентации антенной решетки внутри ИУ в виде «черного ящика», ее все равно необходимо измерять, что не представляет трудностей при использовании двухполяризационных измерительных антенн. Наличие радиальной составляющей напрямую влияет на общую погрешность измерений, т. к. ее измерение в процессе испытаний проблематично, что приводит к исключению мощности радиальной составляющей из общей измеряемой мощности излучения в точке измерения. Также следует отметить, что даже в тех направлениях, где кроссполяризационные составляющие от элементарных излучателей решетки взаимно компенси-

руют друг друга (в частности, в направлении $\theta = \pi/2$ и $\varphi = 0$), само их наличие может снижать значение основной составляющей, перераспределяя излучаемую мощность в другие направления.

Анализ соотношений основной и кроссовых поляризационных составляющих на основе предложенной модели, а также их соответствие результатам, полученным при расчетах в программе электродинамического моделирования *FEKO*, проведен на основе антенной решетки конфигурации 4×2, изображенной на рис. 4, где на Рис. 4.а) центр решетки совпадает с центром общей системы координат, а на Рис. 4.б) центр решетки смещен относительно центра общей системы координат на λ/2 по осям *Y* и *Z*.



а) б)

Рис. 4. Решетка конфигурации 4×2 без смещения (а) и со смещением (б) по осям *Y* и *Z*.

Fig. 4. Configuration grid without offset (a) and with offset (b) along the Y and Z axes

На рис. 5 для решетки приведены рассчитанные в программном пакете Mathcad по предложенной модели зависимости нормализованной (умноженной на квадрат расстояния) мощности по θ-, φ- и *r*-составляющим при различных смещениях и отклонениях углов, нормированные к нормализованной мощности при θ = 90°, φ = 0, $d_{изм} = 100 d_{FF}$.

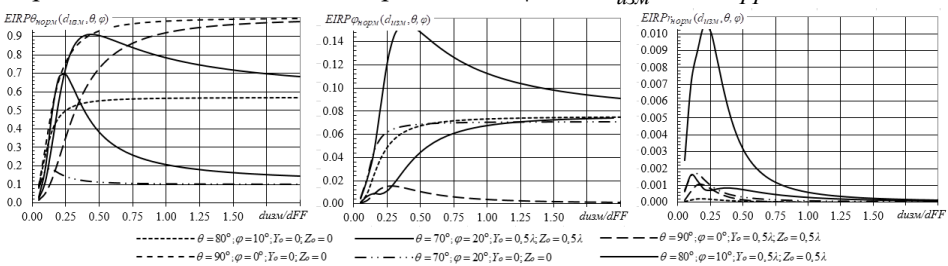


Рис. 5. Зависимости нормализованной мощности основной и кроссполяризационных составляющих от относительного измерительного расстояния $d_{изм}/d_{FF}$, рассчитанные по предложенной модели.

Fig. 5. Dependencies of the normalized power of the main and cross-polarization components on the relative measurement distance $d_{изм}/d_{FF}$, calculated according to the proposed model

Из графиков на рис. 5 следует, что радиальная составляющая мощности имеет пренебрежимо малое значение и проявляется только при существенных отклонениях углов θ и φ и смещениях центра антенной решетки относительно точки O в плоскости XOY, а при $d_{изм} > d_{FF}$ практически стремится к нулю. Таким образом, радиальной составляющей можно пренебречь как при расчетах, так и при измерениях. Азимутальные (φ) составляющие также имеют меньшее значение основной (θ) составляющей, однако это в большей степени определяется ориентацией решетки и ее смещениями относительно центра координат, которые в процессе испытаний могут принимать априорно неизвестные значения и, соответственно, пренебрегать их значениями нельзя. Таким образом, суммарная и общая нормированная ЭИИМ могут быть определены формулами (10) и (11) при исключении их них радиальной (r) составляющей.

На графиках рис. 6 приведены аналогичные зависимости решетки 4×2, полученные по результатам расчетов в программе электродинамического моделирования *FEKO*.

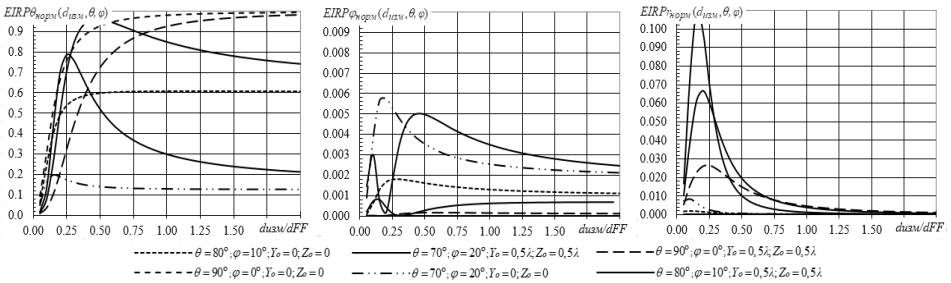
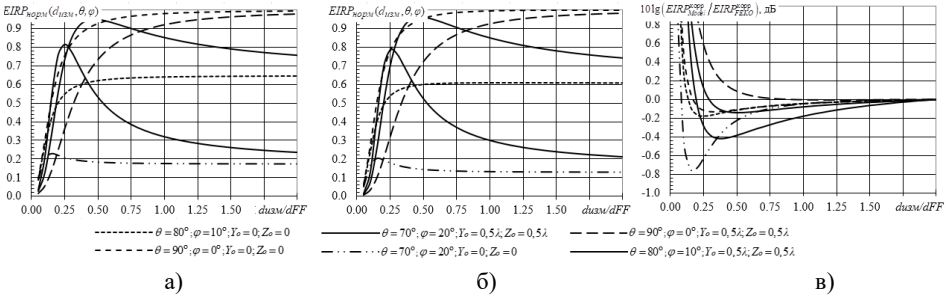


Рис. 6. Зависимости нормализованной мощности основной и кросполяризационных составляющих от относительного измерительного расстояния $d_{изм}/d_{FF}$, рассчитанные в *FEKO*.

Fig. 6. Dependences of the normalized power of the main and cross-polarization components on the relative measurement distance, calculated in FEKO

При достаточно заметном отличии азимутальной и радиальной составляющих, рассчитанных по предложенной модели и в *FEKO*, приведенные зависимости зенитных составляющих достаточно близки. Для более корректного сравнения расчетов в модели и в *FEKO* необходимо их интегральное сопоставление зависимостей $EIRP_{норм}(d_{изм}, \theta, \varphi)$, рассчитанных по (11) и включающих все составляющие, которые приведены на Рис. 7.а) при расчетах по предложенной модели и Рис. 7.б) при расчетах в *FEKO*.



а) б) в)

Рис. 7. Зависимости $EIRP_{норм}(d_{изм},\theta,\varphi)$, рассчитанные в *Mathcad* по предложенной модели (а), в *FEKO* (б) и их скорректированная разница $10\lg\left(EIRP^{корр}_{Model}/EIRP^{корр}_{FEKO}\right)$, дБ (в).

Fig. 7. $EIRP_{норм}(d_{изм},\theta,\varphi)$ dependencies calculated in Mathcad using the proposed model (a), in FEKO (б) and their adjusted difference $10\lg\left(EIRP^{corr}_{Model}/EIRP^{corr}_{FEKO}\right)$, дБ (в)

Графики, приведенные на Рис. 7.а) и Рис. 7.б), при наличии некоторых отличий в масштабе, показывают достаточно близкое соответствие характера зависимостей, рассчитанных в предлагаемой модели в программе электродинамического моделирования *FEKO*. На рисунке 7.в) приведена разница в дБ между рассчитанными зависимостями модели и в FEKO, в соответствии с формулой $10\lg\left(EIRP^{корр}_{Model}/EIRP^{корр}_{FEKO}\right)$, дБ. При этом, учитывая, что масштабные отклонения на анализ точностных характеристик экстраполяции не влияют, используются скорректированные значения указанных зависимостей (нормированные к своему значению при расстоянии $2dFF$). Значением отличий модели и расчетов в *FEKO* можно пренебречь, начиная с измерительного расстояния $0{,}4dFF$—$0{,}5dFF$, начиная с которого предложенную модель можно считать адекватной для проведения анализа точностных характеристик экстраполяции зависимости нормированной ЭИИМ $EIRP_{норм}$ от измерительного расстояния $d_{изм}$ для оценки *EIRP* при смещении расстояния тестирования в промежуточную зону для плоских равномерных антенных решеток различных конфигураций, используемых в оборудовании систем связи 5*G* и выше. При необходимости применимость модели можно распространить и на неравномерные антенные решетки, введя в формулы (9) соответствующие функции неравномерности по обеим координатам (*Y* и *Z*).

7. Заключение

Применимость метода сокращения измерительного расстояния за счет смещения проведения измерений в промежуточную зону излучения с

последующим прогнозированием (экстраполяцией) значения параметра *EIRP* определяется достижимой при этом погрешностью. Учитывая множественность параметров, влияющих на погрешность экстраполяции полученных измерений на конечный результат, данная погрешность описывается средним (медианным) значением в предположении нормального закона распределения его статистики и соответствующим стандартным отклонением. Для получения достоверных значений 1-го и 2-го моментов распределения необходимо получение статистик достаточно большого объема. Так, в отчете 3*GPP* [1] используются выборки объемом до 10 000 при анализе погрешностей в предположении изменений только измерительных расстояний. При априорной неизвестности точного месторасположения центра антенной решетки и направления главного максимума, что характерно при подходе к ИУ как к «черному ящику», объем требуемой статистики может существенно увеличиться. При этом проведение расчетов поля излучения (приема) антенн ИУ в пакетах электродинамического моделирования требует значительных вычислительных ресурсов и времени.

Предложенная в данной работе модель и система математических выражений для оценки зависимости нормированной ЭИИМ $EIRP_{норм}$ позволяет анализировать применимость метода сокращения измерительного расстояния путем смещении измерительного расстояния в промежуточную зону как от измерительного расстояния $d_{изм}$,так и от смещения центра решетки и выбранных углов направления максимума излучения. Данная модель при ее достаточно точном соответствии получаемых результатов аналогичным расчетам, получаемым в пакете электродинамического моделирования, позволяет существенно снизить требования к вычислительным ресурсам и затраченное время на проведение таких расчетов. В частности, для расчета приведенного примера решетки конфигурации 4×2 в программе FEKO требуется порядка 6 часов (Intel ® Core ™ i5-10400 @ 2,9 GHz, ОЗУ 8 ГГб, без использования видеокарты), в то время, как расчеты в предложенной модели занимают единицы секунд, что позволяет проводить расчеты по значительным объемам выборки с существенно меньшими затратами времени, что особенно актуально для антенных решеток больших размеров, используемых в планшетах и базовых станциях. В дальнейших исследованиях применимость данной модели и анализ минимально допустимого расстояния использования модели в сравнении с расчетами в FEKO необходимо провести и для других конфигураций решеток. При этом есть основания считать, что с увеличением относительных размеров решетки, для которых и является актуальным сокращение измерительных расстояний, минимальное расстояние, при котором значением отличий модели и расчетов в FEKO можно пренебречь, будет сокращаться.

Список литературы

1. 3GPP TR 38.884 V18.2.0 (2022-09); Study on enhanced test methods for FR2 NR UEs. (Release 18)
2. Hh Fan W., Kyosti P., Jing Y., Wang Z. (2021). Over-The-Air Testing Metrology of 5G Radios. In : T. H. Loh (Ed.), Metrology for 5G and Emerging Wireless Technologies. P. 285–326. Institution of Engineering and Technology. Интернет-ресурс: https://vbn.aau.dk/ws/portalfiles/portal/408691932/Sample.pdf.
3. 3GPP TS 38.508-1 V18.0.0 (2023-09); User Equipment (UE) conformance specification; Part 1: Common test environment. (Release 18).
4. 3GPP TS 38.101-2 V18.3.0 (2023-09); User Equipment (UE) radio transmission and reception; Part 2: Range 2 Standalone. (Release 18).
5. Громоздин В. В., Новикова Т. В., Ерисов А. А., Бартош А. Е. Модель для анализа метода сокращения измерительного расстояния при тестировании эквивалентной изотропной излучаемой мощности в диапазоне FR2 // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2025. Т. 8, № 2. С. 281—299.
6. Громоздин В. В., Бартош А. Е. Беликов Д. Н., Новикова Т. В. Анализ вибраторной модели патч-излучателя с целью смещения измерительного расстояния в промежуточную зону // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2024. Том 7, № 1. С. 106—116.
7. Айзенберг Г. З., Ямпольский В. Г., Терешин О. Н. Антенны УКВ / Под. ред. Г. З. Айзенберга. В 2 ч. Ч. 1. М. : Связь, 1977. 384 с.

Информация об авторах

Громоздин Валентин Владимирович, кандидат технических наук, заместитель директора по техническому развитию филиала НИЦ Телеком в г. Севастополе (ИЦ «Омега»), г. Севастополь, Российская Федерация; доцент кафедры «Радиоэлектроника и телекоммуникации» Севастопольского государственного университета, г. Севастополь, Российская Федерация.

Тыщук Юрий Николаевич, доцент кафедры «Радиоэлектроника и телекоммуникации» Севастопольского государственного университета, г. Севастополь, Российская Федерация.

Новикова Татьяна Викторовна, заместитель начальника отдела менеджмента качества филиала НИЦ Телеком в г. Севастополе (ИЦ «Омега»), г. Севастополь, Российская Федерация; доцент кафедры «Радиоэлектроника и телекоммуникации» Севастопольского государственного университета, г. Севастополь, Российская Федерация.

Ерисов Александр Александрович, начальник отдела технического и метрологического обеспечения филиала НИЦ Телеком в г. Севастополе (ИЦ «Омега»), г. Севастополь, Российская Федерация; доцент кафедры «Радиоэлектроника и телекоммуникации» Севастопольского государственного университета, г. Севастополь, Российская Федерация.

A Planar Antenna Array Model for Three-Dimensional Analysis of Errors in Estimating Equivalent Isotropically Radiated Power Based on Measurements in the Intermediate Zone

V. V. Gromozdin[1,2], Y. N. Tyschuk[2], T. V. Novikova[1,2], and A. A. Erisov[1,2]

[1]*Branch of National Research Centre for Telecommunications in Sevastopol (TC "Omega")*
29, Vakulenchuk str., Sevastopol, 299053, Russian Federation

gromozdinvv@nic-t.ru, y.tyschuk@gmail.com, novikovatv@nic-t.ru, rerisovaa@nic-t.ru

[2]*Sevastopol State University*
33, Universitetskaya str., Sevastopol, 299053, Russian Federation

Received: May 15, 2026
Peer-reviewed: May 22, 2026
Accepted: May 22, 2026

Abstract: *This paper proposes a mathematical model for calculating the normalized equivalent isotropic radiated power, allowing for the analysis of errors in extrapolating measurement results to the far-field radiation zone when the measurement distance is shifted to the intermediate radiation zone. The proposed model allows for calculating the normalized power in the intermediate radiation zone for various azimuth and zenith angles when the antenna array center is offset from the center of the spherical coordinate system, which is relevant when using the "black box" approach in testing.*

Keywords: *non-contact measurement method, testing, far-field radiation zone, near-field radiation zone, power flux density, equivalent isotropic radiated power, asymptotic approximation, antenna array.*

For citation (IEEE): V. V. Gromozdin, Y. N. Tyschuk, T. V. Novikova, and A. A. Erisov, "A Planar Antenna Array Model for Three-Dimensional Analysis of Errors in Estimating Equivalent Isotropically Radiated Power Based on Measurements in the Intermediate Zone," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 9, no. 5, pp. 874–889, 2026, doi: 10.21227/arn3-wb78. (In Russ.).

References

[1] 3GPP TR 38.884 V18.2.0 (2022-09); Study on enhanced test methods for FR2 NR UEs. (Release 18).

[2] W. Hh Fan, et al., "Over-The-Air Testing Metrology of 5G Radios," in *Metrology for 5G and Emerging Wireless Technologies* / T. H. Loh (Ed.), Institution of Engineering and Technology, pp. 285–326, 2021. [Online]. Available: https://vbn.aau.dk/ws/portalfiles/portal/408691932/Sample.pdf.

[3] 3GPP TS 38.508-1 V18.0.0 (2023-09); User Equipment (UE) conformance specification; Part 1: Common test environment. (Release 18).

[4] 3GPP TS 38.101-2 V18.3.0 (2023-09); User Equipment (UE) radio transmission and reception; Part 2: Range 2 Standalone. (Release 18).
[5] V. V. Gromozdin, T. V. Novikova, A. A. Erisov, and A. E. Bartosh, “Model for Analyzing the Method of Reducing the Measuring Distance in Testing the Equivalent Isotropic Radiated Power in the FR2 Range,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 8, no. 2, pp. 281–299, 2025, doi: 10.21227/y27j-5425. (In Russ.).
[6] V. V. Gromozdin, A. E. Bartosh, D. N. Belikov, and T. V. Novikova “Analysis of the Vibrator Model of the Patch Emitter with the Aim of Shifting the Measuring Distance to the Intermediate Zone,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 7, no. 1, pp. 106–116, 2024. (In Russ.).
[7] *VHF Antennas*, ed. by G. Z. Aizenberg, in 2 parts, part 1, Moscow: Svyaz, 1977. (In Russ.).

Information about the authors

Valentin V. Gromozdin, PhD (Engineering), Deputy Director for Technical Development, Branch of the National Research Centre for Telecommunications in Sevastopol (IC “Omega”), Sevastopol, Russian Federation; Associate Professor, Department of Radio Electronics and Telecommunications, Sevastopol State University, Sevastopol, Russian Federation.

Yriy N. Tyschuk, Associate Professor, Department of Radio Electronics and Telecommunications, Sevastopol State University, Sevastopol, Russian Federation.

Tatyana V. Novikova, Deputy Head of the Quality Management Department, Branch of the National Research Centre for Telecommunications in Sevastopol (IC “Omega”), Sevastopol, Russian Federation; Associate Professor, Department of Radio Electronics and Telecommunications, Sevastopol State University, Sevastopol, Russian Federation.

Aleksandr A. Erisov, Head of the Technical and Metrological Support Department, Branch of the National Research Centre for Telecommunications in Sevastopol (IC “Omega”), Sevastopol, Russian Federation; Associate Professor of the Department of Radio Electronics and Telecommunications, Sevastopol State University, Sevastopol, Russian Federation.

Infocommunications and Radio Technologies, vol. 9, no. 5, pp. 890–904, 2026.
Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2026. Т. 9, № 5. С. 890—904.
ISSN: 2587-9936
DOI: 10.21227/24pw-4477

УДК 621.396.96

Анализ методов прецизионного позиционирования БПЛА в условиях ограниченной спутниковой навигации: от традиционных решений к гомодинным технологиям

Сорокин Н. А., Широков И. Б.
Севастопольский государственный университет
ул. Университетская, 33, г. Севастополь, 299053, Российская Федерация
nek.40@bk.ru

Получено: 16 мая 2026 г.
Отрецензировано: 22 мая 2026 г.
Принято к публикации: 22 мая 2026 г.

Аннотация: *Рассмотрены современные методы локального позиционирования беспилотных летательных аппаратов в условиях отсутствия или деградации сигналов глобальных навигационных спутниковых систем. Проведен сравнительный анализ пяти классов технологий Рассмотрены теоретические основы фазового позиционирования, включая методы частотной и пространственной разности фаз. Детально проанализирована гомодинная архитектура: ее преимущества. Описаны существующие методы компенсации этих эффектов, а также гибридные подходы. Определены направления совершенствования: адаптивное цифровое подавление несущей, нейросетевая фильтрация многолучевости, динамическая калибровка и гибридизация с инерциальными и оптическими сенсорами.*

Ключевые слова: *БПЛА, локальное позиционирование, гомодинный приемник, фазовые измерения, инерциальная навигационная система, прецизионное позиционирование.*

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Сорокин Н. А., Широков И. Б. Анализ методов прецизионного позиционирования БПЛА в условиях ограниченной спутниковой навигации: от традиционных решений к гомодинным технологиям // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2026. Т. 9, № 5. С. 890—904.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Сорокин, Н. А. Анализ методов прецизионного позиционирования БПЛА в условиях ограниченной спутниковой навигации: от традиционных решений к гомодинным технологиям / Н. А. Сорокин, И. Б. Широков // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2026. — Т. 9, № 5. — С. 890—904.

1. Введение

Развитие беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) открывает новые возможности для широкого круга применений, от логистики и инспекции до мониторинга и сельского хозяйства. Однако для реализации полного потенциала БПЛА критически важной является задача точного и надежного позиционирования, особенно в условиях отсутствия или деградации сигналов глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС). Традиционные методы, основанные на *GPS*/ГЛОНАСС, неприменимы в закрытых помещениях, под землей или в условиях активного подавления сигналов, что требует разработки альтернативных решений.

Современные БПЛА, как правило, для определения своего местоположения полагаются на ГНСС. Однако во многих сценариях эксплуатации, таких как полеты внутри зданий, складов, промышленных цехов, шахт или в городских каньонах, сигналы ГНСС недоступны или сильно ослаблены. Более того, в условиях конфликтов или специальных операций, сигналы ГНСС могут быть преднамеренно подавлены или искажены, что делает их использование невозможным. Это создает острую потребность в автономных и помехоустойчивых системах локального позиционирования, способных обеспечить необходимую точность и надежность.

Целью данного обзора является анализ современных методов и систем локального позиционирования БПЛА на основе гомодинного преобразования сигналов *RFID*, а также выявление их преимуществ, недостатков и перспектив развития. Для достижения поставленной цели необходимо решить следующие задачи:

1. Провести сравнительный анализ существующих технологий локального позиционирования БПЛА в условиях отсутствия ГНСС.

2. Рассмотреть теоретические основы фазового позиционирования в *UHF RFID*-системах.

3. Детально изучить гомодинную архитектуру приемопередатчиков *RFID*, ее преимущества и критические недостатки.

4. Проанализировать алгоритмы слияния данных от *RFID*-систем и инерциальных датчиков для повышения точности и надежности позиционирования.

2. Обзор технологий локального позиционирования

Для решения задачи локального позиционирования БПЛА в условиях отсутствия ГНСС предложено множество технологий, каждая из которых имеет свои преимущества и недостатки.

Инерциальные навигационные системы (ИНС): основаны на интегрировании показаний акселерометров и гироскопов. Обеспечивают высокую частоту обновления данных, но подвержены накоплению ошибки (дрейфу) со временем.

Визуальные системы (*Visual SLAM*): используют камеры для построения карты окружения и одновременного определения местоположения БПЛА. Высокая точность в хорошо текстурированных средах, но чувствительны к освещению, однородным поверхностям и требуют значительных вычислительных ресурсов [1].

Сверхширокополосные системы (*UWB*): основаны на измерении времени распространения радиосигнала (*Time of Flight, ToF*). Обеспечивают высокую точность (до нескольких сантиметров) и устойчивость к многолучевости, но требуют установки дорогостоящей инфраструктуры (якорей) [2].

Лазерные дальномеры (*LiDAR*): используются для построения 3*D*-карты окружения и определения местоположения. Высокая точность, но высокая стоимость, большой вес и энергопотребление, а также чувствительность к пыли и туману.

Радиочастотная идентификация (*RFID*): использует радиометки для определения местоположения. Может быть пассивной (без собственного источника питания), что снижает стоимость и вес меток. Точность зависит от метода измерения (*RSSI*) [3].

3. Теория фазового позиционирования в *UHF RFID*

3.1. Физика обратного рассеяния и формирования фазового сдвига

Принцип работы пассивных систем *UHF RFID* основан на явлении обратного рассеяния электромагнитной волны. Считыватель излучает непрерывный гармонический сигнал несущей частоты, который принимается антенной *RFID*-метки. Часть энергии этого сигнала используется для питания интегральной схемы метки, а оставшаяся часть переизлучается обратно в пространство. Модуляция данных осуществляется путем изменения импеданса антенны метки, что приводит к изменению коэффициента отражения.

Фаза принимаемого считывателем сигнала $\Phi_{общ}$ складывается из нескольких компонент, как показано в формуле (1):

$$\Phi_{общ} = \Phi_{распр} + \Phi_{метка} + \Phi_{апп} \quad (1)$$

где $\Phi_{распр}$ — фазовый сдвиг, обусловленный распространением сигнала в свободном пространстве;

$\Phi_{метка}$ — фазовый сдвиг, вносимый схемой модуляции метки;

$\Phi_{апп}$ — аппаратно-зависимый фазовый сдвиг в трактах считывателя.

Фазовый сдвиг распространения $\Phi_{распр}$ прямо пропорционален пройденному расстоянию $2R$ (туда и обратно) и определяется формулой (2):

$$\Phi_{распр} = (2\pi * 2R)/\lambda = (4\pi R)/\lambda \quad (2)$$

где λ — длина волны несущей частоты.

Изменение расстояния на половину длины волны (λ/2 ≈ 16 см для 915 МГц) приводит к полному циклу изменения фазы на 2π радиан. Это свойство лежит в основе прецизионных методов измерения расстояния.

3.2. Методы измерения разности фаз

Для однозначного определения координат БПЛА относительно *RFID*-меток применяются методы измерения разности фаз (*Phase Difference of Arrival, PDoA*).

Метод частотной области (*Frequency Domain PDoA, FD-PDoA*).

Основан на измерении фазы сигнала от одной метки на двух или более различных частотах $f1$ и $f2$. Разность фаз ΔΦ между измерениями на частотах $f1$ и $f2$ связана с расстоянием R следующим соотношением, представленным в формуле (3):

$$\Delta\Phi = \Phi 2 - \Phi 1 = (4\pi R/c) * (f2 - f1) = (4\pi R\Delta f)/c. \quad (3)$$

Откуда расстояние R определяется как показано в формуле (4):

$$R = (c\Delta\Phi)/(4\pi\Delta f) \quad (4)$$

где c — скорость света.

Преимуществом метода является возможность определения абсолютного расстояния до метки при использовании одной антенны. Однако точность метода сильно зависит от стабильности частоты и полосы пропускания системы [4].

Метод пространственной области (Spatial Domain PDoA, SD-PDoA).

Основан на использовании антенной решетки на борту БПЛА. Разность фаз ΔΦ измеряется между сигналами, принятыми двумя антеннами, разнесенными на расстояние d. Это позволяет определить угол прихода сигнала (Angle of Arrival, AoA) θ, согласно формуле (5):

$$\Delta\Phi = (2\pi d * sin(\theta))/\lambda. \quad (5)$$

Комбинация *FD-PDoA* и *SD-PDoA* позволяет реализовать полноценное трехмерное позиционирование БПЛА относительно одиночной *RFID*-метки или группы меток [5].

4. Гомодинная архитектура приемопередатчиков RFID

4.1. Принципиальная схема гомодинного приемника

Гомодинный приемник (*Direct Conversion Receiver*) является классическим решением для систем *RFID* благодаря своей простоте и эффективности. В такой архитектуре принимаемый высокочастотный сигнал смешивается с опорным сигналом локального осциллятора (*LO*), частота которого в точности совпадает с частотой несущей передатчика.

Результатом смешивания является перенос спектра сигнала непосредственно на нулевую частоту (*Baseband*). Отсутствие промежуточной частоты (ПЧ) упрощает аналоговый тракт и исключает необходимость в дорогостоящих фильтрах подавления зеркального канала, что особенно ценно для бортовых систем БПЛА с жесткими ограничениями по массе и энергопотреблению. Для сохранения полной информации о фазе и амплитуде сигнала используется квадратурный демодулятор, формирующий два канала: синфазный (*I — In-phase*) и квадратурный (*Q — Quadrature*). Сигналы $I(t)$ и $Q(t)$ определяются формулами (6) и (7) соответственно:

$$I(t) = S_{\text{пр}}(t) * cos(2\pi f_{\text{нт}}) \quad (6)$$

$$Q(t) = S_{\text{пр}}(t) * sin(2\pi f_{\text{нт}}) \quad (7)$$

После низкочастотной фильтрации (LPF) сигналы I и Q оцифровываются АЦП для последующей обработки [6].

4.2. Преимущества системы

Отсутствие зеркального канала: в отличие от супергетеродинных приемников, где промежуточная частота (*IF*) отлична от нуля, в гомодинной схеме зеркальный канал совпадает с полезным сигналом. Это избавляет от необходимости использования громоздких и дорогих фильтров подавления зеркального канала (*Image Reject Filters*), что значительно упрощает проектирование ВЧ-тракта.

SWaP-характеристики (*Size, Weight, and Power*): минимальное количество каскадов преобразования и отсутствие ПЧ-тракта позволяют реализовать считыватель в виде компактной микросхемы или модуля с низким энергопотреблением. Это критически важно для малых БПЛА, где каждый грамм веса и милливатт энергии напрямую влияют на время полета.

Когерентность и компенсация фазовых шумов: в *RFID*-системах передатчик и приемник используют один и тот же опорный генератор. Это обеспечивает высокую степень когерентности. Фазовые шумы локального осциллятора в значительной степени коррелированы в передаваемом и

принимаемом сигналах, что приводит к их взаимной компенсации при смешивании. Это позволяет достигать высокой чувствительности даже при использовании бюджетных генераторов.

4.3. Недостатки системы

Несмотря на преимущества, гомодинная архитектура обладает рядом специфических недостатков, требующих сложной цифровой обработки.

LO Leakage и *DC Offset*: прямое прохождение сигнала локального осциллятора в антенный тракт и его последующее отражение от неподвижных объектов приводит к появлению постоянной составляющей (*DC offset*) на выходе смесителя. Уровень этого смещения может на порядки превышать уровень полезного сигнала от метки, вызывая насыщение усилителей и АЦП. Для борьбы с этим эффектом применяются методы адаптивной компенсации в аналоговом тракте и цифровая фильтрация (*High-Pass Filtering* или вычитание среднего значения).

I/*Q Imbalance*: неидеальность фазового сдвига в 90° между каналами *I* и *Q*, а также различие в коэффициентах усиления каналов приводят к искажению созвездия сигнала и ошибкам в вычислении фазы. Для минимизации этих ошибок используются алгоритмы автоматической калибровки на основе анализа статистики принимаемого сигнала (например, алгоритм Грэма — Шмидта) [7].

Самозабитие (*Self-Jamming*): в *RFID*-системах передатчик излучает мощный непрерывный сигнал одновременно с приемом слабого сигнала от метки. Просачивание сигнала передатчика в приемник через направленный ответвитель или циркулятор создает значительный шум. Решением является использование бистатических антенных систем (раздельные антенны на прием и передачу) или активных схем подавления несущей (*Carrier Cancellation*).

5. Смежные разработки и гибридные системы

5.1. Слияние данных RFID и ИНС: использование расширенного фильтра Калмана

Для обеспечения непрерывности и высокой точности навигации БПЛА в сложных условиях современные исследования фокусируются на гибридных системах, объединяющих *RFID* и инерциальные навигационные системы (ИНС). Основным инструментом слияния данных является расширенный фильтр Калмана (*Extended Kalman Filter, EKF*).

В такой системе ИНС выступает в роли предиктора, обеспечивая высокую частоту обновления координат (100—200 Гц) на коротких интервалах времени. Однако из-за дрейфа датчиков ошибка ИНС растет. Данные от *RFID*-меток, полученные методом фазовых измерений (*PDoA*), используются в качестве корректирующих измерений. Важно отметить, что *RFID*-измерения предоставляют не относительный, а абсолютный ориентир в пространстве (координаты метки известны заранее). Благодаря этому *EKF* не только обнуляет дрейф ИНС, но и устраняет его систематическую составляющую, накапливающуюся со временем. В результате гибридная система способна работать сколь угодно долго без потери точности, что недостижимо для одной инерциальной системы.

При каждом считывании метки фильтр Калмана оценивает разность между предсказанным и измеренным положением, корректируя вектор состояния БПЛА и обнуляя накопленную ошибку ИНС. Это позволяет достигать стабильной точности на уровне 5—10 см на протяжении всего полета [8].

5.2. Применение фазированных антенных решеток для повышения точности

Использование фазированных антенных решеток (*Phased Array Antennas*) на борту БПЛА открывает новые возможности для локализации *RFID*-меток. Путем электронного управления диаграммой направленности антенны можно сканировать пространство и определять направление на метку с высокой угловой разрешающей способностью.

Методы оценки угла прихода (*Angle of Arrival, AoA*), такие как *MUSIC* (*Multiple Signal Classification*) или *ESPRIT* (*Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques*), позволяют разделять сигналы от нескольких меток и подавлять отражения от стен и препятствий. Применение компактных антенных решеток диапазона 860—960 МГц на малых БПЛА требует решения задач минимизации массы и взаимного влияния элементов антенны [9].

5.3. Использование алгоритмов машинного обучения для подавления многолучевости

Одной из главных проблем *RFID*-позиционирования в закрытых помещениях является многолучевое распространение сигнала (*Multipath Propagation*). Отражения от металлических конструкций, стен и оборудования создают интерференционную картину, искажающую фазовые измерения.

Современные разработки предлагают использование алгоритмов машинного обучения (*Machine Learning*) для классификации условий распространения сигнала (*Line-of-Sight, LoS* против *Non-Line-of-Sight, NLoS*). Нейронные сети, обученные на больших наборах данных фазовых и амплитудных характеристик, способны выявлять и отсекать недостоверные измерения, обусловленные многократными отражениями. Это значительно повышает надежность системы в сложных индустриальных средах.

5.4. Обзор зарубежных и отечественных прототипов систем навигации на базе RFID

В последние годы ряд исследовательских групп представил прототипы систем навигации БПЛА на базе *RFID*. Например, в работах исследователей из Массачусетского технологического института (*MIT*) была продемонстрирована система *RFly*, использующая БПЛА в качестве ретранслятора для инвентаризации складов с сантиметровой точностью локализации меток.

Отечественные разработки в этой области сосредоточены на создании компактных *RFID*-считывателей для интеграции в бортовые системы управления БПЛА. Ведутся работы по адаптации гомодинных схем для работы в условиях интенсивных помех и интеграции *RFID*-навигации в общее воздушное пространство для обеспечения безопасного маневрирования вблизи объектов инфраструктуры.

6. Аналитическая оценка и перспективы развития

6.1. Оценка точности и надежности гомодинного метода

Анализ показывает, что гомодинный метод в сочетании с фазовыми измерениями (*PDoA*) обеспечивает теоретическую точность позиционирования на уровне 1—5 см в идеальных условиях. В реальных условиях эксплуатации, с учетом шумов, многолучевости и аппаратных неидеальностей, достижимая точность составляет 5—15 см. Это на порядок превосходит точность *RSSI*-методов и сопоставимо с дорогостоящими *UWB*-системами.

Надежность системы определяется качеством алгоритмов компенсации *DC*-смещения и подавления самозабития. Использование когерентного накопления сигнала и узкополосной фильтрации позволяет работать на расстояниях до 10—15 метров от пассивной метки, что достаточно для большинства задач внутрискладской и индустриальной навигации. Следует также отметить, что реальная точность сильно зависит от качества калибровки *I*/*Q* каналов и эффективности подавления *LO Leakage*. При использо-

вании бистатической антенной системы и цифровой компенсации *DC* смещения можно стабильно удерживать погрешность в пределах 5—8 см даже в условиях частичной многолучевости.

6.2. Экономическая эффективность и масштабируемость

Главным преимуществом *RFID*-подхода является его беспрецедентная экономическая эффективность. В отличие от *UWB*-якорей, требующих электропитания и обслуживания, пассивная *RFID*-инфраструктура практически не требует эксплуатационных расходов

Стоимость пассивной *UHF*-метки составляет несколько центов, что позволяет маркировать тысячи объектов или точек маршрута без значительных затрат. Инфраструктура не требует питания и обслуживания, что делает систему исключительно масштабируемой для крупных логистических центров и производственных площадок.

6.3. Интеграция в современные условия работы БПЛА

Интеграция *RFID*-позиционирования на базе гомодинных приемников в современные БПЛА открывает широкие перспективы для автоматизации и повышения безопасности полетов в сложных условиях. Основные сценарии применения включают:

1. Высокоточная логистика и инвентаризация: БПЛА, оснащенные *RFID*-считывателями, могут автономно перемещаться по складам, идентифицировать и локализовать товары, маркированные *RFID*-метками, с сантиметровой точностью. Это позволяет автоматизировать процессы инвентаризации, отслеживания перемещений и оптимизации складских операций. Например, в крупных логистических центрах, где ГНСС-сигналы недоступны, БПЛА могут использовать *RFID*-метки, размещенные на стеллажах или полу, для точного определения своего положения и навигации между проходами.

2. Инспекция промышленных объектов и инфраструктуры: для инспекции трубопроводов, мостов, энергетических установок или других промышленных объектов, где требуется высокая точность позиционирования для детального осмотра, БПЛА могут использовать *RFID*-метки, заранее размещенные на критически важных участках. Это позволяет БПЛА точно следовать по заданному маршруту, возвращаться к определенным точкам для повторного осмотра и проводить измерения с высокой повторяемостью.

3. Автономная посадка и стыковка: одной из наиболее сложных задач для БПЛА является автономная посадка на движущиеся платформы

(например, на беспилотные наземные транспортные средства или морские суда) или точная стыковка с зарядными станциями. *RFID*-метки, размещенные на посадочной площадке, могут служить высокоточными ориентирами, позволяя БПЛА корректировать свою траекторию с миллиметровой точностью на финальном этапе посадки. Гомодинные приемники с их высокой фазовой чувствительностью идеально подходят для таких задач.

4. Навигация в подземных и закрытых пространствах: шахты, тоннели, подземные парковки и крупные производственные цеха являются средами, полностью лишенными ГНСС. *RFID*-инфраструктура, состоящая из пассивных меток, может быть легко развернута в таких условиях, обеспечивая надежную навигацию для инспекционных БПЛА или дронов, выполняющих задачи мониторинга безопасности.

6.4. Улучшенная модель для минимизации помех определения местоположения

Для дальнейшего повышения точности и надежности *RFID*-позиционирования на базе гомодинных приемников необходимо разработать улучшенную модель, направленную на активную минимизацию помех. Ключевые направления включают:

1. Адаптивный гомодинный приемник с цифровым подавлением несущей (*Digital Carrier Cancellation, DCC*): вместо пассивных или аналоговых методов подавления несущей, которые могут быть неэффективны в динамических условиях, предлагается использовать адаптивные цифровые алгоритмы. *DCC* позволяет в реальном времени оценивать и вычитать сигнал прямой утечки *LO* и самозабития, значительно расширяя динамический диапазон приемника. Это достигается путем моделирования помехи и ее вычитания из принимаемого сигнала на цифровом уровне, что требует мощных сигнальных процессоров.

2. Нейросетевая фильтрация многолучевости: разработка глубоких нейронных сетей (*Deep Neural Networks, DNN*), способных анализировать многомерные данные от антенной решетки (амплитуда, фаза, частота) и отличать прямые сигналы от отраженных. *DNN* могут быть обучены на больших объемах данных, собранных в различных условиях, для создания робастных моделей, которые предсказывают наличие и характеристики многолучевых компонент. Это позволит не просто отсекать недостоверные измерения, а активно использовать информацию о многолучевости для уточнения карты окружения или даже для улучшения позиционирования.

3. Интеграция с оптическими сенсорами для калибровки: для борьбы с *I*/*Q*-дисбалансом и дрейфом *DC*-смещения предлагается использовать

оптические сенсоры (например, монокулярные камеры) для периодической калибровки *RFID*-системы. В моменты, когда БПЛА находится в стабильном визуальном окружении, оптическая система может обеспечить высокоточную относительную локализацию, которая будет использоваться для коррекции параметров гомодинного приемника. Это создает самокалибрующуюся гибридную систему, способную адаптироваться к изменяющимся условиям [10].

4. Проактивное планирование траектории с учетом RFID-инфраструктуры: разработка алгоритмов планирования траектории БПЛА, которые не только оптимизируют маршрут по расстоянию или времени, но и учитывают оптимальное расположение *RFID*-меток для обеспечения максимальной точности позиционирования. БПЛА может активно маневрировать для получения наилучших фазовых измерений, избегая зон с высокой многолучевостью или недостаточной плотностью меток.

6.5. Выявление нерешенных задач и направлений будущих исследований

Несмотря на достигнутые успехи, ряд задач остается нерешенным:

1. Динамическая калибровка: разработка методов автоматической калибровки *I*/*Q*-дисбаланса и *DC*-смещения непосредственно в процессе полета БПЛА.

2. Повышение дальности: Исследование методов повышения энергетического потенциала линии связи «считыватель — метка» без нарушения норм по электромагнитной совместимости.

3. Интеграция с ИИ: глубокая интеграция нейросетевых алгоритмов обработки сигналов в реальном времени на бортовых вычислителях БПЛА.

4. Стандартизация: разработка единых протоколов обмена навигационными данными на базе *RFID* для обеспечения совместимости оборудования различных производителей.

Будущее систем локального позиционирования БПЛА видится в создании мультисенсорных комплексов, где *RFID* выступает в роли надежного и дешевого источника абсолютных координат, дополняющего высокочастотные данные ИНС и визуальные карты *SLAM*.

7. Заключение

В ходе проведенного обзора был выполнен системный анализ современных методов и систем локального позиционирования БПЛА в условиях отсутствия сигналов ГНСС. Особое внимание было уделено техноло-

гии радиочастотной идентификации (*RFID*) в ультравысокочастотном диапазоне (*UHF*) и гомодинному способу преобразования сигналов.

Проведенный анализ позволяет сделать следующие выводы:

1. Технологическая ниша: *RFID*-позиционирование на базе фазовых измерений (*PDoA*) занимает уникальную нишу между высокоточными, но дорогостоящими системами (*UWB, LiDAR*) и доступными, но низкоточными методами (*RSSI, Wi-Fi*). Точность на уровне 5—15 см при использовании пассивных меток делает эту технологию оптимальной для индустриальной и складской навигации БПЛА.

2. Аппаратная эффективность: гомодинная архитектура приемника является наиболее эффективным решением для интеграции в бортовые системы малых БПЛА благодаря своим *SWaP*-характеристикам (минимальные масса, габариты и энергопотребление). Отсутствие зеркального канала и высокая когерентность позволяют достигать высокой чувствительности при упрощенном ВЧ-тракте.

3. Критические вызовы: основными препятствиями для широкого внедрения гомодинных систем остаются проблемы утечки гетеродина (*LO Leakage*), смещения постоянной составляющей (*DC Offset*) и самозабития приемника мощным сигналом передатчика. Решение этих проблем требует применения сложных алгоритмов цифровой фильтрации, адаптивной компенсации и использования бистатических антенных систем.

4. Перспективы гибридизации: наиболее перспективным направлением развития является создание гибридных навигационных систем, объединяющих *RFID*, ИНС и визуальный *SLAM*. Использование расширенного фильтра Калмана (*EKF*) для слияния данных позволяет компенсировать дрейф инерциальных датчиков и обеспечить непрерывность навигации в условиях временной потери видимости *RFID*-меток или визуальных ориентиров.

Результаты обзора подтверждают актуальность и научную значимость исследований, направленных на совершенствование методов гомодинного преобразования сигналов и алгоритмов фазового позиционирования. Дальнейшее развитие в этой области будет связано с интеграцией методов машинного обучения для подавления многолучевости и созданием компактных фазированных антенных решеток для БПЛА.

Список литературы

1. Cadena C. et al. Past, Present, and Future of Simultaneous Localization and Mapping : Toward the Robust-Perception Age // IEEE Transactions on Robotics. 2016. Vol. 32, no. 6. P. 1309–1332.
2. Zafari F. et al. A Survey of Indoor Localization Systems and Technologies // IEEE Communications Surveys & Tutorials. 2019. Vol. 21, no. 3. P. 2568–2599.

3. Nikitin P. V., Rao K. V. S. Theory and Measurement of Backscattering from RFID Tags // IEEE Antennas and Propagation Magazine. 2006. Vol. 48, no. 6. P. 212–218.
4. Pohl T. M. Phase-based RFID localization platform. Vienna : TU Wien Repository, 2022. 124 p.
5. Zhang Y. et al. Localization and Tracking of an Indoor Autonomous Vehicle Based on the Phase Difference of Passive UHF RFID Signals // Sensors. 2021. Vol. 21, no. 8. P. 2725–2742.
6. Razavi B. Design Considerations for Direct-Conversion Receivers // IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing. 1997. Vol. 44, no. 6. P. 428–435.
7. Cavers J. K., Liao M. W. Adaptive Compensation for Imbalance and Offset Losses in Direct Conversion Transceivers // IEEE Transactions on Vehicular Technology. 1993. Vol. 42, no. 4. P. 581–588.
8. Guo Q. et al. Positioning of UAVs in Urban Environments Using Fusion of RFID and IMU // MDPI Electronics. 2026. Vol. 15, no. 2. P. 45–62.
9. Huiting J., Kokkeler A. B. J., Smit G. J. M. Near field phased array DOA and range estimation of UHF RFID tags. In : 2015 International EURASIP Workshop on RFID Technology (EURFID). IEEE, 2015. P. 103–107.
10. Deshmukh R. A. et al. Advancing indoor positioning systems : innovations, challenges, and applications in mobile robotics // Robotica. 2025. Vol. 43, no. 3. P. 312–330.

Информация об авторах

Сорокин Никита Александрович, аспирант кафедры «Радиоэлектроника и телекоммуникации» Севастопольского государственного университета, г. Севастополь, Российская Федерация.

Широков Игорь Борисович, профессор, доктор технических наук, профессор кафедры «Радиоэлектроника и телекоммуникации» Севастопольского государственного университета, г. Севастополь, Российская Федерация.

Analysis of Precision UAV Positioning Methods in Conditions of Limited Satellite Navigation: from Traditional Solutions to Homodyne Technologies

N. A. Sorokin and I. B. Shirokov

Sevastopol State University
33, Universitetskaya st., Sevastopol, 299053, Russian Federation
nek.40@bk.ru

Received: May 16, 2026
Peer-reviewed: May 22, 2026
Accepted: May 22, 2026

Abstract: *Modern methods of local positioning of unmanned aerial vehicles in the absence or degradation of signals from global navigation satellite systems are considered. A comparative analysis of five classes of technologies is carried out and the theoretical foundations of phase positioning, including methods of frequency and spatial phase difference, are considered. The homodyne architecture is analyzed in detail: its advantages. The existing methods of compensating for these effects, as well as hybrid approaches, are described. The following areas of improvement have been identified: adaptive digital carrier suppression, multipath neural network filtering, dynamic calibration and hybridization with inertial and optical sensors.*

Keywords: *UAVs, local positioning, homodyne receiver, phase measurements, inertial navigation system, precision positioning.*

For citation (IEEE): N. A. Sorokin and I. B. Shirokov, “Analysis of UAV Precision Positioning Methods in Conditions of Limited Satellite Navigation: From Traditional Solutions to Homodyne Technologies,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 9, no. 5, pp. 890–904, 2026, doi: 10.21227/24pw-4477. (In Russ.).

References

[1] C. Cadena, et al., “Past, Present, and Future of Simultaneous Localization and Mapping: Toward the Robust-Perception Age,” *IEEE Transactions on Robotics*, vol. 32, no. 6, pp. 1309–1332, 2016.
[2] F. Zafari, et al., “A Survey of Indoor Localization Systems and Technologies,” *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 21, no. 3, pp. 2568–2599, 2019.
[3] P. V. Nikitin and K. V. S. Rao, “Theory and Measurement of Backscattering from RFID Tags,” *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 48, no. 6, pp. 212–218, 2006.
[4] T. M. Pohl, *Phase-based RFID localization platform*, Vienna: TU Wien Repository, 2022.
[5] Y. Zhang, et al., “Localization and Tracking of an Indoor Autonomous Vehicle Based on the Phase Difference of Passive UHF RFID Signals,” *Sensors*, vol. 21, no. 8. pp. 2725–2742, 2021.
[6] B. Razavi, “Design Considerations for Direct-Conversion Receivers,” *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing*, vol. 44, no. 6. pp. 428–435, 1997.

[7] J. K. Cavers and Liao M. W., “Adaptive Compensation for Imbalance and Offset Losses in Direct Conversion Transceivers,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 42, no. 4, pp. 581–588, 1993.
[8] Q. Guo, et al., “Positioning of UAVs in Urban Environments Using Fusion of RFID and IMU,” *MDPI Electronics*, vol. 15, no. 2, pp. 45–62, 2026.
[9] J. Huiting, A. B. J. Kokkeler, and G. J. M. Smit, “Near field phased array DOA and range estimation of UHF RFID tags,” in *2015 International EURASIP Workshop on RFID Technology* (EURFID), IEEE, pp. 103–107, 2015.
[10] R. A. Deshmukh, et al., “Advancing indoor positioning systems: innovations, challenges, and applications in mobile robotics,” *Robotica*, vol. 43, no. 3, pp. 312–330, 2025.

Information about the authors

Nikita A. Sorokin, Postgraduate student of the Department of Radio Electronics and Telecommunications, Sevastopol State University, Sevastopol, Russian Federation.

Igor B. Shirokov, Professor, Doctor of Technical Sciences, Professor of the Department of Radio Electronics and Telecommunications, Sevastopol State University, Sevastopol, Russian Federation.

Infocommunications and Radio Technologies, vol. 9, no. 5, pp. 905–916, 2026.
Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2026. Т. 9, № 5. С. 905—916.
ISSN: 2587-9936
DOI: 10.21227/2mb1-s304

УДК 621.372.852.1

Синтез и электродинамическое моделирование волноводного фильтра с нерезонансными узлами связи на основе распределенной модели

Уварова В. А., Крутиев С. В.

Южный федеральный университет
ул. Зорге, 5, г. Ростов-на-Дону, 344090, Российская Федерация

viuvarova@sfedu.ru

Получено: 20 мая 2026 г.
Отрецензировано: 27 мая 2026 г.
Принято к публикации: 27 мая 2026 г.

Аннотация: *Показано, что использование нерезонансных узлов связи (NRN) в волноводных полосно-пропускающих фильтрах позволяет реализовать дополнительные нули передачи без увеличения порядка системы и повысить селективность частотной характеристики. Рассмотрен метод синтеза восьмиполюсного фильтра на основе матричного подхода с переходом от сосредоточенной эквивалентной схемы к распределенной электродинамической модели с учетом дисперсионных свойств элементов. Исследовано влияние NRN-структур на формирование амплитудно-частотной характеристики и появление паразитных резонансов, а также способы их смещения за пределы рабочей полосы частот. Получено распределение параметров фильтра на основе трехмерного электродинамического моделирования в программном комплексе CST Studio Suite с последующей численной оптимизацией геометрии методом CMA-ES. Рассмотрено влияние плавного изменения геометрии волноводных резонаторов на перераспределение паразитных эффектов и расширение рабочей полосы пропускания. Предсказано, что применение предложенного подхода обеспечивает повышение точности моделирования и улучшение селективных характеристик волноводных СВЧ-фильтров при сохранении компактной структуры.*

Ключевые слова: *волноводный фильтр, нерезонансные узлы связи, NRN, нули передачи, распределенная модель, электродинамическое моделирование, CST Studio Suite, CMA-ES, СВЧ устройства.*

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Уварова В. А., Крутиев С. В. Синтез и электродинамическое моделирование волноводного фильтра с нерезонансными узлами связи на основе распределенной модели // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2026. Т. 9, № 5. С. 905—916.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Уварова, В. А. Синтез и электродинамическое моделирование волноводного фильтра с нерезонансными узлами связи на основе распределенной модели / В. А. Уварова, С. В. Крутиев // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2026. — Т. 9, № 5. — С. 905—916.

1. Введение

Развитие современной радиочастотной и микроволновой аппаратуры сопровождается постоянным ростом требований к качеству элементной базы, особенно к фильтрующим устройствам. Сегодня радиочастотный спектр используется все активнее, а системы переходят на более высокие частоты. При этом требования к энергоэффективности и электромагнитной совместимости становятся все строже. Поэтому фильтры должны не просто минимизировать потери в полосе пропускания, но и обеспечивать высокую селективность, то есть эффективно подавлять сигналы за ее пределами.

Эллиптические и псевдоэллиптические фильтры широко применяются в микроволновых трактах благодаря высокой селективности, малым потерям в полосе пропускания и крутым скатам амплитудно-частотной характеристики. Высокая крутизна характеристики достигается за счет формирования нулей передачи (*Transmission Zeros, TZ*) на конечных частотах, обеспечивающих глубокое подавление сигнала вне рабочей полосы.

Перспективным направлением стали конструкции с нерезонирующими узлами. В отличие от классических резонаторных схем, такие фильтры позволяют гибко управлять формой частотной характеристики и независимо задавать положение нулей передачи. Благодаря этому можно создавать устройства с улучшенными параметрами без существенного усложнения конструкции.

Кроме того, сегодня ключевую роль в разработке современных фильтров играют методы электромагнитного моделирования, которые позволяют заранее оценивать поведение устройства и оптимизировать его характеристики еще на стадии проектирования. Их применение позволяет учитывать влияние сложных физических эффектов еще на этой стадии и более точно определять параметры конструкции. Совмещение методов моделирования с современными алгоритмами синтеза способствует сокращению сроков разработки и повышению точности проектных решений.

Таким образом, одной из актуальных задач является создание методов синтеза и проектирования волноводных фильтров, обеспечивающих высокую селективность, малые потери в полосе пропускания и широкие полосы подавления при соблюдении технологических и конструктивных ограничений.

Цель данной работы состоит в исследовании метода синтеза высокоэффективных волноводных фильтров, основанного на использовании распределенных моделей и структур с нерезонирующими узлами, позволяющего улучшить частотные характеристики устройств и повысить эффективность процесса проектирования.

2. Проектирование фильтра с нерезонансными узлами связи

Фильтры с нерезонирующими узлами (*Nonresonating Nodes*, *NRN*) представляют собой обобщение классических структур, основанных на резонаторах, в которых допускается введение узлов, не обладающих собственной резонансной частотой. Такие узлы используются для реализации дополнительных связей между резонаторами, что позволяет формировать нули передачи (*Transmission Zeros, TZs*) без увеличения порядка фильтра.

Технические характеристики фильтра выбраны для восьмиполюсного (с 2 *NRN*) с центральной частотой 14,17 ГГц при полосе пропускания 800 МГц. В частотной характеристике предусмотрено наличие двух нулей передачи, расположенных на частотах 13,62 и 14,74 ГГц. Уровень потерь на отражение в полосе пропускания составляет 23 дБ, при этом затухание в полосе заграждения превышает 50 дБ, что указывает на достаточно жесткие требования к избирательности фильтра. Избирательность фильтра составляет 8,69 для прототипа фильтра низких частот (0,259 дБ/МГц для прототипа полосового фильтра) на границе полосы пропускания.

Двумя скалярными показателями характеристик фильтра являются избирательность фильтра и коэффициент формирования. Одним из показателей, характеризующих степень приближения конкретного аналогового фильтра к идеальной характеристике фильтра низких частот, является показатель, называемый избирательностью. По определению, избирательность фильтра F_s равна отрицательному значению наклона амплитуды частотной характеристики при $\omega = \omega_c$:

$$F_s = -\left.\frac{d|H(j\omega)|}{d\omega}\right|_{\omega = \omega_c} \quad (1.1)$$

Еще одним показателем, характеризующим степень приближения конкретного фильтра к идеальной характеристике фильтра низких частот, является коэффициент формирования [1]. Коэффициент формирования представляет собой отношение полос пропускания при заданных уровнях затухания:

$$S_a^b = \frac{BW_b}{BW_a} \quad (1.2)$$

На рис. 1 показана идеальная характеристика фильтра с матрицей связи N+2 (N=10). Следует отметить, что полученная кривая представляет собой идеализированное полиномиальное решение и не учитывает дисперсионные эффекты, характерные для реальных волноводных структур.

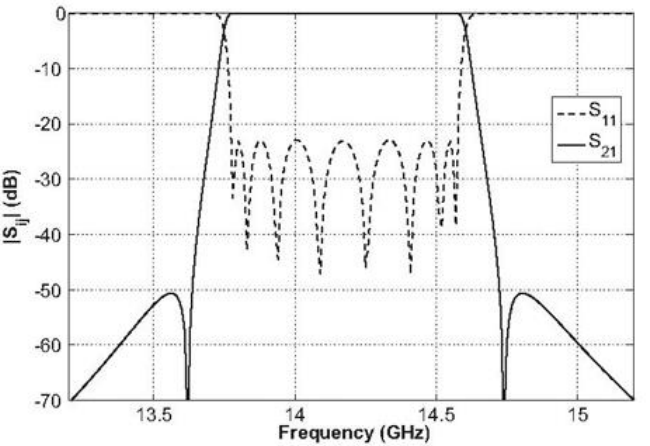


Рис. 1. Амплитудно-частотная характеристика фильтра.

Fig. 1. Frequency response of the filter

Структура соединений представлена на рис. 2, где узлы 4 и 8 обозначены нерезонансные узлы связи (*NRN*). Линии между узлами соответствуют ненулевым элементам матрицы связи. Реализация фильтра предполагается с использованием входных/выходных волноводах *WR*-75 с толстыми диафрагмами, длины которых закреплены технологическим процессом на уровне 1 мм.

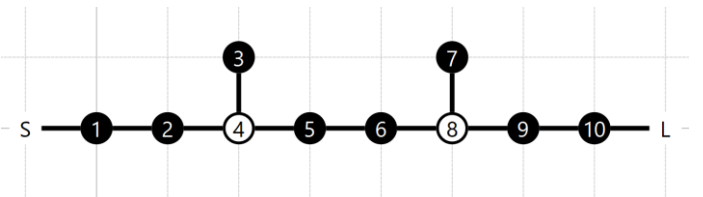


Рис. 2. Схема соединений 8-полюсного фильтра.

Fig. 2. Wiring diagram for an 8-pole filter.

Выбранная топология фильтра соответствует структуре с прямой связью полых резонаторов полностью индуктивного типа, в которой боковые резонаторы 4 и 8 формируют нули передачи (*TZ*). Нерезонансные узлы связи реализованы посредством расстроенных резонаторов 3 и 7, обес-

печивающих связь боковых резонаторов с основной линией передачи, что позволяет реализовать модульный принцип построения фильтра.

После получения эквивалентной сосредоточенной схемы на следующих этапах синтеза необходимо перейти к распределенной модели и учесть дисперсионные свойства элементов. В сосредоточенной модели *NRN* представляет собой реактивное сопротивление, не зависящее от частоты. Такое поведение может быть достигнуто только реальными элементами в узком диапазоне. Для получения более высокого уровня точности предлагается распределенная модель, которая включает дисперсию в резонаторах и *NRN*. Также используются диафрагмы, зависящие от частоты, чтобы получить более реалистичную модель. В соответствии с классическими источниками [2] каждый резонатор заменяется линией передачи длиной в половину длины волны, распространяющей основной режим, а каждая диафрагма, используемая в сосредоточенной модели (соединения), переводится в соответствующее значение. Неизвестны только длины, связывающие *NRN* и диафрагм. Процесс синтеза включает следующие основные этапы:

1. Определение электрических длин резонаторов на основе заданной матрицы связи с обеспечением требуемых резонансных частот.

2. Расчет значений инверторов с учетом волновых сопротивлений резонаторов, с помощью формулы (1.3). При этом используются обобщенные выражения, учитывающие различие геометрии и резонансных частот резонаторов.

$$K_{ij} = m_{ij} W \frac{\pi}{2} \frac{\lambda_{g0}^{(i)} \lambda_{g0}^{(j)}}{\lambda_g^{(i)} \lambda_0^{(j)}} \sqrt{Z_0^{(i)} Z_0^{(j)}} \qquad (1.3)$$

где m_{ij} — значение элемента матрицы связи, W — относительная полоса пропускания, $\lambda_{g0}^{(i)}$ — длина волны в волноводе при резонансной частоте резонатора i, $\lambda_0^{(i)}$ — длина волны в свободном пространстве при резонансной частоте резонатора i, $Z_0^{(i)}$ — сопротивление резонатора i.

3. Параметры, связанные с *NRN*, на данном этапе не определяются аналитически и подбираются в процессе расчета, поскольку стандартные выражения справедливы только для связи непосредственно между резонаторами.

4. Последующая численная оптимизация геометрических параметров и значений инверторов методом наименьших квадратов. При хорошем выборе начального приближения сходимость достигается достаточно быстро.

В данной работе высота волноводных резонаторов остается неизменной, что обеспечивает сохранение полностью индуктивной структуры и работу в основном типе волны TE_{m0}. Основным регулируемым параметром выбрана ширина резонаторов.

При этом соблюдаются следующие ограничения. С одной стороны, увеличение ширины может вызвать появление мод более высокого порядка, что нежелательно вблизи рабочей полосы частот, поэтому верхнее ограничение установлено на уровне 19,05 мм. С другой стороны, уменьшение ширины приводит к росту дисперсии, увеличению групповой задержки и общей длины фильтра, поэтому нижний предел принят равным 17 мм.

Изменение ширины резонаторов также позволяет управлять положением паразитных резонансов, связанных с нерезонансными узлами связи (*NRN*), смещая их в область более высоких частот. При этом *NRN* должны сохранять реактивный характер в полосе пропускания. В рассматриваемой структуре *NRN* 3 настроен между резонансами TE_{102} и TE_{103}, а *NRN* 7 — между TE_{101} и TE_{102} [3].

Следует отметить, что из-за постепенного изменения ширины резонаторов по длине структуры (сужение от входа и выхода к центру) возникает небольшая асимметрия уровней боковых лепестков, обусловленная частотной зависимостью элементов связи.

Распределенная модель конструкции в основном одномодовая. Воздействие мод более высокого порядка начинает проявляться примерно с частоты 17,6 ГГц, что связано с их возбуждением в самых узких резонаторах (резонаторы 5 и 6 шириной 17 мм).

3. Моделирование фильтра

Моделирование фильтра выполнялось с использованием программного комплекса *CST Studio Suite*.

Размеры, полученные на предыдущем этапе, использовались как начальное приближение для численного моделирования. Несмотря на достаточно хорошее начальное согласование, фильтры с высокой селективностью требуют значительных вычислительных затрат, так как для достижения требуемых характеристик необходимо выполнять большое число итераций расчета. Основная сложность связана не столько со сходимостью алгоритма оптимизации, сколько со временем электродинамического анализа каждой конфигурации структуры.

В данной задаче рассматривалась модель с большим числом варьируемых параметров (длины резонаторов и размеры диафрагм), поэтому градиентные методы оптимизации оказались неэффективными из-за нали-

чия множества локальных минимумов. В качестве основного алгоритма оптимизации был выбран *CMA-ES*.

Для ускорения расчетов использовался трехмерный электродинамический программный комплекс *CST Studio Suite* (*CST Microwave Studio* 3*D Designer*). Преимуществом данного инструмента является высокая точность трехмерного электродинамического моделирования и достаточная вычислительная эффективность, что позволяет выполнять многократные расчеты и оптимизацию на стандартной вычислительной платформе. В качестве целевой функции использовалась распределенная модель фильтра. При использовании идеализированной частотной характеристики в качестве эталона наблюдается частичная потеря полюсов вблизи границ полосы пропускания, что связано с высокой селективностью и широким диапазоном параметрической оптимизации.

После выполнения процедуры оптимизации полученные результаты показали хорошее совпадение с расчетной моделью. Паразитные всплески, связанные с резонансами *NRN*, корректно воспроизводятся в нижней области частот. В верхней части диапазона наблюдается некоторое расхождение, которое увеличивается с ростом частоты и связано с появлением высших мод. Также подтверждена асимметрия уровней боковых лепестков, при этом полюса в полосе пропускания сохраняются [4].

Общий вид конструкции фильтра (рис. 3 и рис. 4) показывает, что элементы *NRN* соответствуют наиболее протяженным резонаторам структуры.

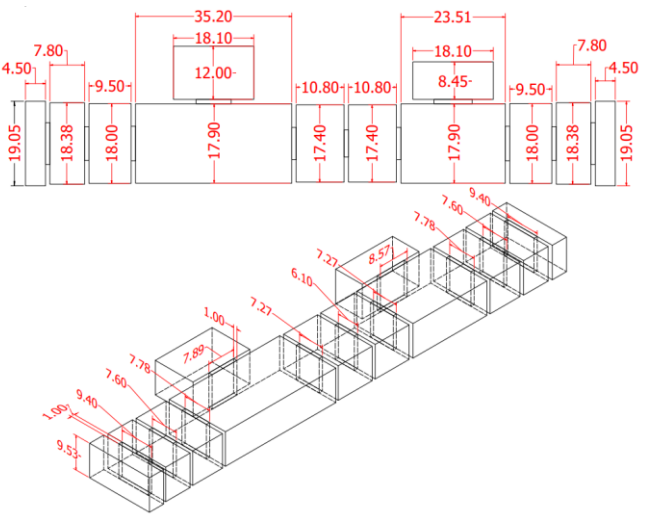


Рис. 3. Чертеж фильтра.

Fig. 3. Filter diagram

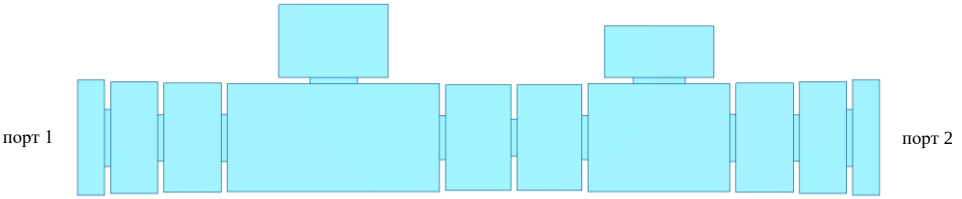


Рис. 4. Модель фильтра.

Fig. 4. Filter model

Амплитудно-частотная характеристика показана на рис. 5. Фильтр состоит из цепочки волноводных резонаторов, связанных между собой через диафрагмы и нерезонансные узлы связи (*NRN*), а также входного и выходного волноводов, обеспечивающих передачу сигнала.

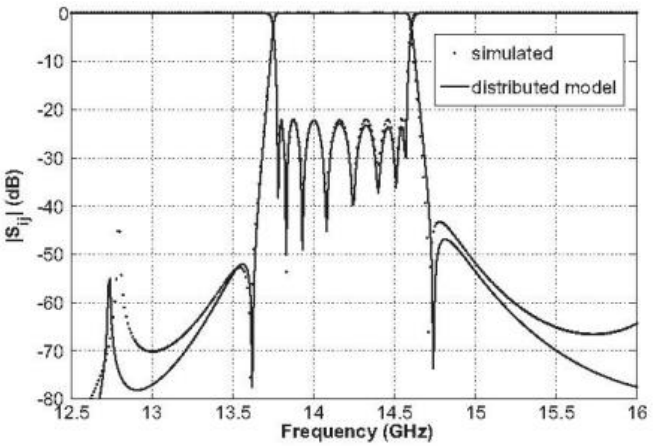


Рис. 5. Амплитудно-частотная характеристика фильтра.

Fig. 5. Frequency response of the filter

Геометрические параметры фильтра: d = 9,4—6,1 мм, a = 19,05 — 17 мм, c = 1 мм, l = 4,5—35,2 мм. Используемый волновод *WR*-75 (a = 19,05 мм, b = 9,53 мм) [5—6].

Фильтр был реализован в виде волноводной структуры (рис. 6), собранной из отдельных резонаторных блоков второго и третьего порядка, включая дублеты и расширенные дублеты. Между каскадируемыми блоками вводились нерезонансные узлы (*NRN*), обеспечивающие независимость работы отдельных секций и возможность точной настройки нулей передачи. Соединение блоков выполнялось через короткозамкнутые или четвертьволновые секции волновода и инверторы. Для проверки конструкции были изготовлены прототипы из металлических волноводных

секций без дополнительной подстройки, а их характеристики подтверждались экспериментальными измерениями и численным моделированием с использованием *CAD*-средств *CST Studio Suite*.

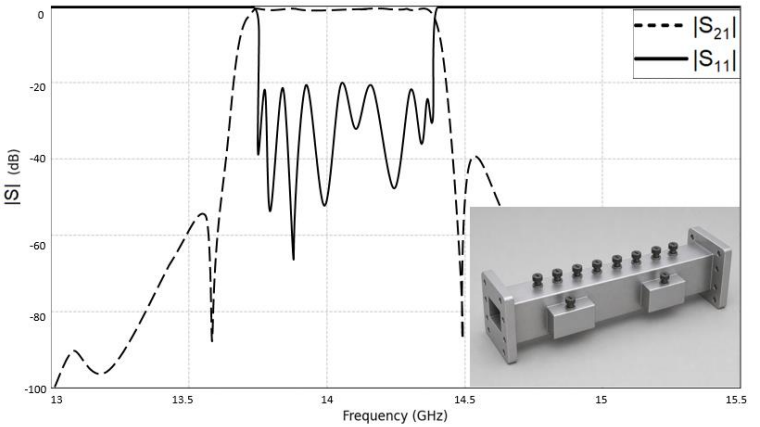


Рис. 6. Волноводная структура фильтра и ее амплитудно-частотная характеристика.

Fig. 6. Waveguide filter structure and its frequency-response curve

5. Заключение

Результаты моделирования показывают, что использование нерезонансных узлов связи (*NRN*) позволяет упростить структуру фильтра и обеспечить модульный принцип построения. Однако при этом возникают дополнительные эффекты, связанные с паразитными резонансами *NRN* и ухудшением характеристик в широкой полосе частот.

Применение распределенной модели с учетом частотно-зависимых параметров позволяет достаточно точно предсказывать поведение фильтра и улучшать его характеристики на этапе оптимизации. Дополнительное использование плавного изменения геометрии резонаторов позволяет перераспределить паразитные эффекты по частоте и обеспечить требуемое качество фильтра в широком диапазоне. В дальнейшем планируется изготовление и экспериментальное исследование разработанного фильтра на основе *NRN*-структуры.

Список литературы

1. Paarmann L. Design and Analysis of Analog Filters: A Signal Processing Perspective. Dordrecht: Kluwer Academic Publishers, 2003. 463 p.
2. Маттей Г. Л., Янг Л., Джонс Е. М. Т. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи. Т. 1. М. : Связь, 1971. 439 с.

3. Лебедев И. В. Техника и приборы СВЧ. Том 1. М. : Высшая школа, 1970. 442 с.
4. Фельдштейн А. Л., Явич Л. Р., Смирнов В. П. Справочник по элементам волноводной техники. М. : Сов. радио, 1967. 651 с.
5. Уварова В. А., Крутиев С. В. Полосовой фильтр с входным поглощающим резонатором квазиэллиптического типа. В сб. : ВНКСФ-28. Материалы конференции. Информационный бюллетень. Сборник тезисов докладов. Новосибирск, 2024. С. 297—298.
6. Уварова В. А., Крутиев С. В. Полосовые фильтры с коммутируемыми линиями квазиэллиптического типа // Радиоэлектроника, электротехника и энергетика. В сб. : Тезисы докладов Тридцать первой международной научно-технической конференции студентов и аспирантов. Москва, 2025. С. 32.

Информация об авторах

Уварова Виталина Андреевна, ассистент НОЦ «Перспективные решения в образовании» Южного федерального университета, г. Ростов-на-Дону, Российская Федерация.

Крутиев Сергей Владимирович, кандидат физико-математических наук, доцент кафедры радиофизики Южного федерального университета, г. Ростов-на-Дону, Российская Федерация.

Synthesis and Electrodynamic Simulation of a Waveguide Filter with Non-Resonant Coupling Nodes Based on a Distributed Model

V. A. Uvarova and S. V. Krutiev

South Federal University
5, Sorge st., Rostov-on-Don, 344090, Russian Federation

viuvarova@sfedu.ru

Received: May 20, 2026
Peer-reviewed: May 27, 2026
Accepted: May 27, 2026

Abstract: *It is shown that the use of non-resonant coupling nodes (NRN) in waveguide bandpass filters allows for the implementation of additional transmission zeros without increasing the system order and improves the selectivity of the frequency response. A method for synthesizing an octave-band filter based on a matrix approach is considered, involving a transition from a lumped equivalent circuit to a distributed electrodynamic model that accounts for the dispersion properties of the elements. The influence of NRN structures on the formation of the amplitude-frequency response and the occurrence of parasitic resonances is investigated, as well as methods for shifting them outside the operating frequency band. The distribution of filter parameters was obtained based on three-dimensional electrodynamic simulation in the CST Studio Suite software package, followed by numerical optimization of the geometry using the CMA-ES method. The influence of a smooth change in the geometry of waveguide resonators on the redistribution of parasitic effects and the widening of the operating passband is examined. It is predicted that the application of the proposed approach ensures an increase in simulation accuracy and an improvement in the selective characteristics of waveguide microwave filters while maintaining a compact structure.*

Keywords: *waveguide filter, non-resonant network nodes, NRN, transmission zeros, distributed model, electrodynamic simulation, CST Studio Suite, CMA-ES, microwave devices.*

For citation (IEEE): V. A. Uvarova and S. V. Krutiev, “Synthesis and Electrodynamic Modeling of a Wave-Water Filter with Non-Resonant Connection Nodes Based on a Distributed Model,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 9, no. 5, pp. 905—916, 2026, doi: 10.21227/2mb1-s304. (In Russ.).

References

[1] L. Paarmann, *Design and Analysis of Analog Filters: A Signal Processing Perspective*. Dordrecht: Kluwer Academic Publishers, 2003.

[2] G. L. Matthaei, E. M. T. Jones, and L. Young, *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures*, 1963.
[3] I. V. Lebedev, *Microwave equipment and devicesh*, Moscow: Vysshaya shkola Publ., 1970. (In Russ.).
[4] A. L. Feldstein, L. R. Yavich, and V. P. Smirnov, *Handbook on Waveguide Technology Components*, Moscow: Sov. Radio, 1967. (In Russ.).
[5] V. A. Uvarova and S. V. Krutiev, "Bandpass Filter with a Quasi-Elliptical Input Absorber Resonator," in *VNKSF-28. Conference Proceedings. Information Bulletin*, Novosibirsk, vol. 1, pp. 297–298, 2024. (In Russ.).
[6] V. A. Uvarova and S. V. Krutiev, "Bandpass filters with switchable quasi-elliptical lines," in *Radioelectronics, Electrical Engineering, and Power Engineering: Abstracts of the 31st International Scientific and Technical Conference of Undergraduate and Graduate Students*, Moscow, p. 32, 2025. (In Russ.).

Information about the authors

Vitalina A. Uvarova, Assistant at the Research Center "Innovative Solutions in Education" at Southern Federal University, Rostov-on-Don, Russian Federation.

Sergey V. Krutiev, Candidate of Physical and Mathematical Sciences, Associate Professor of the Department of Radiophysics of the Southern Federal University, Rostov-on-Don, Russian Federation.

Infocommunications and Radio Technologies, vol. 9, no. 5, pp. 917–941, 2026.
Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2026. Т. 9, № 5. С. 917—941.
ISSN: 2587-9936
DOI: 10.21227/171x-b486

УДК 621.396.67

Аналитическое моделирование и расчет активной гибридной сверхширокополосной дисковой антенны

Бабайлова Е. О., Голов Н. А.

Московский государственный технический университет имени Н. Э. Баумана
ул. 2-я Бауманская, д. 5, стр. 1, г. Москва, 105005, Российская Федерация

babaylovaeo@student.bmstu.ru

Получено: 20 мая 2026 г.
Отрецензировано: 27 мая 2026 г.
Принято к публикации: 27 мая 2026 г.

Аннотация: *В опубликованных работах по дисковым антеннам с радиальным разрезом точка питания считается фиксированной, и возможность ее перемещения как инструмента управления характеристиками антенны не рассматривается. Полная математическая модель, описывающая такую антенну как единую электродинамическую систему с управляемой внутренней границей, определяющей активное сопряжение антенны с первым каскадом, отсутствует. Целью данной работы является разработка математической модели сверхширокополосной дисковой антенны с радиальным разрезом, в которой координата точки питания вводится как параметр внутреннего условия сопряжения, и исследование ее влияния на основные характеристики антенны. В результате построена аналитическая математическая модель дисковой активной антенны с радиальным разрезом, в которой координата точки питания и параметры первого каскада входят в постановку задачи как независимые управляющие параметры. Модель описывает входные, излучательные и энергетические характеристики антенны как функции координаты точки питания и параметров каскада. Линейный режим приема и нелинейный режим передачи рассмотрены в рамках единой постановки. Модель пригодна для расчетного анализа перестраиваемых дисковых активных антенн КВ-диапазона.*

Ключевые слова: *дисковая антенна, активная антенна, электрически малая антенна, перестраиваемая антенна, сверхширокополосная антенна, математическая модель.*

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Бабайлова Е. О., Голов Н. А. Аналитическое моделирование и расчет активной гибридной сверхширокополосной дисковой антенны // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2026. Т. 9, № 5. С. 917–941.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Бабайлова, Е. О. Аналитическое моделирование и расчет активной гибридной сверхширокополосной дисковой антенны / Е. О. Бабайлова, Н. А. Голов // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2026. — Т. 9, № 5. — С. 917—941.

1. Введение

Гибридная дисковая антенна, рассматриваемая в статье, сочетает преимущества вибраторных и магнитных антенн и при этом лишена ряда их недостатков, таких как восприимчивость к индустриальным помехам из-за преобладания магнитной компоненты над электрической, а также не требует дополнительных элементов. Дисковая антенна с радиальным разрезом [1] отличается простой конструкцией и может использоваться как сверхширокополосная. В классическом исполнении точка питания фиксирована, однако геометрия антенны допускает перемещение точки подключения вдоль разреза, что создает дополнительную степень свободы для управления ее характеристиками.

Рассмотрим работу антенны в диапазоне 2—30 МГц. В этом диапазоне ее размеры существенно меньше длины волны, антенна является электрически малой (ЭМА) и работает в нерезонансном режиме. В этих условиях стандартные модовые методы оказываются недостаточными, поскольку на поверхности диска не формируется выраженная стоячая волновая структура тока. Однако изменение координаты точки питания влияет на распределение тока, входной импеданс и излучаемое поле и исследование этого влияния в настоящее время отсутствует.

В известных постановках разрез обычно рассматривается как пассивная щель, а точка питания — как место подключения внешней цепи. В данной работе точка питания трактуется как координата локального активного замыкания разрыва, то есть как параметр внутреннего условия сопряжения в краевой задаче. Такая интерпретация позволяет рассматривать антенну и первый каскад как единую электродинамическую систему с внутренней активной границей.

Целью работы является построение математической модели дисковой антенны с переменной точкой питания, в которой координата точки питания входит в постановку как независимый управляющий параметр. Модель строится на основе разложения тока по собственным функциям краевой задачи Штурма — Лиувилля для кольцевой области с внутренним условием сопряжения. В рамках предложенного подхода учитываются два канала настройки характеристик системы: геометрический, определяемый координатой точки питания, и электронный, задаваемый параметрами первого каскада. Линейный режим приема и нелинейный режим передачи рассматриваются в рамках единой схемы описания.

2. Геометрия и модель возбуждения

Рассматриваемая антенна представляет собой плоский проводящий диск с центральным отверстием и радиальным разрезом (рис. 1). Внешний радиус диска R = 177,5 мм, внутренний радиус r = 85 мм, ширина разреза Δ = 1,5 мм. Материал диска — медь, в расчетах он считается идеальным проводником.

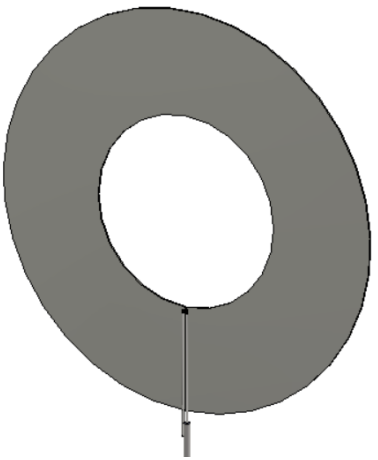


Рис. 1. Внешний вид дисковой антенны с радиальным разрезом.

Fig. 1. external view of the disk antenna with a radial slot

Радиальный разрез представляет собой линию разрыва проводящей поверхности. Вне точки питания разрыв остается незамкнутым: для постоянного тока это соответствует бесконечному сопротивлению, а для переменного тока в первом приближении связь между сторонами разреза носит емкостный характер. В единственной точке с координатой (ρ_0) разрыв электрически замыкается внешней цепью. Таким образом, точка питания трактуется как координата локального замыкания разрыва. Координата (ρ_0) задает не только место подключения внешней цепи, но и положение активной электрической границы в системе «антенна — первый каскад».

Питание антенны осуществляется коаксиальным кабелем: оплетка подключается к одной стороне разреза, а центральная жила — к противоположной на той же высоте относительно плоскости диска. Такая схема обеспечивает приложение напряжения поперек щели. В более общей постановке, рассматриваемой далее, в точке (ρ_0) к сторонам разреза подключается первый каскад, определяющий закон активного сопряжения антенны с внешней цепью. Положение точки питания характеризуется радиальной координатой (ρ_0), отсчитываемой от центра диска, где ($r \le \rho_0 \le R$).

3. Зависимость входного импеданса антенны от положения точки питания (метод Ампера — Фарадея)

К противоположным сторонам разреза в точке с координатой ρ_0 приложено гармоническое напряжение $U_{ст}$, создающее ток $I_{ст}$. В диапазоне 2—30 МГц для описанной геометрии выполняется условие $R \ll \lambda$, то есть антенна электрически мала и работает в нерезонансном режиме. Соответственно, входной импеданс антенны определяется в основном запасенной реактивной энергией ближнего поля, при этом активная составляющая мала. Рассмотрим собственный входной импеданс свободной антенны, то есть импеданс дисковой структуры без учета активного первого каскада, который необходим как базовая характеристика антенны и используется далее при построении модели активного сопряжения.

Для оценки зависимости входного импеданса от положения точки питания применяется метод интегральных соотношений Ампера — Фарадея, изложенный в [2]. В рамках метода антенна рассматривается как устройство, в объеме которого действуют сторонние силы, а на поверхности излучения и в пространстве законы свободного поля. Для данной структуры справедливо рассматривать цилиндрическую поверхность радиуса R, охватывающую диск. Из закона Ампера в интегральной форме при квазистатическом приближении для ЭМА (ток смещения мал по сравнению с током проводимости) в первом приближении азимутальное магнитное поле убывает как $\underline{H}_\varphi(\rho) \sim 1/\rho$, а связь между полями принимается приближением дальней зоны $E_\rho = Z_0 \cdot H_\varphi$, где $Z_0 \approx 120\pi$ Ом. Тогда для ЭДС, индуцируемой вдоль щели от ρ_0 до R:

$$|\varepsilon| \sim \frac{Z_0}{2\pi} \ln \frac{R}{\rho_0} I_{ст}.$$

Отсюда масштаб реактивной части входного импеданса:

$$\left|X_A(\rho_0)\right| \sim \frac{Z_0}{2\pi} \ln \frac{R}{\rho_0}. \qquad (1)$$

При перемещении точки питания к внешнему краю ($\rho_0 \to R$) модуль реактивности уменьшается, при смещении к внутреннему краю ($\rho_0 \to r$) возрастает.

В рассматриваемой конструкции в области щели преобладает запасенная электрическая энергия, поэтому реактивность имеет емкостный характер: $X_A(\rho_0, \omega) < 0$. В качестве аппроксимации собственного входного импеданса антенны принимается представление:

$$Z_A(\rho_0, \omega) = R_A(\rho_0, \omega) + jX_A(\rho_0, \omega)$$

$$X_A(\rho_0, \omega) \approx -\frac{1}{\omega C(\rho_0)} \qquad (2)$$

где $C(\rho_0)$ — емкость антенны, монотонно возрастающая с увеличением ρ_0. Такое представление вводит частотную зависимость. При подстановке (2) в (1):

$$\frac{1}{\omega C(\rho_0)} \sim \frac{Z_0}{2\pi} \ln \frac{R}{\rho_0}.$$

Активная часть входного импеданса оценивается по формуле для электрически малой рамки, т. к. для данной антенны, поскольку она электрически мала, поле контура тока аналогично полю контура тока рамки. Эффективная площадь контура тока:

$$S_{\text{эфф}}(\rho_0) = \pi(R^2 - \rho_0^2).$$

Для одновитковой малой рамки сопротивление излучения:

$$R_{\text{изл}}(\rho_0) \approx 31200 \left(\frac{S_{\text{эфф}}(\rho_0)}{\lambda^2} \right)^2 = \frac{31200\pi^2 (R^2 - \rho_0^2)^2}{\lambda^4}.$$

При увеличении ρ_0 величина $R_{\text{изл}}(\rho_0)$ уменьшается, поскольку уменьшается эффективная площадь контура тока. Для данной геометрии даже на верхней частоте диапазона (30 МГц) сопротивление излучения остается на порядки меньше модуля реактивной части. Следовательно, активной составляющей в первом приближении можно пренебречь и собственный входной импеданс антенны в рассматриваемом диапазоне частот является преимущественно реактивным:

$$Z_A(\rho_0, \omega) \approx jX_A(\rho_0, \omega) \approx -\frac{j}{\omega C(\rho_0)}.$$

Получена приближенная зависимость входного импеданса антенны от координаты точки питания, при этом собственная добротность свободной антенны (без учета активного каскада) определяется как:

$$Q_A(\rho_0) = \frac{|X_A(\rho_0)|}{R_{\text{изл}}(\rho_0)}.$$

При этом мгновенная полоса частот:

$$\Delta f(\rho_0) = \frac{f_0}{Q_A(\rho_0)},$$

где f_0 — рабочая частота из диапазона.

Абсолютные значения добротности и полосы пропускания определяются параметрами согласующих и подстроечных цепей; масштаб и характер изменения этих характеристик при перемещении точки питания задаются пассивной антенной. На рис. 2 приведены зависимости добротности и мгновенной полосы частот от координаты точки питания на частоте 10 МГц.

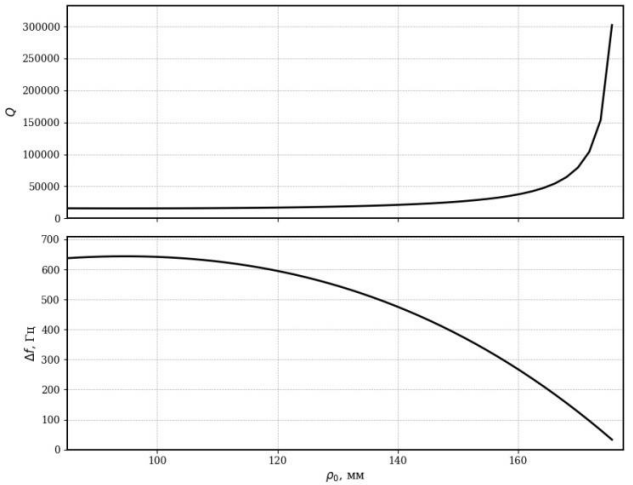


Рис. 2. Масштаб изменения добротности и полосы пропускания
в зависимости от положения точки питания.

Fig. 2. Scale of quality factor and bandwidth variation versus feed point position

4. Взаимодействие антенны с первым каскадом приемника

Взаимодействие антенны с первым каскадом приемного и передающего устройства значительно влияет на распределения тока в антенне, поэтому для замыкания математической модели оно должно быть учтено. Для описания этого взаимодействия необходимо сформулировать условие, связывающее напряжение на зазоре и ток в точке питания. Точка питания ρ_0 является единственным местом, где радиальный разрыв замыкается внешней цепью, поэтому условие сопряжения должно формулироваться именно здесь и, следовательно, зависеть от ρ_0. Входной импеданс антенны также зависит от ρ_0. Это означает, что граница между антенной и первым каскадом, условно определяемая тем, где характеристическое сопротивление антенны перестает иметь значение, не фиксирована — она смещается при изменении точки питания и в точке $\rho = \rho_0$ возникает не пассивная нагрузка, а активное электрическое сопряжение.

Первый каскад приемника рассматривается в малосигнальном приближении, в линейном режиме около фиксированной рабочей точки. В этом приближении транзисторный каскад может быть представлен линейным четырехполюсником с *y*-параметрами:

$$\begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_1 \\ U_2 \end{pmatrix}, \quad (3)$$

где U_1, I_1 относятся ко входному порту, соединенному с антенной, а U_2, I_2 — к выходному порту каскада. Если выходной порт нагружен внешней проводимостью:

$$Y_{\text{н}}(\omega) = \frac{1}{Z_{\text{н}}(\omega)},$$

то на нем выполняется условие:

$$I_2 = -Y_{\text{н}}(\omega)U_2. \tag{4}$$

Подставляя (4) в (3), получаем:

$$y_{21}U_1 + y_{22}U_2 = -Y_{\text{н}}U_2,$$

откуда:

$$U_2 = -\frac{y_{21}}{y_{22} + Y_{\text{н}}}U_1.$$

Тогда для входного тока имеем:

$$I_1 = y_{11}U_1 + y_{12}U_2 = \left(y_{11} - \frac{y_{12}y_{21}}{y_{22} + Y_{\text{н}}} \right) U_1.$$

Следовательно, со стороны антенны первый каскад эквивалентен двухполюснику с эффективной входной проводимостью всего каскада:

$$Y_{\text{пр}}(\omega) = y_{11}(\omega) - \frac{y_{12}(\omega)y_{21}(\omega)}{y_{22}(\omega) + Y_{\text{н}}(\omega)}. \tag{5}$$

Соответствующий эффективный входной импеданс равен:

$$Z_{\text{пр}}(\omega) = \frac{1}{Y_{\text{пр}}(\omega)}. \tag{6}$$

Формулы (5) и (6) показывают, что влияние первого каскада приемника на антенну определяется не отдельным сопротивлением транзистора, а всей малосигнальной структурой каскада, включая прямую и обратную передачи, а также нагрузку выходной цепи. Тем самым активный характер первого каскада включается в модель через эквивалентный двухполюсник, видимый со стороны антенны.

Для связи этой эквивалентной схемы с распределенной антенной введем ток и напряжение на зажимах антенны. Напряжение на зазоре определяется как скачок потенциала между противоположными сторонами разреза:

$$V_{\text{з}}(\rho_0, \omega) = \varphi^{+}(\rho_0, \omega) - \varphi^{-}(\rho_0, \omega).$$

Ток в точке питания определяется как ток, пересекающий малый контур $\Gamma_{\text{з}}(\rho_0)$, охватывающий область контакта:

$$I_з(\rho_0,\omega)=\int_{\Gamma_з(\rho_0)}\mathbf{J}_s(\rho,\omega)\cdot\mathbf{n}_\kappa\,dl\equiv L[J_s](\rho_0,\omega),$$

где $\mathbf{J}_s$ — поверхностная плотность тока на диске, $\mathbf{n}_k$ — нормаль к контуру $\Gamma_з(\rho_0)$, а L — линейный функционал, извлекающий ток в точке питания из распределения поверхностного тока.

В малосигнальном режиме эквивалентный двухполюсник задает связь между напряжением на зазоре и током через первый каскад. Для однородной задачи это соотношение записывается в форме:

$$V_з(\rho_0,\omega)+Z_{тр}(\omega)I_з(\rho_0,\omega)=0\,. \tag{7}$$

Выражение (7) и представляет собой условие электрического сопряжения антенны с активным первым каскадом.

Для перехода к радиальной модели ток в точке питания связывается с потоком модовой функции $u(\rho,\omega)$. В осесимметричной постановке принимается:

$$I_з(\rho_0,\omega)=\kappa\rho_0 u'(\rho_0,\omega)\,, \tag{8}$$

где κ — коэффициент перехода от радиального потока к физическому току, зависящий от ширины щели и размеров контактной площадки, и в первом приближении может считаться величиной, обратной ширине разреза. Напряжение на зазоре имеет вид:

$$V_з(\rho_0,\omega)=u_+(\rho_0,\omega)-u_-(\rho_0,\omega)\,. \tag{9}$$

Подставляя (8) и (9) в (7), получаем окончательное условие сопряжения:

$$u_+(\rho_0,\omega)-u_-(\rho_0,\omega)+\beta_{тр}(\omega)\rho_0 u'(\rho_0,\omega)=0\,, \tag{10}$$

где

$$\beta_{пр}(\omega)=\kappa Z_{пр}(\omega)=\frac{\kappa}{y_{11}(\omega)-\dfrac{y_{12}(\omega)y_{21}(\omega)}{y_{22}(\omega)+Y_н(\omega)}}\,. \tag{11}$$

Полученное условие сопряжения (10) описывает линейный приемный режим. Параметр $\beta(\omega)$ определяется формулой (11) через y-параметры транзистора и нагрузку.

5. Краевая задача Штурма — Леувилля

Задача о распределении тока сводится к краевой задаче на кольцевой области ($r \le \rho_0 \le R$) с внутренней точкой ρ_0, в которой задается не обычное краевое, а внутреннее условие сопряжения.

Для ЭМА в первом приближении можно ограничиться доминирующей осесимметричной модой. Это позволяет перейти от двумерной задачи к одномерной радиальной. Введем скалярную функцию $u(\rho, \omega)$, в осесимметричном приближении описывающую распределение потенциала на разрезе. Вне точки питания ρ_0 функция u удовлетворяет радиальному уравнению, получающемуся из уравнения Гельмгольца для потенциала в цилиндрических координатах при $m = 0$:

$$\frac{1}{\rho}\frac{d}{d\rho}\left(\rho\frac{du}{d\rho}\right)+\lambda u=0,\ r<\rho<R, \rho\neq\rho_0,$$

где $\lambda = k^2$ — спектральный параметр. Умножая на ρ, получаем стандартную форму задачи Штурма — Лиувилля:

$$-\frac{d}{d\rho}\left(\rho\frac{du}{d\rho}\right)=\lambda\rho u. \qquad (12)$$

Коэффициент $p(\rho) = \rho$, весовая функция $w(\rho) = \rho$, потенциал $q(\rho) = 0$.

Радиальный поверхностный ток связан с градиентом потенциала соотношением, следующим из квазистатического приближения:

$$J_r(\rho,\omega)=-\chi(\omega)\frac{du}{d\rho}, \qquad (13)$$

где $\chi(\omega)$ — эффективная проводимость, зависящая от нормировки. Условия отсутствия нормального тока на внутреннем и внешнем краях диска:

$$J_r(r)=0,\quad J_r(R)=0\ \Rightarrow\ u'(r)=0, u'(R)=0. \qquad (14)$$

Решение на интервале $[r, R]$ рассматривается по частям:

$$u(\rho)=\begin{cases}u_-(\rho), & r<\rho<\rho_0\\ u_+(\rho), & \rho_0<\rho<R\end{cases}.$$

В точке ρ_0 должны выполняться два условия сопряжения, полученные ранее.

Условие непрерывности полного тока: полный радиальный ток через окружность радиуса ρ_0 пропорционален $\rho J_r(\rho)$. С учетом (13) это дает непрерывность потока $\rho u'(\rho)$:

$$\left[\rho u'(\rho)\right]_{\rho=\rho_0}=0\ \Rightarrow\ \rho_0 u'_-(\rho_0)=\rho_0 u'_+(\rho_0). \qquad (15)$$

Условие сопряжения с первым каскадом: напряжение на зазоре равно скачку потенциала:

$$V_з = u_+(\rho_0)-u_-(\rho_0).$$

Ток в точке питания $I_з$ пропорционален потоку через окружность:

$$I_з = \kappa\rho_0 u'(\rho_0),$$

где κ — коэффициент, зависящий от ширины щели и геометрии контакта. Для первого каскада, представленного в (5), выполняется:

$$V_з + Z_1 I_з = U_1. \quad (16)$$

Подставляя $V_з$, $I_з$ в (16), получаем:

$$u_+(\rho_0) - u_-(\rho_0) + \beta_{пр}(\omega)\rho_0 u'(\rho_0) = U_1(\omega), \quad (17)$$

где $\beta_{пр}(\omega)$ определен ранее как параметр влияния первого каскада.

Для построения собственных функций рассмотрим однородную задачу ($U_1 = 0$). Тогда (17) становится:

$$u_+(\rho_0) - u_-(\rho_0) + \beta_{пр}(\omega)\rho_0 u'(\rho_0) = 0. \quad (18)$$

Совместно с (12), (13) и (15), (17) это составляет полную краевую задачу.

Уравнение (12) с учетом $\lambda = k^2$ преобразуется в уравнение Бесселя нулевого порядка:

$$u''(\rho) + \frac{1}{\rho}u'(\rho) + k^2 u(\rho) = 0.$$

Его общее решение:

$$u_-(\rho) = A_- J_0(k\rho) + B_- Y_0(k\rho),\ r < \rho < \rho_0, \quad (19)$$

$$u_+(\rho) = A_+ J_0(k\rho) + B_+ Y_0(k\rho),\ \rho_0 < \rho < R. \quad (20)$$

Производные: $J_0'(k\rho) = -kJ_1(k\rho),\ Y_0'(k\rho) = -kY_1(k\rho)$.

Подстановка в граничные условия (14) дает:

$$A_- J_1(kr) + B_- Y_1(kr) = 0, \quad (21)$$

$$A_+ J_1(kR) + B_+ Y_1(kR) = 0. \quad (22)$$

Условие непрерывности тока (15) дает:

$$A_- J_1(k\rho_0) + B_- Y_1(k\rho_0) = A_+ J_1(k\rho_0) + B_+ Y_1(k\rho_0). \quad (23)$$

Условие скачка (18) с учетом (19), (20) и того, что $u'(\rho_0)$ можно взять из левой части, поскольку производная в точке ρ_0 одинакова с обеих сторон в силу (15), приводит к:

$$A_+ J_0(k\rho_0) + B_+ Y_0(k\rho_0) - A_- J_0(k\rho_0) - B_- Y_0(k\rho_0) - \beta_{пр}(\omega)k\rho_0\left[A_- J_1(k\rho_0) + B_- Y_1(k\rho_0)\right] = 0. \quad (24)$$

Уравнения (21)—(24) образуют однородную линейную систему относительно A_-, B_-, A_+, B_+. Нетривиальное решение существует тогда и только тогда, когда определитель этой системы равен нулю:

$$\det\begin{pmatrix} J_1(kr) & Y_1(kr) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & J_1(kR) & Y_1(kR) \\ J_1(k\rho_0) & Y_1(k\rho_0) & -J_1(k\rho_0) & -Y_1(k\rho_0) \\ -J_0(k\rho_0)-\beta k\rho_0 J_1(k\rho_0) & -Y_0(k\rho_0)-\beta k\rho_0 Y_1(k\rho_0) & J_0(k\rho_0) & Y_0(k\rho_0) \end{pmatrix} = 0, \quad (25)$$

где $\beta = \beta_{пр}(\omega)$.

Условие (25) создает характеристическое уравнение, которое определяет собственные значения k_n (а, следовательно, и $\lambda_n = k_n^2$) и собственные функции $u_n(\rho)$.

После нахождения собственных функций решение неоднородной задачи (при $U_1 \neq 0$) представляется в виде ряда:

$$u(\rho,\omega) = \sum_{n=1}^{\infty} a_n(\omega,\rho_0) u_n(\rho),$$

где коэффициенты a_n находятся из условия ортогональности. Физическое распределение тока восстанавливается по формуле (13):

$$J_r(\rho,\omega) = -\chi(\omega)\frac{du}{d\rho}.$$

Уравнение (25) является характеристическим уравнением параметрической спектральной задачи, и для линейного приемного режима дает полную математическую модель: зная собственные функции и разлагая по ним решение, можно рассчитать распределение тока на антенне для произвольного положения точки питания ρ_0 и произвольного активного первого каскада с параметром по известному закону, зависящему от частоты.

6. Нелинейный передающий режим и метод гармонического баланса

В передающем режиме первый каскад работает при конечных амплитудах тока и напряжения и малосигнальное условие сопряжения, использованное для приемного режима, становится недостаточным. Активный элемент не может быть представлен только линейным входным импедансом: его вольт-амперная характеристика зависит от амплитуды, рабочей точки и режима возбуждения. В результате в точке активного замыкания разрыва возникает нелинейное преобразование спектра, приводящее к изменению амплитуды основной гармоники и появлению высших гармоник.

Для описания этого режима используется метод гармонического баланса. Потенциальная функция представляется в виде конечного ряда по временным гармоникам:

$$u(\rho,t) = \sum_{q=1}^{M} \mathrm{Re}\left\{u_q(\rho)e^{jq\omega t}\right\}, \quad (26)$$

где q — номер гармоники, ω — круговая частота основного сигнала, M — число учитываемых гармоник; $u_q(\rho)$ — комплексная амплитуда потенциальной функции на частоте $q\omega$.

Вне точки активного замыкания $\rho = \rho_0$ проводящая часть антенны считается линейной и для каждой гармоники выполняется радиальное уравнение, но с волновым числом соответствующей гармоники:

$$-\frac{d}{d\rho}\left(\rho\frac{du_q}{d\rho}\right) = k_q^2\rho u_q,\ k_q = \frac{q\omega}{c},\ r < \rho < R,\ \rho \neq \rho_0. \qquad (27)$$

Здесь k_q — волновое число q-й гармоники, c — скорость света. Граничные условия на внутреннем и внешнем краях диска сохраняют вид:

$$u_q'(r) = 0,\ u_q'(R) = 0.$$

В точке ρ_0 для каждой гармоники выполняется условие непрерывности полного радиального тока:

$$[\rho u_q'(\rho)]_{\rho=\rho_0} = 0.$$

Для записи нелинейного условия сопряжения введем скачок потенциальной функции и обобщенный токовый поток на q-й гармонике:

$$V_q = [u_q]_{\rho_0} = u_{q+}(\rho_0) - u_{q-}(\rho_0),\ \Phi_q = \rho_0 u_q'(\rho_0). \qquad (28)$$

Физический ток через активный элемент равен $I_q = \kappa\Phi_q$, где к — коэффициент перехода от радиального потока к току в контактной области.

Нелинейный закон активного каскада записывается в виде системы условий гармонического баланса:

$$[u_q]_{\rho_0} + \beta_q^{(1)}\Phi_q + \sum_{m+n=q}\beta_{qmn}^{(2)}\Phi_m\Phi_n + \sum_{m+n+s=q}\beta_{qmns}^{(3)}\Phi_m\Phi_n\Phi_s + \ldots = U_q,\ q = 1,\ldots,M \qquad (29)$$

Здесь U_q — комплексная амплитуда внешнего возбуждения на q-й гармонике, $\beta_q^{(1)}$ — линейный коэффициент сопряжения, $\beta_{qmn}^{(2)}$, $\beta_{qmns}^{(3)}$ — приведенные нелинейные коэффициенты второго и третьего порядков, определяющие уровень высших гармоник и искажения сигнала. Эти коэффициенты определяются схемой передающего каскада, рабочей точкой активного элемента, нагрузкой и цепями согласования.

Суммирование в (29) выполняется по таким индексам, сумма которых дает номер рассматриваемой гармоники. Поэтому амплитуда q-й гармоники определяется не только собственным током Φ_q, но и произведениями амплитуд других гармоник. Это означает, что связь между гармониками возникает в точке активного замыкания разрыва, а не в объеме проводящего диска.

Для каждой гармоники решение уравнения (27) на двух участках записывается в виде:

$$u_{q-}(\rho) = A_{q-}J_0(k_q\rho) + B_{q-}Y_0(k_q\rho),\ u_{q+}(\rho) = A_{q+}J_0(k_q\rho) + B_{q+}Y_0(k_q\rho)\,. \quad (30)$$

Здесь A_{q-}, B_{q-}, A_{q+}, B_{q+} — неизвестные коэффициенты для q-й гармоники. Их значения находятся из краевых условий на r и R, условия непрерывности радиального тока в ρ_0 и нелинейного условия (29). В результате получается система нелинейных алгебраических уравнений относительно коэффициентов всех учитываемых гармоник.

Для первой гармоники при учете нелинейности третьего порядка условие (29) принимает вид

$$[u_1]_{\rho_0} + \beta_1^{(1)}\Phi_1 + \beta_{1,\text{эфф}}^{(3)} |\,\Phi_1\,|^2\,\Phi_1 = U_1\,. \quad (31)$$

Коэффициент $\beta_{1,\text{эфф}}^{(3)}$ включает вклад всех комбинационных составляющих третьего порядка, которые попадают на частоту ω. Условие (31) показывает, что эквивалентное сопряжение на основной частоте зависит от амплитуды тока. Поэтому в передающем режиме оптимальная точка питания в общем случае не совпадает с оптимальной точкой питания в режиме приема.

Для второй и третьей гармоник при отсутствии внешнего возбуждения на этих частотах ($U_2 = U_3 = 0$) можно записать первые ненулевые приближения:

$$[u_2]_{\rho_0} + \beta_2^{(1)}\Phi_2 + \beta^{(2)}\Phi_1^2 = 0\,, \quad (32)$$

$$[u_3]_{\rho_0} + \beta_3^{(1)}\Phi_3 + \beta^{(3)}\Phi_1^3 = 0\,. \quad (33)$$

Здесь $\beta^{(2)}$, $\beta^{(3)}$ — эффективные нелинейные коэффициенты, соответствующие квадратичной и кубичной нелинейности каскада. Формулы (32)—(33) показывают механизм генерации высших гармоник. Даже если внешнее возбуждение приложено только на основной частоте, нелинейность активного каскада создает ненулевые токи Φ_2, Φ_3, а, следовательно, и поверхностные токи на частотах 2ω и 3ω. Их амплитуды определяются одновременно нелинейными коэффициентами каскада и свойствами антенной структуры на соответствующих частотах.

Полная нелинейная задача при передаче имеет следующий вид: для каждой гармоники $q = 1, \ldots, M$ решается радиальное уравнение (27), на краях диска задаются условия отсутствия нормального тока, в точке ρ_0 сохраняется непрерывность полного радиального тока, а скачок потенциала и радиальный поток связываются нелинейным условием (29). Тем самым неизвестными являются функции $u_q(\rho)$ и амплитуды Φ_q, а параметры задачи задаются координатой точки питания ρ_0, частотой основного сигнала ω, числом учитываемых гармоник M и крупносигнальными коэффициентами активного каскада.

В отличие от линейного приемного режима, такая задача не приводит к одному характеристическому уравнению. При заданном возбуждении она

решается как нелинейная система гармонического баланса. В предельном случае малых амплитуд нелинейные члены в (29) исчезают, и условие сопряжения переходит в линейное условие приемного режима. Поэтому линейная модель является частным случаем общей нелинейной постановки.

Излучаемая мощность на q-й гармонике определяется найденным током этой гармоники. При использовании сопротивления излучения $R_{\text{изл}}(q\omega,\rho_0)$ импеданса пассивной антенны получаем:

$$P_{\text{изл},q} = \frac{1}{2}|I_q|^2 R_{\text{изл}}(q\omega,\rho_0) = \frac{1}{2}\kappa^2 |\Phi_q|^2 R_{\text{изл}}(q\omega,\rho_0). \qquad (34)$$

Тогда относительный уровень q-й гармоники по излучаемой мощности может быть оценен как:

$$\frac{P_{\text{изл},q}}{P_{\text{изл},1}} = \frac{|\Phi_q|^2 R_{\text{изл}}(q\omega,\rho_0)}{|\Phi_1|^2 R_{\text{изл}}(\omega,\rho_0)}. \qquad (35)$$

Соотношение (35) связывает нелинейность первого каскада с излучательными характеристиками антенны. Положение точки питания ρ_0 входит в эту зависимость дважды: через условия сопряжения, определяющие амплитуды Φ_q, и через сопротивление излучения антенной структуры на каждой гармонике. Поэтому изменение ρ_0 в передающем режиме влияет не только на согласование основной частоты, но и на уровни гармонических составляющих.

7. Шумовые и энергетические характеристики

Для оценки эффективности активной антенной системы необходимо рассмотреть интегральные показатели, определяющие качество приема и передачи. Эти показатели связываются с положением точки питания ρ_0 и параметрами активного сопряжения.

Эффективная входная проводимость приемного каскада $Y_{\text{пр}}(\omega)$ рассчитана выше. Ее действительная часть $G_{\text{пр}} = \text{Re}\{Y_{\text{пр}}\}$ определяет активную нагрузку антенного порта. При переходе к последовательному эквиваленту используется сопротивление $R_{\text{пр}} = \text{Re}\{Z_{\text{пр}}\}$, где $Z_{\text{пр}} = 1/Y_{\text{пр}}$. Системная шумовая температура антенны с учетом потерь и влияния первого каскада имеет вид:

$$T_{\text{сист}}(\rho_0) = \eta(\rho_0)T_{\text{внеш}} + \big(1-\eta(\rho_0)\big)T_{\text{пот}} + T_{\text{пр}},$$

где $\eta(\rho_0) = \dfrac{R_{\text{изл}}(\rho_0)}{(R_{\text{изл}}(\rho_0)+R_{\text{пот}})}$ — КПД антенны, $T_{\text{внеш}}$ — внешняя шумовая температура (в КВ-диапазоне определяется атмосферным и ионосферным

шумами и может существенно превышать 290 К), $T_{\text{пот}}$ — температура потерь (принимается равной 290 К), $T_{\text{пр}}$ — эквивалентная шумовая температура приемного каскада. Минимальная воспринимаемая напряженность поля (чувствительность) при заданном отношении сигнал/шум $(S/N)_{\min}$ на выходе приемника:

$$E_{\min}(\rho_0) = \sqrt{\frac{kT_{\text{сист}}(\rho_0)\Delta f_{\text{пр}}(S/N)_{\min} Z_0}{A_{\text{эфф}}(\rho_0)}},$$

где k — постоянная Больцмана, $\Delta f_{\text{пр}}$ — полоса пропускания приемника, $Z_0 = 120\pi$ Ом — волновое сопротивление свободного пространства. Эффективная площадь антенны в первом приближении:

$$A_{\text{эфф}}(\rho_0) = \frac{\lambda^2}{4\pi}\eta(\rho_0)D,$$

причем форма диаграммы направленности и коэффициент направленного действия D считаются постоянными, а зависимость от ρ_0 учитывается через КПД. Смещение точки питания изменяет η через изменение $R_{\text{изл}}(\rho_0)$: при приближении ρ_0 к внутреннему радиусу эффективная площадь токового контура возрастает, что увеличивает $R_{\text{изл}}$, при смещении к внешнему радиусу $R_{\text{изл}}$ уменьшается. Поэтому влияние ρ_0 на чувствительность определяется совместным изменением КПД антенны, реактивной составляющей и согласования с приемным каскадом.

При подключении активного каскада его входное сопротивление вносит дополнительную активную составляющую $R_{\text{вн}}$ и добротность принимает вид:

$$Q_{\text{акт}}(\rho_0) = \frac{|X_A(\rho_0)|}{R_{\text{изл}}(\rho_0) + R_{\text{пот}} + R_{\text{вн}}(\omega)}.$$

Полоса пропускания по уровню половинной мощности:

$$\Delta f(\rho_0) = \frac{f_0}{Q_{\text{акт}}(\rho_0)}.$$

Мощность основной гармоники и гармонические искажения в передающем режиме, а также амплитуды тока первой и высших гармоник Φ_1, Φ_2, Φ_3 определяются из системы гармонического баланса и зависят от ρ_0, частоты ω, амплитуды возбуждения U_1 и параметров нелинейного каскада $\beta^{(1)}$, $\beta^{(2)}$, $\beta^{(3)}$. Излучаемая мощность на основной частоте:

$$P_{\text{изл},1} = \frac{1}{2}\kappa^2 |\Phi_1|^2 R_{\text{изл}}(\omega, \rho_0).$$

Для высших гармоник:

$$P_{\text{изл},q} = \frac{1}{2}\kappa^2 \,|\,\Phi_q\,|^2\, R_{\text{изл}}(q\omega,\rho_0),\ q = 2,3$$

Относительный уровень гармоник (по мощности):

$$\frac{P_{\text{изл},q}}{P_{\text{изл},1}} = \frac{|\,\Phi_q\,|^2\, R_{\text{изл}}(q\omega,\rho_0)}{|\,\Phi_1\,|^2\, R_{\text{изл}}(\omega,\rho_0)}.$$

Увеличение $R_{\text{изл}}(\rho_0)$ само по себе не является достаточным критерием оптимизации, поскольку амплитуда Φ_1 также зависит от положения точки питания и параметров передающего каскада. Оптимизация передающего режима требует максимизации $P_{\text{изл},1}$ при одновременном подавлении высших гармоник до заданного уровня и при соблюдении ограничений на максимальный ток и напряжение на зазоре:

$$|\,I_\Gamma\,| \le I_{\max},\ |\,V_\Gamma\,| \le V_{\max}.$$

Положение активной электрической границы ρ_0 входит во все перечисленные характеристики: через собственные параметры антенны $R_{\text{изл}}$, X_A, η, а также через условия сопряжения, влияющие на Φ_1, Φ_2, Φ_3. Оптимальные значения ρ_0 для приема и передачи различаются, поскольку целевые функции различны. Для приемного режима критерием является минимизация минимальной воспринимаемой напряженности поля, для передающего режима требуется максимизировать излучаемую мощность на основной частоте при допустимых уровнях гармоник.

Различие критериев оптимизации может быть учтено переключением между отводами на разрезе, оптимальными для приема и передачи на частотах в пределах рабочего диапазона.

8. Излучательные характеристики

Поле антенны в дальней зоне полностью определяется поверхностным током $\mathbf{J}_s(\rho,\phi)$. В цилиндрических координатах:

$$\mathbf{J}_s = J_\rho(\rho,\phi)\mathbf{e}_\rho + J_\phi(\rho,\phi)\mathbf{e}_\phi.$$

Компоненты электрического поля на расстоянии $R_{\text{н}}$ от антенны в направлении (θ,ϕ) имеют вид:

$$E_\theta = -jkZ_0 \frac{e^{-jkR_{\text{н}}}}{4\pi R_{\text{н}}} I_\theta(\theta,\phi),$$

$$E_\phi = -jkZ_0 \frac{e^{-jkR_{\text{н}}}}{4\pi R_{\text{н}}} I_\phi(\theta,\phi),$$

где:

$$I_\theta(\theta,\phi)=\int_r^R\int_0^{2\pi}\left[J_\rho\cos\theta\cos(\phi'-\phi)-J_\phi\cos\theta\sin(\phi'-\phi)\right]e^{jk\rho\sin\theta\cos(\phi'-\phi)}\rho d\phi' d\rho,$$

$$I_\phi(\theta,\phi)=\int_r^R\int_0^{2\pi}\left[J_\rho\sin(\phi'-\phi)+J_\phi\cos(\phi'-\phi)\right]e^{jk\rho\sin\theta\cos(\phi'-\phi)}\rho d\phi' d\rho.$$

Нормированная амплитудная диаграмма направленности (ДН) определяется как:

$$F_E(\theta,\phi)=\frac{\sqrt{|I_\theta|^2+|I_\phi|^2}}{\max\limits_{\theta,\phi}\sqrt{|I_\theta|^2+|I_\phi|^2}}.$$

При $kR\ll 1$ фазовый множитель можно разложить в ряд. В первом ненулевом приближении поле определяется электрическим и магнитным дипольными моментами:

$$\mathbf{p}=\frac{1}{j\omega}\int_S\mathbf{J}_s(\mathbf{r}')dS',\ \mathbf{m}=\frac{1}{2}\int_S\mathbf{r}'\times\mathbf{J}_s(\mathbf{r}')dS'.$$

Дальнее поле выражается через эти моменты как:

$$\mathbf{E}=\frac{k^2e^{-jkR_н}}{4\pi\varepsilon_0R_н}\left[\mathbf{n}\times(\mathbf{p}\times\mathbf{n})+\frac{1}{c}\mathbf{n}\times\mathbf{m}\right],$$

где $\mathbf{n}$ — единичный вектор направления наблюдения, c — скорость света. Нормированная ДН в этом приближении:

$$F_E(\theta,\phi)=\frac{\left|\mathbf{n}\times(\mathbf{p}\times\mathbf{n})+\frac{1}{c}\mathbf{n}\times\mathbf{m}\right|}{\max\limits_{\theta,\phi}\left|\mathbf{n}\times(\mathbf{p}\times\mathbf{n})+\frac{1}{c}\mathbf{n}\times\mathbf{m}\right|}$$

Форма ДН определяется соотношением электрического и магнитного моментов. Для дисковой антенны с радиальным разрезом магнитный момент связан с контурной составляющей тока в кольцевой области, а электрический момент — с нарушением осевой симметрии, вызванным разрезом и локальным активным замыканием.

Из решения задачи Штурма — Лиувилля определена только радиальная составляющая нулевой угловой гармоники:

$$J_{\rho0}(\rho)=-\chi(\omega)u'(\rho).$$

Для построения ДН необходимо задать полную угловую структуру тока. Для этого используется первое угловое приближение, физически соответствующее картине токов на диске с разрезом:

$$J_\phi(\rho,\phi)=J_0(\rho),\ J_\rho(\rho,\phi)=a_\rho J_0(\rho)\cos\phi.$$

Здесь $J_0(\rho)$ — масштабирующая радиальная функция, связанная с решением краевой задачи, a_ρ — малый безразмерный параметр, характеризующий степень нарушения осевой симметрии радиальным разрезом и локальным активным замыканием. В расчетной иллюстрации принято a_ρ = 0,25. Основная азимутальная составляющая J_ϕ описывает контурный ток в кольцевой области диска, а радиальная добавка $J_\rho\cos\phi$ учитывает асимметрию, вносимую разрезом и точкой питания.

Для оценки масштаба влияния положения точки питания и вида зависимости от нее формы ДН используется радиальная огибающая:

$$J_0(\rho)=\begin{cases}0, & \rho<\rho_0\\ J_*/\rho, & \rho\ge\rho_0\end{cases}$$

Подстановка распределений J_ρ и J_ϕ в интегралы I_ρ и I_ϕ позволяет получить оценочную нормированную ДН. На рис. 3 приведены ДН в азимутальной и угломестной плоскости. Расчет выполнен для трех частот диапазона и трех положений точки питания ρ_0 (у внутреннего края, в середине, у внешнего края). Полученные зависимости показывают, что при малых kR форма ДН близка к диаграмме малой магнитной петли. С ростом частоты нули диаграммы расплываются, а влияние положения точки питания становится заметнее, поскольку увеличивается электрический размер диска. Изменение ρ_0 из-за малого электрического размера незначительно влияет на форму нормированной ДН через изменение эффективной токовой области, т. к. все моды являются слабо возбужденными, и доминирующая мода отсутствует.

Сопротивление излучения на основной частоте определяется через полную излучаемую мощность $P_{\text{изл}}$ и ток в точке питания $I_\Gamma=\varkappa\rho_0 u'(\rho_0)$:

$$R_{\text{изл}}(\omega,\rho_0)=\frac{2P_{\text{изл}}}{|I_\Gamma|^2}.$$

В электрически малом приближении оно может быть выражено через магнитный момент:

$$R_{\text{изл}}(\omega,\rho_0)=\frac{Z_0k^4}{6\pi}\left|\frac{m_z(\omega,\rho_0)}{I_\Gamma(\omega,\rho_0)}\right|^2.$$

Введем эффективную площадь токового контура:

$$S_{\text{ток}}(\omega,\rho_0)=\left|\frac{m_z(\omega,\rho_0)}{I_\Gamma(\omega,\rho_0)}\right|.$$

Тогда:

$$R_{\text{изл}}(\omega,\rho_0)=31200\left(\frac{S_{\text{ток}}(\omega,\rho_0)}{\lambda^2}\right)^2.$$

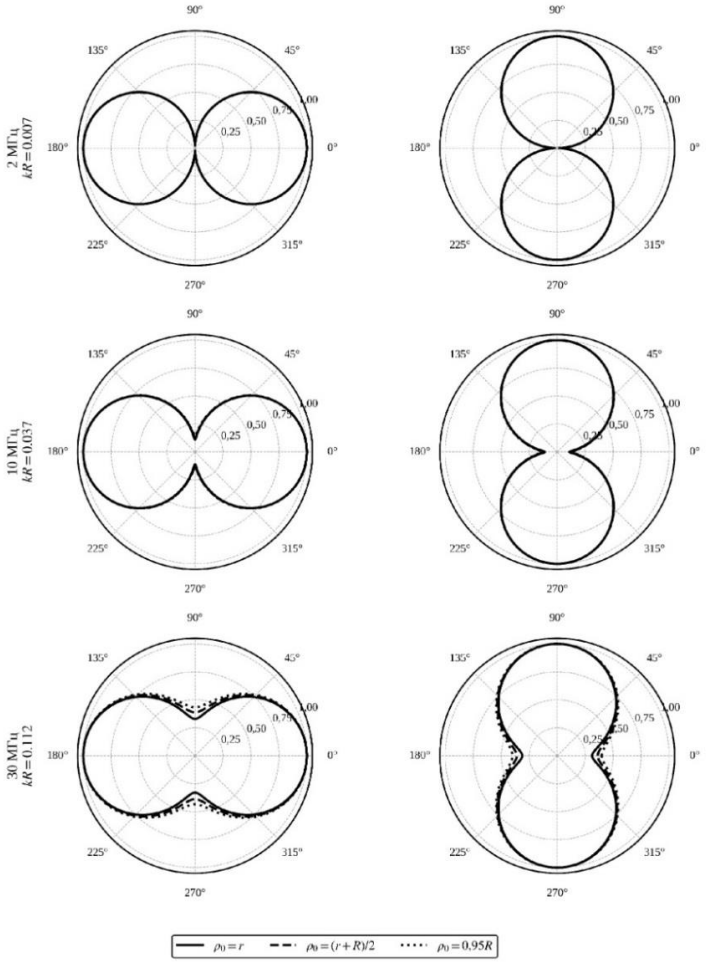


Рис. 3. Диаграмма направленности в угломестной и азимутальной плоскостях для различных частот рабочего диапазона и координат точки питания.

Fig. 3. Radiation pattern in azimuth and elevation planes for different frequencies of the operating range and feed point coordinates

Для оценки частотной зависимости КПД и коэффициента усиления используется верхняя энергетическая оценка, при которой в формировании магнитного момента участвует вся область поверхности диска:

$$S_{\text{ток}} \approx \pi(R^2 - r^2).$$

Рабочая точка для этой оценки выбирается вблизи внутреннего радиуса, поскольку такое положение соответствует максимальному участию

области диска в формировании магнитного момента, что в общем случае это не является оптимумом выбранных критериев для приема и передачи.

Коэффициент полезного действия определяется как

$$\eta(\omega) = \frac{R_{\text{изл}}(\omega)}{R_{\text{изл}}(\omega) + R_{\text{пот}}(\omega)}$$

Для оценки потерь в медном диске используется поверхностное сопротивление:

$$R_s(\omega) = \sqrt{\frac{\mu_0 \pi f}{\sigma}}$$

и приближение, что ток распределен по всей кольцевой области со средним радиусом $\rho_{\text{ср}} = (R+r)/2$:

$$R_{\text{пот}}(\omega) \approx \frac{R_s(\omega)}{2} \cdot \frac{2\pi\rho_{\text{ср}}}{R-r}$$

Деление на 2 учитывает, что ток течет по обеим сторонам тонкого проводящего диска. Потери в согласующих цепях не учитываются, поэтому получаемые значения представляют верхнюю оценку энергетических характеристик.

Коэффициент направленного действия (КНД) определяется стандартным образом:

$$D = \frac{4\pi U_{\max}}{P_{\text{изл}}},$$

где $U_{\max}$ — максимальная плотность излучения. Для ЭМА во всем частотном диапазоне он меняется слабо.

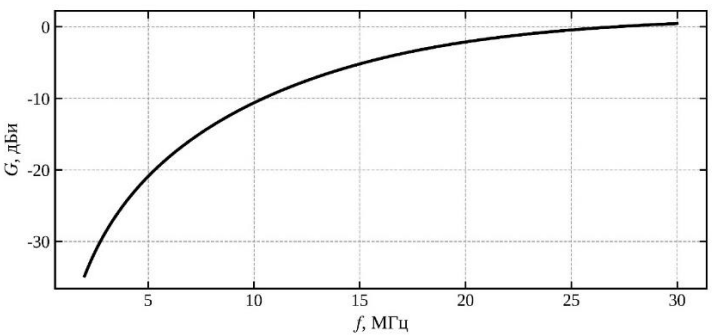


Рис. 4. Коэффициент усиления антенны,
запитанной в точке максимизации КПД излучающей части.

Fig. 4. Antenna gain for the feed point maximizing the radiation efficiency

Коэффициент усиления антенны (КУ), определяемый по формуле:

$$G(\omega) = \eta(\omega) D(\omega),$$

приведен на рис. 4 при фиксированной точке питания на внутреннем радиусе при учете только омических потерь медного диска. Наблюдается резкое снижение КУ в нижней части диапазона, что характерно для ЭМА, поскольку сопротивление излучения убывает значительно быстрее, чем омические потери, что обуславливает резкое снижение КПД.

9. Структурная схема приемопередающего устройства

На рис. 5 представлена структурная схема приемопередающего устройства, реализующего активное сопряжение дисковой антенны с радиальным разрезом. Принято, что две стороны разреза образуют дифференциальный антенный порт, а точка питания ρ_0 является активной электрической границей, через которую антенна взаимодействует либо с линейным приемным трактом, либо с нелинейным передающим трактом.

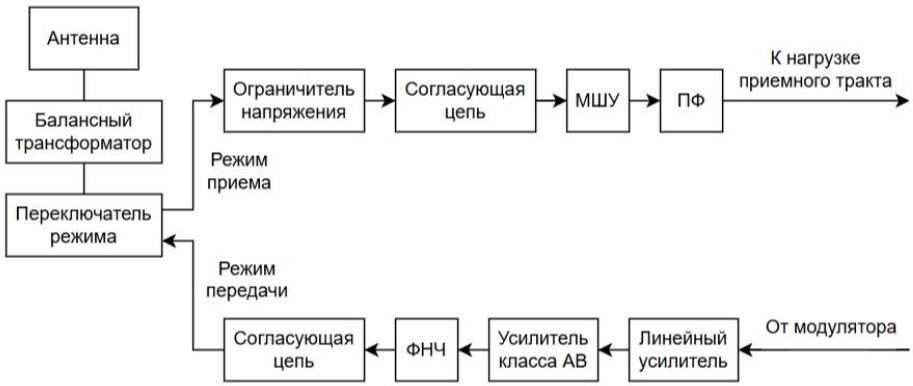


Рис. 5. Структурная схема первых каскадов приемного и передающего устройств.

Fig. 5. Block diagram of the first stages of the receiver and transmitter

Выводы первичной обмотки балансного трансформатора подключены к разным сторонам разреза и преобразуют дифференциальный порт в несимметричный тракт относительно общего провода, к которому подключен один из выводов вторичной обмотки, что необходимо для подключения высокочастотных компонентов. Коэффициент трансформации масштабирует импеданс, видимый со стороны антенны, и входит в эффективные параметры сопряжения $\beta_{пр}$ и β_1, β_2, β_3

Переключатель режима разделяет приемную и передающую ветви, его положение определяет, какой закон сопряжения активен в данный момент: линейный (прием) или нелинейный (передача).

Приемная ветвь реализует линейное малосигнальное условие сопряжения $V_{\Gamma} + \beta_{\text{пр}}(\omega) I_{\Gamma} = 0$. Сигнал от переключателя проходит через ограничитель напряжения, защищающего вход малошумящего усилителя (МШУ) от остатка переданного сигнала, затем через цепь, согласующую импеданс антенны и МШУ. МШУ задает эффективную входную проводимость $Y_{\text{пр}}(\omega)$ через *y*-параметры. Полосовой фильтр (ПФ) расположен после МШУ, чтобы его потери не ухудшали чувствительность. Вся последующая нагрузка (смеситель, аналого-цифровой преобразователь) свернута, т. к. не влияет на распределение тока по антенне.

Передающая ветвь реализует амплитудно-зависимое нелинейное условие сопряжения и систему гармонического баланса. Сигнал от модулятора проходит линейный усилитель, который обеспечивает уровень сигнала, необходимый для раскачки выходного каскада. Затем сигнал поступает на усилитель класса *AB* — нелинейный выходной каскад. Его крупносигнальная модель определяет коэффициенты β_1, β_2, β_3, связывающие амплитуды гармоник тока и напряжения на разрыве. Далее сигнал проходит фильтр нижних частот (ФНЧ), который подавляет высшие гармоники, создаваемые усилителем класса *AB*, чтобы на антенну поступал сигнал преимущественно на основной частоте. Последним элементом перед переключателем является согласующая цепь передающего тракта, которая преобразует выходное сопротивление усилителя и ФНЧ к импедансу антенного порта.

Положение активной границы ρ_0 влияет на собственный импеданс антенны $Z_A(\rho_0,\omega)$ и, следовательно, на условия согласования в обеих ветвях. Благодаря введению переключения между отводами с разными ρ_0, система может быть оптимизирована для работы и в приемном, и в передающем режиме.

10. Заключение

Предложена модель активной дисковой антенны с радиальным разрезом, в которой точка питания рассматривается как координата локального активного замыкания. Это позволило перейти от схемы «антенна — внешняя нагрузка» к единой постановке, где первый каскад приемопередающего тракта задает внутреннее граничное условие на разрезе.

Показано, что положение координаты точки питания влияет не только на собственный импеданс антенны, но и на спектральные характеристики, распределение тока и параметры активного сопряжения. В приемном режиме это сопряжение имеет линейный малосигнальный вид и определяется параметрами первого каскада. В передающем режиме оно становится амплитудно-зависимым и описывается методом гармонического баланса.

Полученные результаты показывают, что выбор точки активного замыкания является управляющим параметром. Для приема он связан с шумовыми характеристиками, для передачи — с передаваемой в антенну мощностью и уровнем гармоник. Поэтому оптимальные значения положения точки питания в общем случае могут различаться для разных режимов работы, что может быть решено между отводами, расположенными вдоль радиального разреза.

На основе модели предложена структурная схема приемопередающего устройства, в которой антенный порт переключается между линейной приемной ветвью и нелинейной передающей ветвью.

Результаты могут быть использованы для синтеза компактных активных антенн КВ-диапазона.

Список литературы

1. Виноградов Ю. Дисковая антенна в диапазоне 27 МГц // Радио. 1997. № 2. С. 70.
2. Махов А. И., Ворох Д. А. Методика расчета антенн на основе уравнений Ампера и Фарадея // Вопросы радиоэлектроники. 2016. Т. 18, № 4-6. С. 42—48.
3. Порохов И. О. и др. Активные антенны эллиптической поляризации // Радиотехника. 2020. Т. 84, № 10(20). С. 54—63.
4. Maclean T. S. M. Resonant frequency of the active loop dipole aerial // International Journal of Electronics. 1970. Vol. 29, no. 2. P. 195–197.
5. Ramsdale P. A., MacLean T. S. M. Active loop-dipole aerials // Proceedings of the Institution of Electrical Engineers. 1971. Vol. 118, no. 12. P. 1698–1704.
6. Meinke H. H., Gundlach F. W. Taschenbuch der Hochfrequenztechnik. 5 Aufl. Berlin: Springer, 1992. 1214 s.

Информация об авторах

Бабайлова Евгения Олеговна, студентка кафедры «Радиоэлектронные системы и устройства» МГТУ им. Н. Э. Баумана, г. Москва, Российская Федерация.

Голов Николай Александрович, начальник отдела, МГТУ им. Н. Э. Баумана, г. Москва, Российская Федерация.

Analytical Modeling and Calculation of an Active Hybrid Ultra-Wideband Disk Antenna

E. O. Babaylova and N. A. Golov

Bauman Moscow State Technical University
5, 2-ya Baumanskaya St., Bldg. 1, Moscow, 105005, Russian Federation

babaylovaeo@student.bmstu.ru

Received: May 20, 2026
Peer-reviewed: May 27, 2026
Accepted: May 27, 2026

Abstract: *In published works on disk antennas with a radial slot, the feed point is assumed to be fixed, and the possibility of its displacement as a tool for controlling antenna characteristics is not considered. A complete mathematical model describing such an antenna as a unified electrodynamic system with a controllable internal boundary that determines the active coupling between the antenna and the first stage is lacking. The aim of this work is to develop a mathematical model of an ultra-wideband disk antenna with a radial slot, in which the feed-point coordinate is introduced as a parameter of the internal coupling condition, and to investigate its influence on the main antenna characteristics. As a result, an analytical mathematical model of an active disk antenna with a radial slot is constructed, in which the feed-point coordinate and the parameters of the first stage enter the problem formulation as independent control parameters. The model describes the input, radiation and energy characteristics of the antenna as functions of the feed-point coordinate and the stage parameters. The linear receive mode and the nonlinear transmit mode are considered within a unified formulation. The model is suitable for the computational analysis of tunable active disk antennas in the HF band.*

Keywords: *disk antenna, active antenna, electrically small antenna, tunable antenna, ultra-wideband antenna, mathematical model.*

For citation (IEEE): E. O. Babaylova and N. A. Golov, “Analytical Modeling and Calculation of an Active Hybrid Ultra-Wideband Disk Antenna,” *Infocommunication and Radio Electronics Technologies*, vol. 9, no. 5. pp. 917–941, doi: 10.21227/171x-b486, 2026. (In Russ.).

References

[1] Yu. Vinogradov, “Disk antenna in the 27 MHz range,” *Radio*, no. 2, p. 70, 1997. (In Russ.).
[2] A. I. Makhov and D. A. Vorokh, “Antenna calculation technique based on the Ampere and Faraday equations,” *Voprosy radioelektroniki*, vol. 18, no. 4-6, pp. 42–48, 2016. (In Russ.).
[3] I. O. Porokhov, A. A. Kondratyev, and V. P. Popov, “Active antennas of elliptical polarization,” *Radioengineering*, vol. 84, no. 10 (20), pp. 54–63, 2020. (In Russ.).
[4] T. S. M. Maclean, “Resonant frequency of the active loop dipole aerial,” *International Journal of Electronics*, vol. 29, no. 2, pp. 195–197, 1970.

[5] P. A. Ramsdale and T. S. M. MacLean, “Active loop-dipole aerials,” *Proceedings of Institution of Electrical Engineers*, vol. 118, no. 12, pp. 1698–1704, 1971.
[6] H. H. Meinke and F. W. Gundlach, *Taschenbuch der Hochfrequenztechnik*, 5 Aufl, Berlin: Springer, 1992.

Information about the authors

Evgenia O. Babaylova, Student of the Department of Radio-Electronic Systems and Devices of Bauman Moscow State Technical University, Moscow, Russian Federation.

Nikolay A. Golov, head of the department, Bauman Moscow State Technical University, Russian Federation.

Infocommunications and Radio Technologies, vol. 9, no. 5, pp. 942–957, 2026.
Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2026. Т. 9, № 5. С. 942—957.
ISSN: 2587-9936
DOI: 10.21227/3zjx-sy35

УДК 621.376.6

Гибридная сигнально-кодовая конструкция на основе *QAM* и *APSK* с адаптивным фазовым сдвигом по опорным сигналам для систем мобильной радиосвязи следующих поколений

Гаспарян Р. Р., Савочкин А. А.

Севастопольский государственный университет
ул. Университетская, 33, г. Севастополь, 299053, Российская Федерация
savochkin@sevsu.ru

Получено: 20 мая 2026 г.
Отрецензировано: 27 мая 2026 г.
Принято к публикации: 27 мая 2026 г.

Аннотация: *Представлен комплексный подход к развитию сигнально-кодовых конструкций для систем мобильной связи шестого поколения на основе предложенной гибридной модуляционной схемы квадратурной амплитудной модуляции и амплитудно-фазовой манипуляции. Рассмотрены особенности адаптации параметров иерархического сигнального созвездия (внутренние кольца реализованы на основе квадратурной амплитудной модуляции, внешние — на основе амплитудно-фазовой манипуляции) по оценкам канала из опорных сигналов 5G NR (демодуляционный опорный сигнал, опорный сигнал отслеживания фазы, опорный сигнал информации о состоянии канала). Проведен сравнительный анализ спецификаций 3GPP TS 36.211—36.214 (LTE) и TS 38.211—38.215 (NR), показавший преимущества NR в части нумерологии, части полосы пропускания, снижения пикового фактора мощности и управления лучами. Предложена методика динамического фазового сдвига на угол θ в зависимости от мгновенного отношения сигнал/шум и интенсивности фазового шума. Результаты моделирования в среде программного пакета MATLAB подтверждают снижение пикового фактора мощности по сравнению с амплитудно-фазовой манипуляцией, улучшение вероятности битовой ошибки и вероятности блочной ошибки в каналах (EPA, EVA, ETU) и повышение энергоэффективности. Разработанная конструкция обеспечивает оптимальный баланс спектральной эффективности, устойчивости к нелинейным искажениям и сверхнизких задержек, что особенно важно для сценариев улучшенной мобильной широкополосной связи (eMBB), сверхнадежной связи с малой задержкой (URLLC) и интегрированного зондирования и связи в системах следующего поколения.*

Ключевые слова: *мобильная связь, 6G, гибридная модуляция, QAM, APSK, сигнальное созвездие, PAPR, EVM, опорные сигналы 5G NR, адаптивный фазовый сдвиг, канальное кодирование.*

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Гаспарян Р. Р., Савочкин А. А. Гибридная сигнально-кодовая конструкция на основе QAM и APSK с адаптивным фазовым сдвигом по опорным сигналам для систем мобильной радиосвязи следующих поколений // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2026. Т. 9, № 5. С. 942—957.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Гаспарян, Р. Р. Гибридная сигнально-кодовая конструкция на основе *QAM* и *APSK* с адаптивным фазовым сдвигом по опорным сигналам для систем мобильной радиосвязи следующих поколений / Р. Р. Гаспарян, А. А. Савочкин // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2026. — Т. 9, № 5. — С. 942—957.

1. Введение

Современный этап развития телекоммуникационных технологий характеризуется стремительным ростом требований к пропускной способности, надежности и энергоэффективности систем мобильной связи. Переход к стандартам 5*G Beyond* и 6*G* требует принципиально новых подходов к проектированию сигнально-кодовых конструкций, что обусловлено необходимостью поддержки разнородных сценариев использования — от сверхширокополосной передачи данных (*Enhanced Mobile Broadband, eMBB*) до критически важных приложений с ультранизкими задержками (*Ultra Reliable and Low Latency Communications, URLLC*) и массового интернета вещей (*Massive Machine-Type Communications, mMTC*) [1].

Ключевыми организациями, определяющими развитие мобильной связи, являются Международный союз электросвязи (*International Telecommunication Union, ITU*), консорциум (3*rd Generation Partnership Project, 3GPP*) и Европейский институт телекоммуникационных стандартов (*European Telecommunications Standards Institute, ETSI*). В рамках рабочей группы Международная мобильная телекоммуникация (*International Mobile Telecommunications, IMT*-2030) сформулированы предварительные требования к системам 6*G*, включая достижение пиковой скорости передачи данных до 1 Тбит/с, задержки при передаче трафика менее 100 мкс, плотности подключения до 10^7 устройств на квадратный километр и значительного повышения энергетической эффективности. Реализация таких амбициозных показателей невозможна без радикального пересмотра существующих принципов формирования сигналов [1].

Сети шестого поколения (6 *Generation Smart Networks and Services*, 6*G SNS*) представляют собой качественно новый этап развития телекоммуникационных технологий, который не только существенно превосходит существующие стандарты 5*G* по ключевым параметрам, но и открывает принципиально новые сценарии применения. Дальнейшее развитие улучшенной

мобильной широкополосной связи (*Further Enhanced Mobile Broadband, FeMBB*) позволит достичь экстремально высоких скоростей передачи данных, достигающих 1 Тбит/с в пиковом режиме и 1 Гбит/с для пользовательского использования. Это создаст основу для реализации ультравысококачественного (*Ultra High Definition, UHD*) видео, видео со сверхвысоким (*Super High Definition, SHD*) и экстремально высоким (*Extreme High Definition, EHD*) разрешением, голографических коммуникаций, полностью иммерсивных технологий виртуальной и дополненной реальности, а также интеграции голографических изображений в социальные и промышленные сферы [2].

Важнейшим аспектом 6*G* становится полностью сенсорное цифровое восприятие и реальность, включающее тактильный и сенсорный интернет (*Tactile and Haptic Internet*), который обеспечивает передачу тактильных ощущений в реальном времени с минимальной задержкой 10—100 микросекунд с помощью беспроводной передачи данных (*Over-The-Air, OTA*). Это открывает широкие возможности для дистанционного управления сложными роботизированными системами виртуальной и дополненной реальности с эффектом полного погружения, а также для медицинских приложений, требующих высокой точности и мгновенной обратной связи [2].

В контексте Интернета вещей (*Internet of Everything, IoE*) и его специализированных подкатегорий, таких как сверхмассовые коммуникации между машинами (*Ultra-Massive Machine-Type Communications, umMTC*) и улучшенная сверхнадежная связь с малой задержкой (*Enhanced Ultra-Reliable Low-Latency Communications, ERLLC*), сети 6*G* обеспечивают плотность подключения до 10^7 устройств на квадратный километр. Это критически важно для реализации промышленного интернета (*Industrial Internet*), полностью автоматизированного транспорта (*Fully Automated Driving*), умных городов и других масштабных приложений. Кроме того, развитие интернета био-нано-вещей (*Internet of Bio-Nano-Things, IoBNT*) создает основу для интеграции биосовместимых сенсоров и наноустройств в медицинские и экологические мониторинговые системы [2].

Характеристики скоростей и задержек 6*G* также способствуют внедрению глубоководного туризма (*Deep-Sea Sightseeing*) и космических путешествий (*Space Travel*), где требуется стабильная связь в экстремальных условиях. Кроме того, высокоскоростные железнодорожные магистрали (*Hyper High-Speed Rail Communications, Hyper-HSR*) и дальняя связь для высокоподвижных объектов (*Long-Distance High-Mobility Communications, LDHMC*) обеспечивают бесперебойную связь при скоростях движения свыше 1000 км/ч, что особенно актуально для будущих транспортных систем. Энергетическая эффективность сетей 6*G* возрастает в 100 раз по

сравнению с 5*G*, а спектральная эффективность увеличивается в 5—10 раз, что позволяет оптимизировать использование радиочастотного ресурса и существенно снизить энергопотребление инфраструктуры. Показатель емкости трафика на единицу площади (*Area Traffic Capacity*) достигает 1 Гбит/с/м², обеспечивая стабильную работу в условиях сверхвысокой нагрузки, характерной для мегаполисов и промышленных кластеров [2].

Сети 6*G* формируют технологическую основу для глубокой цифровизации общества, обеспечивая не только беспрецедентную скорость и надежность связи, но и создавая условия для реализации принципиально новых сценариев, таких как голографические коммуникации, промышленная автоматизация, ультрамобильные системы и интеграция биологических и нанотехнологических устройств. Эти достижения открывают путь к формированию цифрового общества будущего, где технологии связи становятся неотъемлемой частью всех сфер человеческой деятельности.

Однако достижение указанных характеристик сталкивается с серьезными техническими вызовами. Традиционные ортогональные схемы частотного разделения множественного доступа (*Orthogonal Frequency Division Multiple Access, OFDMA*), используемые в системах 4*G* и 5*G*, демонстрируют ряд фундаментальных ограничений, связанных, прежде всего, с высоким значением пикового фактора мощности (*Peak-to-Average Power Ratio, PAPR*) и жесткими требованиями к синхронизации. Не менее важным аспектом является развитие модуляционных схем. В системах 4*G* и 5*G NR* получили распространение варианты реализации квадратурной амплитудной модуляции (*Quadrature Amplitude Modulation, QAM*) различных порядков. Однако при переходе к высшим порядкам (256-*QAM* и выше) резко возрастает чувствительность к фазовым шумам, расстройке несущей частоты, нелинейным искажениям усилителей мощности и многолучевому замиранию. Это приводит к значительному росту вектора ошибки (*Error Vector Magnitude, EVM*) и снижению энергетической эффективности системы.

В связи с этим в настоящей работе развивается подход к формированию сигнально-кодовых конструкций для систем мобильной связи шестого поколения на базе усовершенствованной гибридной модуляционной схемы, сочетающей квадратурную амплитудную модуляцию во внутренней области созвездия и амплитудно-фазовую манипуляцию во внешней. Основное внимание уделено принципам динамической адаптации параметров иерархического сигнального созвездия с использованием оценок канала, получаемых из опорных сигналов 5*G NR* (демодуляционный опорный сигнал, опорный сигнал отслеживания фазы, опорный сигнал информации о состоянии канала). Выполнен сравнительный анализ спецификаций 3*GPP TS* 36.211—36.214 (*LTE*) и *TS* 38.211—38.215 (5*G NR*), подтвер-

ждающий преимущества 5*G NR* в вопросах нумерологии, выделения части полосы пропускания, снижения пикового фактора мощности и управления лучами. Предложен метод динамического фазового сдвига на угол θ в зависимости от мгновенного отношения сигнал/шум и интенсивности фазового шума. Результаты моделирования в программном пакете *MATLAB* демонстрируют эффективность предлагаемого решения.

Разработанная конструкция обеспечивает оптимальный баланс спектральной эффективности, устойчивости к нелинейным искажениям и сверхнизких задержек, что делает ее перспективной для ключевых сценариев 5*G NR* и 6*G SNS*.

2. Эволюция канального кодирования в системах 5*G NR* и перспективные направления для 6*G*

В отличие от *LTE*, где основными методами канального кодирования являлись турбокоды для пользовательских данных и сверточные коды для управляющей информации, в 5*G NR* произошел принципиальный переход к более современным и гибким схемам [4, 5]. Для передачи данных по физическому каналу нисходящей линии связи с разделением ресурсов (*Physical Downlink Shared Channel, PDSCH*) и физическому каналу восходящей линии связи с разделением ресурсов (*Physical Uplink Shared Channel, PUSCH*) используются коды с малой плотностью проверок на четность (*Low-Density Parity-Check, LDPC*), а для управляющих каналов физического нисходящего управляющего канала (*Physical Downlink Control Channel, PDCCH*) и физического восходящего управляющего канала (*Physical Uplink Control Channel, PUCCH*) — полярные коды согласно *TS* 38.212. Эти методы обеспечивают существенно более высокую пропускную способность, низкую задержку декодирования и повышенную энергоэффективность по сравнению с предыдущим поколением.

Коды с малой плотностью проверок на четность (*Low-Density Parity-Check, LDPC*), выбранные для 5*G NR*, обладают отличными характеристиками в условиях высоких скоростей передачи данных благодаря оптимизированной структуре проверочного графа и возможности параллельного декодирования. Полярные коды, в свою очередь, демонстрируют асимптотически оптимальные свойства и эффективно работают при малых длинах кодовых блоков, что критично для управляющей информации. Анализ спецификаций *TS* 36.212 (*LTE*) и *TS* 38.212 (5*G NR*) показывает значительное расширение возможностей: введены более гибкие процедуры согласования скорости кодирования (*rate matching*), сегментации кодовых блоков (*code block segmentation*) и гибридного автоматического запроса повтор-

ной передачи (*Hybrid Automatic Repeat Request, HARQ*) с улучшенной поддержкой инкрементального избыточного кодирования. Эти изменения позволяют динамически адаптировать параметры кодирования под текущие условия канала и требования к задержке.

Для систем 6*G* перспективными направлениями развития канального кодирования становятся гибридные схемы, сочетающие *LDPC* и полярные коды в единой каскадной структуре, а также методы вероятностного формирования (*probabilistic shaping*), которые позволяют дополнительно оптимизировать распределение энергии по созвездию и снизить пик-фактор мощности. Особый интерес представляют адаптивные алгоритмы кодирования, учитывающие мгновенные оценки канала, получаемые из опорных сигналов 5*G NR* (демодуляционный опорный сигнал, опорный сигнал отслеживания фазы (*Phase Tracking Reference Signal, PT-RS*), опорный сигнал информации о состоянии канала (*Channel State Information Reference Signal, CSI-RS*)). Такие алгоритмы дают возможность в реальном времени выбирать оптимальный тип кода, скорость кодирования и параметры сегментации в зависимости от текущего *SNR*, доплеровского сдвига и уровня интерференции.

Предлагаемая в работе гибридная модуляционная схема (*QAM* с *APSK* с адаптивным фазовым сдвигом) особенно эффективно взаимодействует с новыми методами канального кодирования. Сочетание иерархического созвездия конфигурации 2 [3—5] с полярными кодами и вероятностным формированием позволяет дополнительно снизить пик-фактор мощности без увеличения вычислительной сложности декодера, что особенно важно для сценариев *URLLC* и *FeMBB* в 6*G*. Таким образом, развитие канального кодирования в 5*G NR* закладывает прочную основу для дальнейшего совершенствования сигнально-кодовых конструкций в системах следующего поколения.

3. Особенности формирования сигнальных созвездий с учетом эволюции от *LTE* к *NR*

В современных системах мобильной связи 4*G LTE* и 5*G NR* доминирует ортогональное частотное разделение каналов (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM*) в сочетании с квадратурной амплитудной модуляцией (*Quadrature Amplitude Modulation, QAM*) различных порядков. Данная комбинация обеспечивает высокую спектральную эффективность в условиях хорошего качества канала, однако при высоких порядках модуляции (64-*QAM* и выше) резко возрастают требования к точности синхронизации, уровню вектора ошибки (*Error Vector Magnitude, EVM*) и энергетической эффективности усилителей мощности.

Переход к 5*G NR* принес значительные улучшения в физическом уровне. В частности, введены гибкая нумерология, возможность выделения части полосы пропускания (*Bandwidth Part, BWP*), применение дискретного преобразования Фурье с расширением в *OFDM* (*Discrete Fourier Transform Spread Orthogonal Frequency Division Multiplexing, DFT-s-OFDM*) в восходящем канале и двоичной фазовой манипуляции со сдвигом на π/2 (π/2 *Binary Phase Shift Keying*, π/2-*BPSK*) для снижения пикового фактора мощности (*Peak-to-Average Power Ratio, PAPR*). Кроме того, 5*G NR* активно использует опорный сигнал отслеживания фазы (*Phase Tracking Reference Signal, PT-RS*) и опорные сигналы, зависящие от луча, что позволяет более точно оценивать канал и адаптировать параметры передачи в реальном времени согласно *TS* 38.211 и *TS* 38.213.

Несмотря на указанные преимущества, традиционные квадратурные амплитудные модуляции сохраняют ряд ограничений при работе в условиях сильного фазового шума, нелинейности усилителей мощности и высоких доплеровских сдвигов, характерных для миллиметрового и терагерцевого диапазонов. В качестве перспективных альтернатив в литературе рассматриваются амплитудно-фазовая манипуляция (*Amplitude and Phase Shift Keying, APSK*), индексная модуляция и различные гибридные созвездия.

В рамках данной работы предложена усовершенствованная гибридная сигнальная конструкция, в которой внутренняя часть созвездия формируется квадратурной амплитудной модуляцией, а внешняя — многокольцевой амплитудно-фазовой манипуляцией (конфигурация 2 [3]). Такая иерархическая структура позволяет одновременно сохранить высокую спектральную эффективность внутренней области и повысить устойчивость к фазовым и нелинейным искажениям за счет внешних *APSK*-колец. Адаптивный фазовый сдвиг θ, рассчитываемый по оценкам опорных сигналов 5*G NR*, обеспечивает динамическую коррекцию созвездия в реальных условиях канала.

Далее рассмотрены ключевые факторы, влияющие на эффективность гибридных созвездий: фазовый шум и синхронизация частоты, нелинейность усилителей мощности, обоснование выбора *QAM* в стандартах 3*GPP* и сравнение с перспективными волновыми формами 6*G*.

Фазовый шум и расстройка несущей частоты (*carrier frequency offset, CFO*) относятся к числу наиболее критичных факторов, ухудшающих характеристики высокопорядковых модуляций. Эти явления вызывают вращение и размытие точек сигнального созвездия, что приводит к значительному росту вектора ошибки (*Error Vector Magnitude, EVM*) и, как следствие, к повышению вероятности битовой ошибки (*Bit Error Rate, BER*). В традиционных квадратурных амплитудных модуляциях (*QAM*)

плотная равномерная решетка точек делает созвездие особенно уязвимым: даже небольшие фазовые отклонения приводят к пересечению границ решений и ошибкам демодуляции.

В предложенной гибридной схеме внутренняя часть созвездия, реализованная на основе квадратурной амплитудной модуляции, сохраняет высокую спектральную эффективность, а внешние кольца амплитудно-фазовой манипуляции (*APSK*) благодаря постоянной амплитуде на каждом кольце обладают существенно большей устойчивостью к фазовым искажениям. Адаптивный фазовый сдвиг θ, рассчитываемый в реальном времени по оценкам демодуляционного опорного сигнала (*DMRS*) и опорного сигнала отслеживания фазы (*Phase Tracking Reference Signal, PT-RS*), позволяет динамически компенсировать как случайный фазовый шум, так и детерминированную расстройку частоты (*CFO*).

Результаты моделирования в программном пакете *MATLAB* подтверждают эффективность предложенного подхода: *EVM* для гибридного созвездия снижается до 5—6 % уже при *SNR* = 25—28 дБ, что на 1—2 дБ лучше показателей классической *QAM* при тех же условиях. Таким образом, гибридная конструкция обеспечивает требуемую для 5*G NR* и 6*G* робастность к фазовым искажениям и проблемам синхронизации частоты.

Нелинейность усилителей мощности (УМ) остается одним из наиболее серьезных ограничений при применении высокопорядковых модуляций ($M \geq 256$) в системах мобильной радиосвязи. При больших порядках модуляции расстояние между сигнальными точками уменьшается, а пик-фактор мощности (*Peak-to-Average Power Ratio, PAPR*) возрастает, что вынуждает УМ работать в режиме, близком к насыщению. В результате возникают нелинейные искажения типа амплитуда-амплитуда (*AM*/*AM*) и амплитуда-фаза (*AM*/*PM*), вызывающие сжатие и вращение созвездия, рост вектора ошибки (*EVM*) и увеличение вероятности битовой ошибки (*BER*).

Дополнительным негативным эффектом является спектральное регенерирование (*spectral regrowth*) — появление внеполосных излучений, требующее либо увеличения защитных интервалов, либо снижения выходной мощности (*input back-off, IBO* / *output back-off, OBO*). Классические квадратурные амплитудные модуляции особенно чувствительны к этим эффектам из-за плотной решетки точек: внешние символы созвездия испытывают максимальное сжатие и фазовый сдвиг. Классические амплитудно-фазовые манипуляции (*APSK*) более устойчивы благодаря постоянной амплитуде на кольце, однако при больших *M* требуют большего количества колец, что снова повышает чувствительность к *AM*/*PM*-искажениям.

Предлагаемая гибридная схема (внутренние кольца — *QAM*, внешние — *APSK*) обеспечивает заметное преимущество. Внутренняя часть

сохраняет высокую спектральную эффективность, а внешние *APSK*-кольца минимизируют влияние *AM*/*AM* благодаря постоянной амплитуде. Это позволяет снизить требуемый *IBO*/*OBO* на 1—2 дБ по сравнению с классической *QAM* при сохранении приемлемого уровня *EVM*. Результаты моделирования подтверждают, что при M = 256—4096 гибридная конфигурация 2 демонстрирует меньшее искажение внешних точек и более низкий уровень внеполосных излучений. Адаптивный фазовый сдвиг θ дополнительно компенсирует *AM*/*PM*-искажения в реальном времени без дополнительных затрат на цифровое предыскажение.

В действующих спецификациях 3*GPP* (*LTE* и 5*G NR*) в качестве сигнальных созвездий в нисходящем и восходящем каналах используются исключительно квадратурные амплитудные модуляции (*QPSK,* 16-*QAM,* 64-*QAM,* 256-*QAM*, а в исследовательских сценариях — до 1024-*QAM*). Амплитудно-фазовая манипуляция (*APSK*) не стандартизирована. Основными причинами такого выбора являются отсутствие эффективного *Gray*-кодирования в многокольцевых *APSK*-созвездиях, что приводит к значительным потерям при независимом демаппинге и ухудшению вероятности битовой ошибки; повышенная вычислительная сложность демодулятора на стороне пользовательского оборудования; особенности наземных мобильных каналов (многолучевое замирание, доплеровский сдвиг, интерференция), где преимущества *APSK* по пиковому фактору мощности менее критичны благодаря использованию *DFT-s-OFDM* и линейных усилителей; а также зрелость экосистемы и аппаратной поддержки *QAM*, включая масштабируемость с *MIMO*-технологиями.

В то же время для систем 5*G Beyond* и 6*G,* особенно в сценариях миллиметрового и терагерцевого диапазонов, *Non-Terrestrial Networks* (*NTN*), интегрированного зондирования и связи (*ISAC*) и тактических радиосистем, где значительно возрастает влияние нелинейности усилителей мощности и фазового шума, гибридные созвездия *QAM* с *APSK* приобретают существенные перспективы. Они сочетают высокую спектральную эффективность внутренней *QAM*-части с повышенной устойчивостью внешних *APSK*-колец к амплитудно-фазовым искажениям. Предлагаемая в работе гибридная конструкция конфигурации 2 позволяет получить оптимальный компромисс между спектральной эффективностью и робастностью, что особенно актуально для *URLLC*- и *eMBB*-сценариев в сложных условиях канала.

В контексте 6*G* активно изучаются альтернативные формы сигналов, такие как фильтровый мультиплекс с несколькими несущими (*Filter Bank Multi-Carrier, FBMC*), квадратурная амплитудная модуляция со сдвигом (*Offset QAM, OQAM*) и *FBMC* с *QAM* (*FBCQAM*). Эти схемы обеспечивают лучшее подавление внеполосных излучений и более высокую эффектив-

ность использования спектра, особенно при асинхронной передаче данных и фрагментированном спектре. Однако они сохраняют высокие требования к *PAPR* и чувствительность к фазовому шуму.

Гибридная сигнальная конструкция *QAM* с *APSK* удачно дополняет *FBMC*/*OQAM*/*FBCQAM*: внешние *APSK*-кольца снижают влияние нелинейности усилителей, а адаптивный фазовый сдвиг θ компенсирует фазовые искажения, возникающие в фильтровых структурах. Комбинация гибридного созвездия с перспективными волновыми формами позволяет одновременно достичь требуемых для 6*G* показателей по *PAPR, EVM* и энергетической эффективности.

4. Разработка и моделирование усовершенствованной гибридной сигнальной конструкции

Настоящая статья развивает концепцию гибридной модуляции, представленную в работе [3]. Усовершенствованная схема представляет собой иерархическое сигнальное созвездие, в котором внутренняя часть (*M*/2 точек) реализуется классической квадратурной амплитудной модуляцией, а внешняя часть (*M*/2 точек) — многокольцевой амплитудно-фазовой манипуляцией с адаптивным формированием колец.

Логика формирования колец следует принципам, заложенным в стандартах 3*GPP TS* 38.211 и рекомендациях *DVB-S2X*: внутренняя *QAM*-часть гарантирует максимальную спектральную эффективность и удобство *Gray*-кодирования, а внешние *APSK*-кольца минимизируют пик-фактор мощности и повышают устойчивость к амплитудно-фазовым искажениям. Количество колец адаптивно выбирается от 1—2 (при $M \leq 32$) до 3—5 (при $M \geq 256$), а радиусы рассчитываются относительно максимальной амплитуды внутренней *QAM*-части с коэффициентом 1,15—2,8. Такой подход исключает пустые зоны между точками созвездия и сохраняет низкий *PAPR* даже при высоких порядках модуляции. Сигнальные созвездия с порядком параметра $M = 32$—256 конфигурации представлен на рис. 1.

Ключевым элементом конструкции является адаптивный фазовый сдвиг θ, который применяется ко всем точкам созвездия и вычисляется в реальном времени по оценкам отношения сигнал/шум и фазового шума, получаемым из демодуляционного опорного сигнала (*DeModulation Reference Signal, DMRS*) и опорного сигнала отслеживания фазы (*PT-RS*) в соответствии с процедурами согласно *TS* 38.214 и *TS* 38.211. Математическая модель передаваемого сигнала имеет вид:

$$s(t) = \sum_{k \in A} g(t) \cdot c_k \cdot e^{j\theta(SNR,\ PT-RS)}, \quad (1)$$

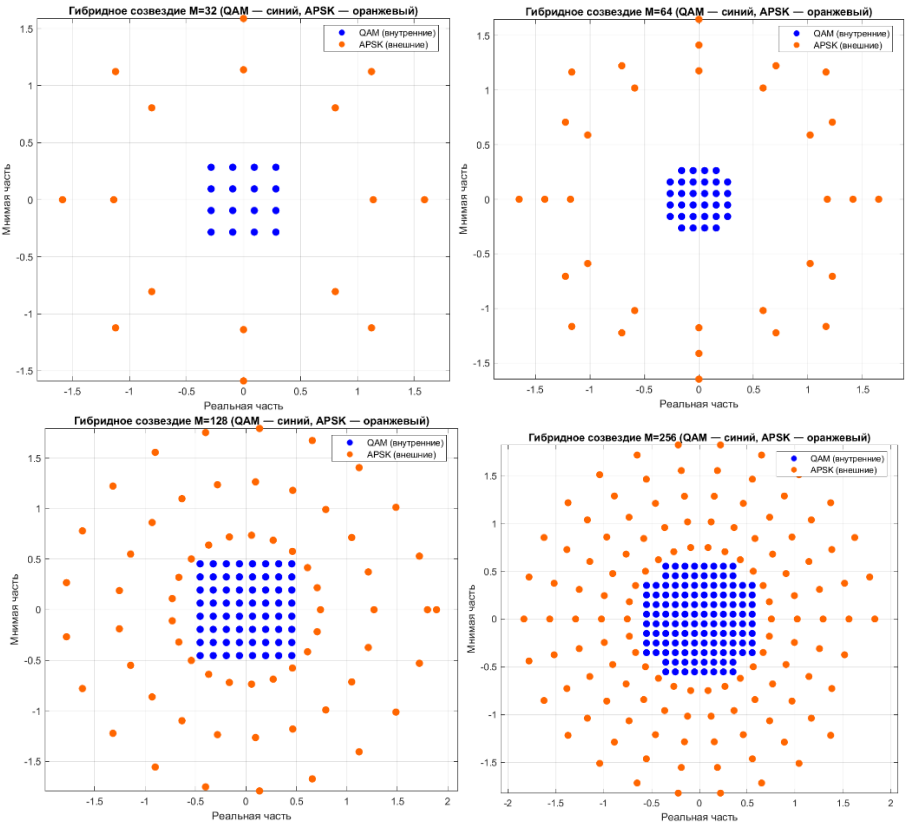


Рис. 1. Зависимость вероятности битовой ошибки (*BER*) от отношения сигнал/шум (*SNR*) для гибридных сигнальных созвездий различных порядков модуляции (канал *AWGN*).

Fig. 1. Dependence of Bit Error Probability (BER) on Signal-to-Noise Ratio (SNR) for Hybrid Signal Constellations of Different Modulation Orders (AWGN Channel)

где A — множество активных индексов, $g(t)$ — импульсная характеристика, c_k — точки гибридного созвездия.

Эффективность предложенной схемы подтверждена результатами моделирования в среде программного пакета *MATLAB*. Моделирование *BER* и *EVM* в канале *AWGN* (метод Монте-Карло, не менее 10^8 бит на точку *SNR*) демонстрирует уверенное снижение вероятности битовой ошибки с ростом *SNR* и снижение *EVM* до 5—6 % при *SNR* = 25—28 дБ (таблица 1).

Таким образом, разработанная гибридная сигнальная конструкция сохраняет полную совместимость с физическим уровнем 5*G NR*, одновременно обеспечивая требуемые для 6*G* характеристики по *PAPR*, *EVM* и энергетической эффективности в реальных условиях канала.

Таблица 1. Результаты *BER* и *EVM* для гибридных созвездий (*AWGN*, *Monte-Carlo*, $\geq 10^8$ бит на точку *SNR*).

Table 1. BER and EVM results for hybrid constellations (AWGN, Monte-Carlo, $\geq 10^8$ bits per SNR point)

Порядок *M*	***SNR*, дБ**	***BER***	***EVM*, %**	**Порядок *M***	***SNR*, дБ**	***BER***	***EVM*, %**
16	10	$1{,}61\cdot10^{-1}$	31,63	256	30	$3{,}25\cdot10^{-3}$	3,16
16	20	$1{,}62\cdot10^{-2}$	9,99	512	20	$1{,}36\cdot10^{-1}$	10,00
16	28	$6{,}30\cdot10^{-6}$	3,98	512	30	$1{,}83\cdot10^{-2}$	3,16
32	10	$1{,}55\cdot10^{-1}$	31,63	512	40	$1{,}60\cdot10^{-6}$	1,00
32	20	$2{,}71\cdot10^{-2}$	10,00	1024	20	$1{,}80\cdot10^{-1}$	10,00
32	28	$1{,}08\cdot10^{-4}$	3,98	1024	30	$4{,}02\cdot10^{-2}$	3,16
64	10	$2{,}53\cdot10^{-1}$	31,62	1024	40	$1{,}02\cdot10^{-4}$	1,00
64	20	$8{,}09\cdot10^{-2}$	10,00	2048	20	$1{,}94\cdot10^{-1}$	8,91
64	28	$9{,}61\cdot10^{-3}$	3,98	2048	30	$7{,}25\cdot10^{-2}$	2,82
128	10	$2{,}86\cdot10^{-1}$	31,61	2048	40	$2{,}88\cdot10^{-3}$	0,89
128	20	$6{,}89\cdot10^{-2}$	10,00	4096	20	$2{,}21\cdot10^{-1}$	8,91
128	30	$8{,}18\cdot10^{-4}$	3,16	4096	30	$1{,}28\cdot10^{-1}$	3,55
256	10	$3{,}35\cdot10^{-1}$	31,61	4096	40	$1{,}83\cdot10^{-2}$	0,89
256	20	$9{,}46\cdot10^{-2}$	9,99	—	—	—	—

Зависимость вероятности битовой ошибки (*BER*) от отношения сигнал/шум (*SNR*) для гибридных сигнальных созвездий различных порядков модуляции (канал *AWGN*) представлен на рис. 2.

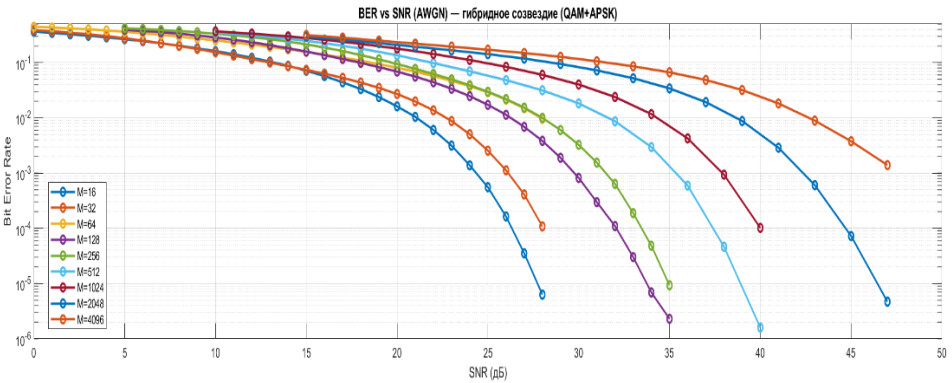


Рис. 2. Зависимость вероятности битовой ошибки (*BER*) от отношения сигнал/шум (*SNR*) для гибридных сигнальных созвездий различных порядков модуляции (канал *AWGN*).

Fig. 2. Dependence of Bit Error Probability (BER) on Signal-to-Noise Ratio (SNR) for Hybrid Signal Constellations of Different Modulation Orders (AWGN Channel)

5. Заключение

В настоящей работе предложен и экспериментально обоснован комплексный подход к формированию сигнально-кодовых конструкций для систем мобильной радиосвязи шестого поколения на основе гибридной мо-

дуляционной схемы [3]. Разработанная иерархическая конструкция, сочетающая квадратурную амплитудную модуляцию во внутренней области созвездия и многокольцевую амплитудно-фазовую манипуляцию во внешней, позволяет одновременно обеспечить высокую спектральную эффективность и повышенную устойчивость к фазовым шумам, расстройке несущей частоты, а также нелинейным искажениям усилителей мощности.

Предложенная гибридная схема сохраняет полную совместимость с процедурами физического уровня 5*G NR* согласно *TS* 38.211—38.215 и одновременно открывает перспективы для дальнейшего совершенствования в системах 6*G*, особенно в сценариях *eMBB, URLLC, NTN* и *ISAC*. По сравнению с традиционными модуляционными схемами она обеспечивает лучший баланс спектральной эффективности, энергетической эффективности и устойчивости к реальным условиям канала, включая многолучевое замирание, фазовый шум и нелинейность усилителей мощности.

Таким образом, результаты работы подтверждают научную новизну и практическую значимость разработанной сигнально-кодовой конструкции. Полученные данные могут быть использованы при проектировании перспективных систем мобильной связи следующего поколения, а также при модернизации существующих сетей 5*G NR* и 6*G SNS*.

Дальнейшие исследования предусматривают проведение полноценного имитационного моделирования на уровне линии связи с учетом *LDPC*- и полярных кодов, вероятностного формирования и различных каналов с тапами задержки, а также экспериментальную апробацию предложенной схемы на аппаратно-программных платформах и оценку ее влияния на общую пропускную способность и энергопотребление системы. Реализация данных направлений позволит завершить формирование целостной сигнально-кодовой конструкции, полностью соответствующей требованиям *IMT*-2030.

Список литературы

1. Tong W., Zhu P., Eds. 6G : The Next Horizon : From Connected People and Things to Connected Intelligence. Cambridge University Press, 2021. 490 p.
2. Zhang Z. et al. 6G wireless networks : Vision, requirements, architecture, and key technologies // IEEE Vehicular Technology Magazine. 2019. Vol. 14, no. 3, P. 28–41.
3. Гаспарян Р. Р., Савочкин А. А. Метод формирования модуляционной схемы сигнально-кодовых конструкций для систем мобильной радиосвязи следующих поколений // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2025. Т. 8, № 6. С. 913—929.
4. Xu J., Yuan, Y. Channel Coding in 5G New Radio. CRC Press, 2022. 330 p.
5. Lin X. et al. Fundamentals of 6G Communications and Networking (Signals and Communication Technology). CRC Press, 2024. 773 p.

Информация об авторах

Гаспарян Роман Романович, аспирант кафедры «Радиоэлектроника и телекоммуникации» Севастопольского государственного университета, г. Севастополь, Российская Федерация.

Савочкин Александр Анатольевич, кандидат технических наук, профессор кафедры «Радиоэлектроника и телекоммуникации» Севастопольского государственного университета, г. Севастополь, Российская Федерация.

Hybrid Signal-Code Design Based on QAM and APSK with Adaptive Phase Shift on Reference Signals for Next-Generation Mobile Radio Systems

R. R. Gasparyan and A. A. Savochkin

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

savochkin@sevsu.ru

Received: May 20, 2026
Peer-reviewed: May 27, 2026
Accepted: May 27, 2026

Abstract: *An integrated approach to the development of signal-code structures for sixth-generation mobile communication systems is presented on the basis of the hybrid modulation scheme of quadrature amplitude modulation and amplitude-phase keying proposed. The features of adaptation of the parameters of the hierarchical signal constellation are considered (the inner rings are implemented on the basis of quadrature amplitude modulation, the outer rings are implemented on the basis of amplitude-phase keying) according to the channel estimates from the reference signals of the 5G NR (demodulation reference signal, phase tracking reference signal, reference signal of channel state information). A comparative analysis of the 3GPP TS 36.211—36.214 (LTE) and TS 38.211—38.215 (NR) specifications was carried out, which showed the advantages of NR in terms of numerology, bandwidth part, peak power factor reduction, and ray control. A method of dynamic phase shift by angle θ depending on the instantaneous signal-to-noise ratio and phase noise is proposed. Simulation results in the MATLAB software environment confirm reduction in peak power factor compared to amplitude-phase keying, an improvement in the probability of bit error and the probability of block error in channels (EPA, EVA, ETU), and an increase in energy efficiency. The design provides an optimal balance of spectral efficiency, non-linear distortion immunity, and ultra-low latency, which is especially important for advanced mobile broadband (eMBB), ultra-reliable low-latency communications (URLLC), and integrated sensing and communications scenarios in next-generation systems.*

Keywords: *mobile, 6G, hybrid modulation, QAM, APSK, signal constellation, PAPR, EVM, 5G NR reference signals, adaptive phase shift, channel coding.*

For citation (IEEE): R. R. Gasparyan and A. A. Savochkin, “Hybrid Signal-Code Design Based on QAM and APSK with Adaptive Phase Shift on Reference Signals for Next-Generation Mobile Radio Systems,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 9, no. 5, pp. 942–957, 2026, doi: 10.21227/3zjx-sy35. (In Russ.).

References

[1] W. Tong and P. Zhu, Eds., *6G: The Next Horizon: From Connected People and Things to Connected Intelligence*, Cambridge University Press, 2021.
[2] Z. Zhang, [et al.], "6G wireless networks: Vision, requirements, architecture, and key technologies," *IEEE Vehicular Technology Magazine*, vol. 14, no. 3, pp. 28–41, 2019.
[3] R. R. Gasparyan and A. A. Savochkin "Method of forming a modulation scheme of signal-code constructions for mobile radio communication systems of the following generations," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 8, no 6, pp. 913–929, 2025. (In Russ.).
[4] J. Xu, *Channel Coding in 5G New Radio*, CRC Press., 2022.
[5] X. Lin, J. Zhang, Y. Liu, and J. Kim, *Fundamentals of 6G Communications and Networking* (*Signals and Communication Technology*), CRC Press., 2024.

Information about the authors

Roman R. Gasparyan, graduate student, Department Radioelectronics and Telecommunications, Sevastopol State University, Sevastopol, Russian Federation.

Alexander A. Savochkin, Candidate of Technical Sciences, Professor of the Department Radioelectronics and Telecommunications, Sevastopol State University, Sevastopol, Russian Federation.

Infocommunications and Radio Technologies, vol. 9, no. 5, pp. 958–969, 2026.
Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2026. Т. 9, № 5. С. 958—969.
ISSN: 2587-9936
DOI: 10.21227/s2tp-9b65

УДК 621.391.164

Автоматическое формирование базы пар изображений одной сцены при различных погодных условиях для задач компьютерного зрения

Иванов В. А., Михайлюк Ю. П., Начаров Д. В.

Севастопольский государственный университет
ул. Университетская, 33, г. Севастополь, 299053, Российская Федерация

ypmikhaylyuk@mail.sevsu.ru

Получено: 20 мая 2026 г.
Отрецензировано: 27 мая 2026 г.
Принято к публикации: 27 мая 2026 г.

Аннотация: *В статье рассматривается задача автоматического формирования базы изображений, содержащей пары кадров одной и той же сцены, полученных при различных погодных условиях. Основное внимание уделяется автоматическому поиску и отбору изображений, различающихся наличием или отсутствием дождя, при максимальном совпадении содержимого сцены. Актуальность исследования обусловлена необходимостью создания качественных датасетов для обучения и тестирования алгоритмов компьютерного зрения, используемых в системах интеллектуального видеонаблюдения, беспилотного транспорта, анализа городской инфраструктуры и метеорологического мониторинга. Предложен алгоритм обработки видеопотока с камер наблюдения, основанный на последовательной фильтрации кадров по критериям наличия движения, качества изображения, временной близости и погодных различий. В работе описаны методы удаления статичного фона, оценки качества изображений и классификации погодных условий с применением сверточных нейронных сетей. Реализация выполнена с использованием библиотек OpenCV и PyTorch. Разработанный подход позволяет существенно сократить трудозатраты на формирование датасетов и повысить объективность отбора изображений. Полученные результаты подтверждают возможность автоматического формирования репрезентативной базы пар изображений с высокой степенью совпадения сцен.*

Ключевые слова: *телевидение, видеонаблюдение, обработка сигналов, обработка изображений, телекоммуникации, искусственные нейронные сети, дождь.*

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Иванов В. А., Михайлюк Ю. П., Начаров Д. В. Автоматическое формирование базы пар изображений одной сцены при различных погодных условиях для задач компьютерного зрения // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2026. Т. 9, № 5. С. 958—969.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Иванов, В. А. Автоматическое формирование базы пар изображений одной сцены при различных погодных условиях для задач компьютерного зрения / В. А. Иванов, Ю. П. Михайлюк, Д. В. Начаров // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2026. — Т. 9, № 5. — С. 958—969.

1. Введение

Современные системы компьютерного зрения все шире применяются в различных областях науки и техники. Интеллектуальные системы видеонаблюдения, беспилотные транспортные средства, робототехнические комплексы и системы мониторинга городской инфраструктуры в значительной степени зависят от устойчивости алгоритмов обработки изображений к изменяющимся внешним условиям. Одним из наиболее существенных факторов, влияющих на качество работы таких систем, являются погодные условия.

Дождь, снег, туман и другие атмосферные явления изменяют визуальные характеристики сцены, ухудшают видимость объектов, увеличивают уровень шумов и создают дополнительные артефакты на изображении. В результате эффективность алгоритмов обнаружения объектов, сегментации сцен и распознавания образов может существенно снижаться. Особенно критично это для систем, функционирующих в режиме реального времени, например, для беспилотного транспорта или интеллектуальных транспортных систем.

Для повышения устойчивости алгоритмов компьютерного зрения необходимы специализированные наборы данных, содержащие изображения одних и тех же сцен в различных погодных условиях. Наличие подобных датасетов позволяет:

— обучать нейросетевые модели устойчивости к погодным изменениям;

— тестировать алгоритмы обнаружения объектов;

— оценивать качество методов восстановления изображений;

— исследовать влияние атмосферных явлений на системы компьютерного зрения;

— создавать модели автоматического распознавания погодных условий.

Однако формирование подобных наборов данных представляет собой сложную задачу. В большинстве существующих датасетов изображения существенно различаются не только погодой, но и содержимым сцены, ракурсом камеры, освещением и положением объектов. Это затрудняет объективную оценку влияния погодных факторов на алгоритмы обработки изображений.

Наиболее полезными являются датасеты, содержащие пары изображений одной и той же сцены, различающиеся исключительно погодными условиями. Формирование таких наборов вручную требует значительных временных затрат и участия экспертов. Необходимо анализировать большие объемы видеоданных, отбирать кадры с одинаковым ракурсом и исключать изображения с движущимися объектами или изменениями сцены.

В связи с этим возникает необходимость разработки автоматических методов формирования баз изображений. Наиболее перспективным источником данных являются камеры видеонаблюдения, непрерывно фиксирующие одну и ту же сцену в течение длительного времени. Использование таких видеопотоков позволяет получать изображения при различных погодных условиях без изменения положения камеры.

Целью настоящей работы является разработка алгоритма и программной системы автоматического формирования базы пар изображений одной сцены, различающихся наличием дождя.

2. Постановка задачи

Пусть имеется видеопоток

$$V = \{F_1, F_2, \dots, F_n\},$$

где F_i — кадр видеопотока;

n — общее количество кадров.

Требуется сформировать множество P пар изображений

$$P = \{(F_i, F_j)\},$$

где i, j — индексы кадров видеопотока, удовлетворяющих следующим условиям:

1) кадры содержат одну и ту же сцену;
2) между кадрами отсутствуют значительные изменения объектов;
3) один кадр содержит дождь, другой — нет;
4) оба изображения обладают достаточным качеством.

Формально задача может быть представлена следующим образом:

$$Sim(F_i, F_j) > T_s;$$
$$Weather(F_i) \neq Weather(F_j);$$
$$Quality(F_i) > T_q;$$
$$Quality(F_j) > T_q,$$

где: $Sim(F_i, F_j)$ — мера сходства сцен;

$Weather(F_i)$ — функция определения погодного состояния;

$Quality(F_i)$ — функция оценки качества изображения;

T_s, T_q — пороговые значения мер сходства и качества, соответственно.

3. Алгоритм работы программной системы

Разрабатываемая система включает несколько взаимосвязанных модулей, обеспечивающих последовательную обработку видеоданных.

Общая структура системы включает:

1) модуль чтения видеопотока;
2) модуль покадрового анализа;
3) модуль детекции движения;
4) модуль оценки качества изображений;
5) модуль классификации погодных условий;
6) модуль сопоставления сцен;
7) модуль формирования базы изображений.

Алгоритм работы системы показан на рисунке 1.

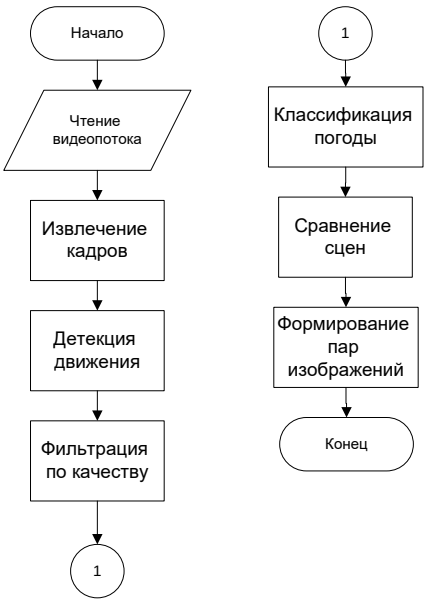


Рис. 1. Алгоритм работы системы.

Fig. 1. Algorithm of the system operation

Основной задачей системы является исключение кадров, содержащих существенные изменения сцены. Это позволяет обеспечить максимальную схожесть изображений внутри пары.

Обработка видеопотока осуществляется последовательно для каждого кадра. На первом этапе выполняется анализ наличия движения. Кадры, содержащие движущиеся объекты, исключаются из дальнейшей обра-

ботки. Затем выполняется оценка качества изображения и определение погодных условий.

После фильтрации система выполняет поиск кадров со схожими сценами, но различными погодными условиями.

Псевдокод алгоритма работы программной системы представлен ниже.

```
Начало

Ввод видеопотока

Цикл по всем кадрам:

   если номер кадра меньше количества кадров

      Выполнить детекцию движения

        если в кадре обнаружено движение

            удалить кадр

        иначе

            выполнить оценку качества

            если кадр качественный

                определить погодные условия

                цикл по соседним кадрам

                    если сцены совпадают

                        если погодные условия различаются

                            записать пару кадров
                            в базу изображений

Конец
```

Одной из ключевых задач является исключение кадров с движущимися объектами. Наличие автомобилей, людей или смещения камеры приводит к ухудшению качества итогового датасета.

Для решения данной задачи применяется метод вычитания фона. Основная идея заключается в сравнении текущего кадра с моделью статичного фона.

Разность между кадром и фоном определяется выражением:

$$D(x, y) = | I_t(x, y) - B(x, y) |,$$

где $I_t(x, y)$ — текущий кадр;
$B(x, y)$ — модель фона;
$D(x, y)$ — карта различий.

Если количество изменившихся пикселей превышает заданный порог T_m

$$\sum D(x, y) > T_m$$

кадр считается содержащим движение.

В работе используется алгоритм *MOG*2 [1], реализованный в библиотеке *OpenCV* [2]. Алгоритм основан на представлении фона в виде смеси K компонент, имеющих гауссово распределение. Вероятность того, что в момент времени t пиксель имеет значение X_t, вычисляется как

$$P(X_t) = \sum_{i=1}^{K} \omega_i \, \eta\big(X_t \mid \mu_{i,t}, \Sigma_{i,t}\big),$$

где η — нормальное распределение;
ω_i — вес компоненты;
$\mu_{i,t}$ — среднее значение компоненты;
$\Sigma_{i,t}$ — ковариационная матрица.

Данный подход обеспечивает устойчивость к плавным изменениям освещения и погодных условий.

После удаления кадров с движением выполняется оценка качества изображений. Наличие шума, размытия или артефактов компрессии способно негативно повлиять на качество формируемого датасета и снизить эффективность обучения нейросетевых моделей.

Для оценки резкости изображения Q_{sharp} используется дисперсия Var лапласиана

$$Q_{sharp} = Var(\nabla^2 I),$$

где $\nabla^2 I$ — оператор Лапласа.

Если значение резкости ниже установленного порога T_{sharp}

$$Q_{sharp} < T_{sharp},$$

изображение считается размытым.

Дополнительно выполняется оценка уровня шума

$$Q_{noise} = \frac{1}{MN} \sum \mid I - G(I) \mid,$$

где $G(I)$ — сглаженное изображение;
M, N — размеры изображения.

Также анализируются:

— яркость изображения;

— контраст;

— наличие «пересветов»;

— степень *JPEG*-компрессии.

Кадры, не удовлетворяющие требованиям качества, исключаются из дальнейшего анализа.

После фильтрации изображений выполняется выявление наличия дождя. Для решения данной задачи используется сверточная нейронная сеть, построенная с применением подхода трансферного обучения (*transfer learning*) на основе архитектуры *VGG*-16 [3].

Сверточные сети демонстрируют высокую эффективность при анализе визуальных признаков, характерных для дождя:

— вертикальных продольных паттернов, соответствующих движущимся каплям дождя;

— снижения контраста;

— бликов;

— отражений;

— изменения текстуры сцены.

Архитектура используемой нейросети показана на рисунке 2.

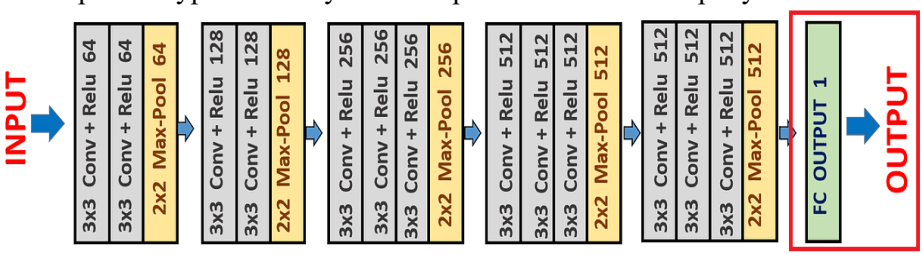


Рис. 2. Архитектура используемой нейросети.

Fig. 2. Architecture of the neural network used

Для классификации в последнем слое нейросети используется функция *softmax*

$$P(y_i) = \frac{e^{z_i}}{\sum_{j=1}^{n} e^{z_j}},$$

где y_i — обозначение i-го класса задачи классификации;

$P(y_i)$ — вероятность отнесения входного объекта к классу y_i;

z_i — отклик i-го нейрона выходного слоя;

n — количество нейронов выходного слоя.

После определения погодных условий система выполняет поиск кадров с максимально схожими сценами. Для оценки степени сходства используется индекс структурного сходства *SSIM* [4]

$$SSIM(x,y) = \frac{(2\mu_x\mu_y + c_1)(2\sigma_{xy} + c_2)}{(\mu_x^2 + \mu_y^2 + c_1)(\sigma_x^2 + \sigma_y^2 + c_2)},$$

где μ_x, μ_y— средние значения яркости;

σ_x^2, σ_y^2— дисперсии;

σ_{xy}— ковариация.

Пара кадров считается подходящей, если

$$SSIM(F_i, F_j) > 0{,}9$$

и одновременно

$$Weather(F_i) \neq Weather(F_j).$$

Использование *SSIM* позволяет учитывать не только попиксельные различия, но и структурные особенности изображения.

4. Программная реализация и экспериментальные результаты

Программная реализация системы выполнена на языке *Python*. Выбор данного языка обусловлен широким набором библиотек для компьютерного зрения и машинного обучения.

Основными используемыми инструментами являются:

— *OpenCV* — обработка изображений и работа с видеопотоками;

— *PyTorch* — реализация нейросетевых моделей [5];

— *NumPy* — матричные вычисления;

— *Scikit-image* — вычисление *SSIM* [6].

Пример кода детекции движения представлен ниже.

```
fgbg = cv2.createBackgroundSubtractorMOG2()

fgmask = fgbg.apply(frame)

motion = np.sum(fgmask > 0)

if motion > threshold:
    continue
```

Пример кода проверки резкости изображения представлен ниже.

```
def sharpness(image):
    gray = cv2.cvtColor(image, cv2.COLOR_BGR2GRAY)
    return cv2.Laplacian(gray, cv2.CV_64F).var()
```

Для тестирования системы использовались видеопотоки городских камер видеонаблюдения общей продолжительностью более 120 часов.

Исходный объем данных составил:

— более 12 миллионов кадров;
— разрешение *Full HD*;
— различные погодные условия;
— дневное и ночное время съемки.

После выполнения фильтрации получены следующие результаты:

— удалено 78 % кадров с движением;
— исключено 11 % кадров низкого качества;
— сформировано более 35 тысяч пар изображений.

Среднее значение структурного сходства составило

$$SSIM_{avg} = 0{,}93.$$

Точность классификации дождя достигла

$$Accuracy = 96{,}4\ \%.$$

Полученные результаты подтверждают высокую эффективность предложенного подхода.

Проведенные эксперименты показали, что использование автоматической обработки видеопотока позволяет существенно сократить трудозатраты на создание датасетов.

К основным преимуществам предложенного метода относятся:

— высокая степень автоматизации;
— объективность отбора изображений;
— масштабируемость;
— возможность непрерывного пополнения базы данных;
— адаптация к различным типам камер.

Особенно важно, что система позволяет формировать пары изображений с минимальными различиями сцены. Это значительно повышает ценность датасета для задач анализа влияния погодных условий.

Тем не менее существуют определенные ограничения. На точность работы системы могут влиять:

— резкие изменения освещения;
— вибрации камеры;
— ночная съемка;
— сильные осадки;
— низкое качество видеопотока.

Дополнительной задачей является оптимизация вычислительной сложности системы при обработке больших объемов данных.

5. Заключение

В работе предложен алгоритм автоматического формирования базы пар изображений одной сцены при различных погодных условиях. Разработанная система выполняет анализ видеопотока, фильтрацию кадров по наличию движения, оценку качества изображений и классификацию погодных условий.

Использование методов компьютерного зрения и глубокого обучения позволяет автоматически формировать репрезентативные датасеты с высокой степенью совпадения сцен. Полученные результаты демонстрируют высокую эффективность предложенного подхода и подтверждают перспективность его применения в задачах интеллектуального видеонаблюдения, анализа погодных условий и обучения нейросетевых моделей.

Перспективным направлением развития является расширение системы для работы с другими погодными явлениями:

— снегом;
— туманом;
— градом;
— пылевыми бурями.

Дополнительно возможно использование современных архитектур *Vision Transformer* и мультимодальных моделей.

Важным направлением является интеграция системы с облачными платформами и распределенными вычислительными системами, что позволит обрабатывать видеопотоки в реальном времени.

Список литературы

1. Zivkovic Z. Improved adaptive Gaussian mixture model for background subtraction // International Conference on Pattern Recognition (ICPR). 2004. P. 28–31.
2. OpenCV : официальный сайт. URL: https://opencv.org/ (дата обращения: 02.05.2026).
3. Иванов В. А. Михайлюк Ю. П., Начаров Д. В. Обнаружение дождя по телевизионным изображениям с применением искусственной нейронной сети // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2025. Т. 8, № 6. С. 930—944.
4. Wang Z., Bovik A. Image quality assessment : from error visibility to structural similarity // IEEE Transactions on Image Processing. 2004. Vol. 13, no. 4. P. 600–612.
5. PyTorch : официальный сайт. URL: https://pytorch.org/ (дата обращения: 05.05.2026).
6. Scikit-image : документация. URL: https://scikit-image.org/ (дата обращения: 08.05.2026).

Информация об авторах

Иванов Владислав Алексеевич, аспирант кафедры «Радиоэлектроника и телекоммуникации» Севастопольского государственного университета, г. Севастополь, Российская Федерация.

Михайлюк Юрий Петрович, кандидат технических наук, доцент, доцент кафедры «Радиоэлектроника и телекоммуникации» Севастопольского государственного университета, г. Севастополь, Российская Федерация.

Начаров Денис Владимирович, кандидат технических наук, доцент, доцент кафедры «Радиоэлектроника и телекоммуникации» Севастопольского государственного университета, г. Севастополь, Российская Федерация.

Automatic Generation of a Dataset of Image Pairs of the Same Scene under Different Weather Conditions for Computer Vision Tasks

V. A. Ivanov, Yu. P. Mickhayluck, and D. V. Nacharov

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

ypmikhaylyuk@mail.sevsu.ru

Received: May 20, 2026
Peer-reviewed: May 27, 2026
Accepted: May 27, 2026

Abstract: *The article addresses the problem of automatic generation of an image database containing pairs of frames of the same scene captured under different weather conditions. The main focus is on automatic search and selection of images differing in the presence or absence of rain while maximizing the similarity of scene content. The relevance of the study stems from the need to create high-quality datasets for training and testing computer vision algorithms used in intelligent video surveillance systems, autonomous vehicles, urban infrastructure analysis, and meteorological monitoring. An algorithm for processing video streams from surveillance cameras is proposed, based on sequential frame filtering according to criteria such as motion presence, image quality, temporal proximity, and weather differences. The paper describes methods for static background removal, image quality assessment, and weather condition classification using convolutional neural networks. The implementation leverages the OpenCV and PyTorch libraries. The developed approach significantly reduces the labor costs associated with dataset creation and improves the objectivity of image selection. The obtained results confirm the feasibility of automatic formation of a representative database of image pairs with a high degree of scene alignment.*

Keywords: *television, video surveillance, signal processing, image processing, telecommunications, artificial neural networks, rain.*

For citation (IEEE): V. A. Ivanov, Yu. P. Mickhayluck, and D. V. Nacharov, “Automatic generation of a dataset of image pairs of the same scene under different weather condi-tions for computer vision tasks,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 9, no. 5, pp. 958–969, 2026, doi: 10.21227/s2tp-9b65. (In Russ.).

References

[1] Z. Zivkovic, “Improved adaptive Gaussian mixture model for background subtraction,” in *International Conference on Pattern Recognition* (*ICPR*), pp. 28–31, 2004.
[2] OpenCV: official website. URL: https://opencv.org/ (accessed: 02.05.2026).

[3] V. A. Ivanov, Yu. P. Mikhailyuk, and D. V. Nacharov, “Rain detection from television images using an artificial neural network,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 8, no. 6, pp. 930–944, 2025.
[4] Z. Wang and A. Bovik, “Image quality assessment: from error visibility to structural similarity,” *IEEE Transactions on Image Processing*, vol. 13, no. 4, pp. 600–612, 2004.
[5] PyTorch: official website. URL: https://pytorch.org/ (accessed: 05.05.2026).
[6] Scikit-image: documentation. URL: https://scikit-image.org/ (accessed: 08.05.2026).

Information about the authors

Vladislav A. Ivanov, Postgraduate student, “Radio engineering and telecommunications” Department, Sevastopol State University, Sevastopol, Russian Federation.

Yuri P. Mickhayluck, Candidate of Technical Sciences, Docent, Associate Professor of the “Radio engineering and telecommunications” Department, Sevastopol State University, Sevastopol, Russian Federation.

Denis V. Nacharov, Candidate of Technical Sciences, Docent, Associate Professor of the “Radio engineering and telecommunications” Department, Sevastopol State University, Sevastopol, Russian Federation.

Infocommunications and Radio Technologies, vol. 9, no. 5, pp. 970–980, 2026.
Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2026. Т. 9, № 5. С. 970—980.
ISSN: 2587-9936
DOI: 10.21227/hk04-1b51

УДК 621.373

Когерентные и хаотические колебания в системе связанных автогенераторов

Новиков С. С., Костерова В. С., Морозов Е. С.

Национальный исследовательский Томский государственный университет
пр. Ленина 36, г. Томск, 634050, Российская Федерация

nss@mail.tsu.ru, vsk727@yandex.ru

Получено: 20 мая 2026 г.
Отрецензировано: 27 мая 2026 г.
Принято к публикации: 27 мая 2026 г.

Аннотация: *В работе исследуются условия разрушения когерентных колебаний в системе связанных автогенераторов при переходе к динамическому хаосу. Проведен сравнительный анализ спектральных и временных характеристик, полученных в натурном и численном экспериментах для системы двух транзисторных автогенераторов; численное исследование выполнено на модели, построенной на платформе Multisim. Показано, что численная модель системы связанных автогенераторов адекватно описывает когерентную и хаотическую динамику. Подтверждена состоятельность условий разрушения когерентности при переходе к динамическому хаосу. Отмечается, что влияние управляющих параметров на устойчивость синхронных режимов обладает селективностью. Ширина спектра в режиме развитой хаотической динамики занимает несколько октав.*

Ключевые слова: *неустойчивость, резонансная связь, синхронные колебания, динамический хаос.*

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Новиков С. С., Костерова В. С., Морозов Е. С. Когерентные и хаотические колебания в системе связанных автогенераторов // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2026. Т. 9, № 5. С. 970—980.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Новиков, С. С. Когерентные и хаотические колебания в системе связанных автогенераторов / С. С. Новиков, В. С. Костерова, Е. С. Морозов // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2026. — Т. 9, № 5. — С. 970—980.

1. Введение

Системы многих взаимосвязанных автогенераторов относятся к классу систем со многими степенями свободы. В зависимости от модели активных элементов автогенераторов, типа их резонансных структур, а

также от параметров взаимной связи в таких системах могут существовать различные типы колебаний [1—5]: от обычных когерентных с той или иной фазировкой, до нетрадиционных хаотических движений. Изучению этих вопросов посвящалось в разное время значительное число исследований, инициированных возможностями практического применения указанных свойств [6—8].

В настоящей работе рассмотрена система двух автогенераторов с резонансной связью, имеющая три степени свободы. Как показывает опыт [5, 9], в такой системе действительно могут существовать разнообразные режимы колебаний: синфазные, противофазные, сложные квазипериодические, возникающие, например, в случае устойчивости нескольких типов колебаний-мод, а также хаотические. Данная система отличается значительным набором управляющих параметров и различными особенностями перехода к динамическому хаосу.

Проведенные ранее численные исследования [9, 10] однозначно указывают на то, что хаотическая динамика в системе связанных автогенераторов происходит за счет подавления устойчивости всех возможных синхронных колебаний. В настоящей работе теоретически и экспериментально рассматриваются условия разрушения когерентности при переходе к динамическому хаосу. В работе также представлены результаты численного моделирования колебательных процессов в системе транзисторных автогенераторов; проводится их сопоставление со спектральными и временными характеристиками натурного эксперимента.

2. Синхронные режимы в системе связанных автогенераторов

Схема рассматриваемой системы двух связанных автогенераторов показана на рис. 1. Автогенераторы собраны по емкостной трехточечной схеме. Основными параметрами, задающими частоту, являются индуктивности L_1 (L_2) и емкости C_1, C_2. (C_3, C_4). Возбуждение генераторов обеспечивается соотношением емкостей положительной обратной связи — C_1-C_2 и C_3-C_4. В эмиттерные цепи транзисторов введены сопротивления отрицательной обратной связи $R_э$, обеспечивающие регулировку усилительных свойств транзисторов. Автономные частоты автогенераторов в экспериментах были близкими или (в численном эксперименте) поддерживались одинаковыми.

Автогенераторы связаны друг с другом и с общей нагрузкой $R_н$ резонансными контурами $R_{св1}$, $C_{св1}$, $L_{св1}$ и $R_{св2}$, $C_{св2}$, $L_{св2}$; четырехполюсник связи выделен пунктирной линией. Симметричное включение нагрузки позволяет вывести сигнал, равный сумме напряжений, вырабатываемых

автогенераторами. Наблюдение этого сигнала позволяет в процессе настроек идентифицировать генерируемые системой синфазные, противофазные или другие типы синхронных режимов.

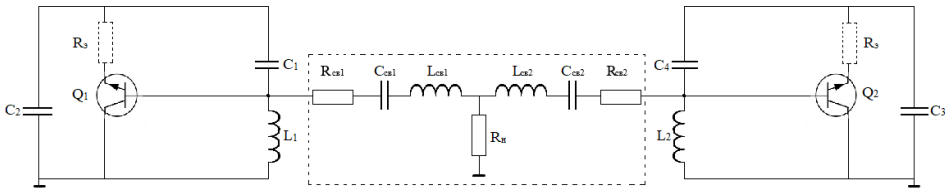


Рис. 1. Схема системы связанных автогенераторов.

Fig. 1. Diagram of a system of connected self-oscillators

Анализируемая система связанных автогенераторов может генерировать три типа синхронных колебания (базовых мод): один синфазный и два противофазных [9]. Оценки частот этих мод легко вычисляются из условия симметрии схемы. Синфазная мода, при которой сигналы генераторов суммируются в общей нагрузке, считается основной. Частота этой моды практически равна собственной частоте автогенераторов. Частоты противофазных мод лежат на частотной оси ниже и выше частот синфазной моды.

3. Условия разрушения когерентности

Разрушение когерентности колебаний и переход к режиму динамического хаоса возможен при условии одновременной неустойчивости всех перечисленных видов синхронных колебаний [4]. Остановимся кратко на этих условиях.

В работах [4, 9] были сформулированы условия разрушения когерентности. Первое из них, необходимое, описывается неравенством

$$C_{12} = \frac{L_{\text{св}}}{R_{\text{св}}^{\ 2}} > C_{\text{кс}} \qquad (1)$$

Критерий (1), по существу, является условием неустойчивости синфазного типа колебаний.

Параметр C_{12} определяет крутизну мнимой части проводимости $y_{12}(j\omega)$ четырехполюсника связи, то есть описывает частотные свойства связи. $C_{\text{кс}}$ — аналогичный параметр, описывающий частотные свойства колебательных систем автогенераторов. Критерий (1) управляется параметрами $L_{\text{св}}$ и $R_{\text{св}}$: при заданном $L_{\text{св}}$ порог неустойчивости регулируется сопротивлением резонансных контуров связи $R_{\text{св}}$. В эксперименте это позволяет регулировать глубину неравенства, то есть степень неустойчивости синфазных колебаний.

Второе (достаточное) условие разрушения когерентности обуславливает неустойчивость противофазных типов колебаний. Данное условие реализуется при высокой перенапряженности режима работы активных элементов — транзисторов. Действительно, при работе транзисторов автогенераторов в сильном перенапряженном режиме профиль их колебательной характеристики вблизи стационарного состояния имеет большой отрицательный наклон. Это приводит к неустойчивости колебаний автогенераторов типа бифуркаций удвоения периода [11]. В рассматриваемой схеме перенапряженный режим работы транзисторов задается путем уменьшения отрицательной обратной связи по току, то есть уменьшением сопротивления $R_э$.

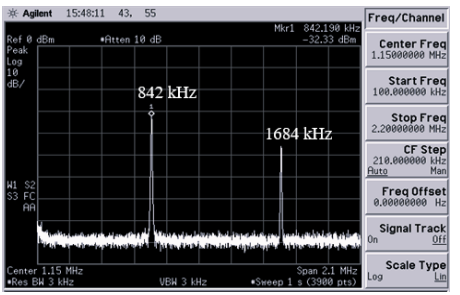
4. Результаты исследования

В рамках изучения колебательных процессов системы автогенераторов были проведены как экспериментальные, так и численные исследования. Экспериментальная и численная модели полностью соответствовали схеме на рис. 1. Обе модели построены на транзисторах типа 2*N*2222*A*.

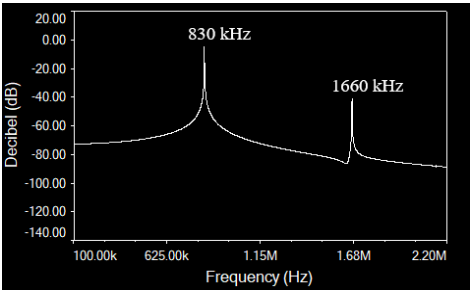
Для исследования форм колебаний системы использовался многоканальный цифровой осциллограф типа *GDS*-73504*A*. Анализ спектральных характеристик проводился с помощью анализатора спектров типа *E*4405*B*. Численное моделирование процессов перехода к хаосу выполнялось на платформе *Multisim* с использованием предлагаемых виртуальных измерительных приборов.

Основным синхронным режимом, как было сказано, является режим синфазных колебаний. Данный режим безусловно устойчив при низких резонансных свойствах связи. Порог устойчивости, определяемый критерием (1), зависит от усилительных свойств транзисторов, управляемых резисторами $R_э$. Так, при $R_э \geq 10$ Ом пороговое значение лежит в районе $R_э \geq 10$—15 Ом. На рис. 2а и рис. 2б приведены спектры колебаний автогенераторов для устойчивого синфазного режима. Для случая одинаковых и не расстроенных по частоте автогенераторов частота синхронных колебаний численной модели строго равна частотам автогенераторов (830 кГц). Это значение близко к расчетной оценке частот резонансных контуров автогенераторов и частоте экспериментальной схемы (842 кГц). В спектрах представлены также вторые гармоники колебаний генераторов, их уровень примерно на 30 дБ ниже уровня основных гармоник.

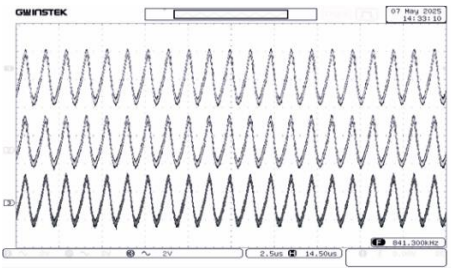
На рис. 2в и рис. 2г приведены осциллограммы синфазных мод автогенераторов натурного и численного экспериментов. Можно видеть, что колебания автогенераторов (две верхние осциллограммы на рис. 2в и на рис. 2г) и на общей нагрузке (нижние осциллограммы) происходят в фазе.



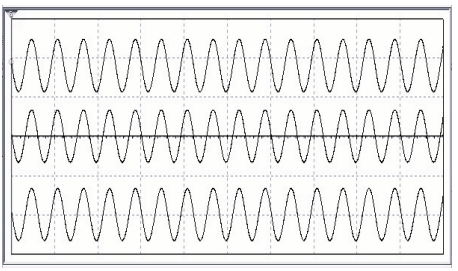
а)



б)



в)



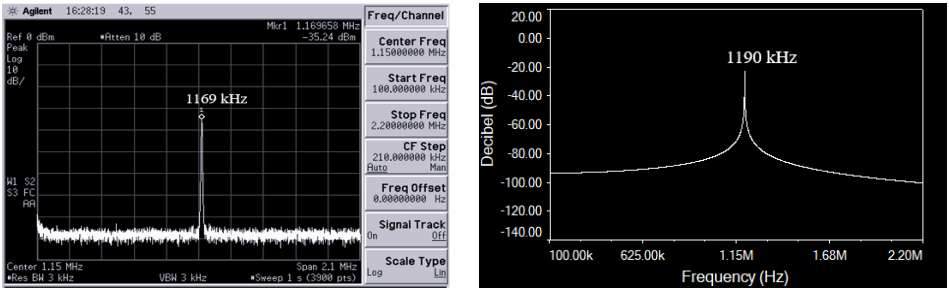
г)

Рис. 2. Спектры колебаний а), б) и осциллограммы в), г) автогенераторов в синфазном режиме: а), в) — натурный эксперимент; б), г) — численное моделирование.

Fig. 2. Spectra of oscillations а), б) and oscillograms в), г) of self-oscillators in the in-phase mode: а), в) – experiment; б), г) – numerical simulation

При переходе порога (1) синфазные колебания теряют устойчивость и происходит переход к одному из противофазных режимов. В этих режимах колебания генераторов на общей нагрузке вычитаются до уровня ниже –40 дБ. Характерно, что вблизи границы устойчивости ($R_{св} \approx 9$ Ом) указанный переход занимает длительное время: порядка нескольких десятков тысяч периодов, и сопровождается биениями. Такое поведение системы непосредственно наблюдается в численном эксперименте. На рис. 3 приведены спектры колебаний верхней противофазной моды в натурном и численном экспериментах; частоты колебаний здесь равны соответственно 1169 кГц и 1190 кГц. Осциллограммы этого режима подобны осциллограммам на рис. 2 и отличаются противофазностью колебаний генераторов и низким уровнем сигнала на общей нагрузке.

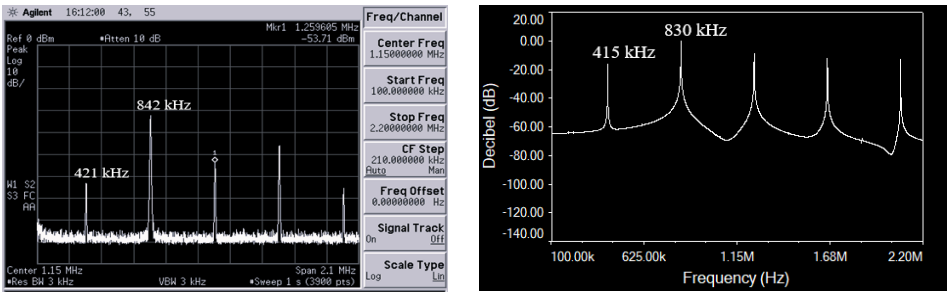
Одним из видов неустойчивости колебаний, наблюдаемых вблизи порога неустойчивости, являются бифуркации удвоения периода. Спектры колебаний после бифуркации удвоения периода синфазной моды приведены на рис. 4.



а) б)

Рис. 3. Спектры колебаний автогенераторов в противофазном режиме:
а) натурный эксперимент; б) численное моделирование.

Fig. 3. Oscillation spectra of self-oscillators in antiphase mode:
а) experiment; б) numerical simulation



а) б)

Рис. 4. Спектры колебаний автогенераторов после первой бифуркации удвоения периода:
а) натурный эксперимент; б) численное моделирование.

Fig. 4. Oscillation spectra of self-oscillators after the first period-doubling bifurcation:
а) experiment; б) numerical simulation

Режим хаотических колебаний в системе связанных автогенераторов может быть получен для различных вариантов значений управляющих параметров, в частности, при $R_{св} < 4$ Ом, $R_э \approx 0{,}1$ Ом. Следует заметить, что низкое значение сопротивление $R_э$ обеспечивает высокий уровень перенапряженности режима работы транзисторов, достаточный для подавления устойчивости колебаний противофазных мод. Можно сказать, что элементы $R_{св}$ и $R_э$ оказывают селективное воздействие на устойчивость синхронных мод.

Примеры типичных спектров хаотической динамики приведены на рис. 5а, 5б. Как видно, измеренные и вычисленные спектры в диапазоне частот 350 кГц — 1,5 МГц имеют весьма схожие шумоподобные профили. Колебания синфазной и нижней противофазной мод полностью разруше-

ны. В диапазоне частот 1,15 МГц — 1,2 МГц в обоих экспериментах фиксируются размытые максимумы, соответствующие верхней противофазной моде. Подобные формы спектров сохраняются при раскройке частот автогенераторов порядка 5—8 %.

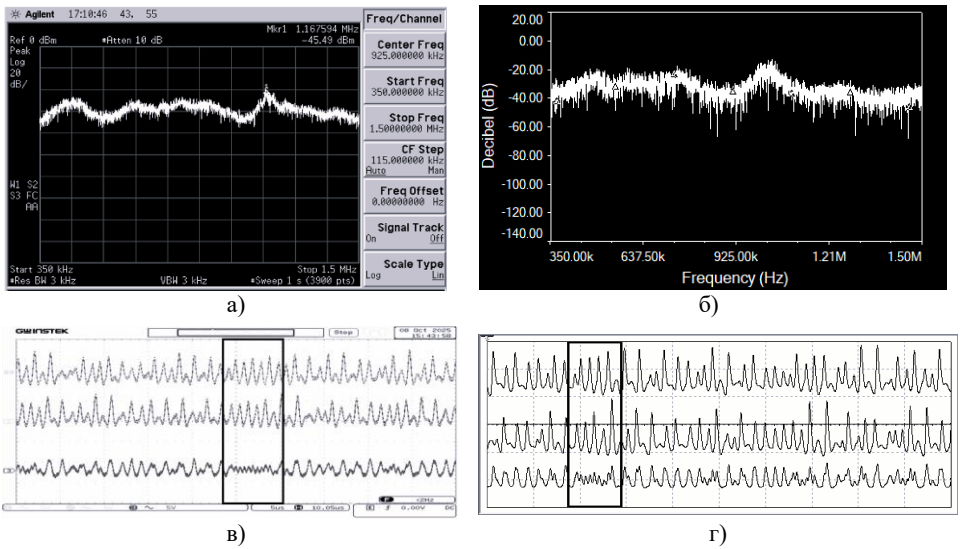


Рис. 5. Спектры колебаний а), б) и осциллограммы в), г) автогенераторов в режиме динамического хаоса: а), в) — натурный эксперимент; б), г) — численное моделирование.

Fig. 5. Spectra of oscillations а), б) and oscillograms в), г) of self-oscillators in dynamic chaos mode: а), в) – experiment; б), г) – numerical simulation

На рис. 5в, 5г показаны временные реализации напряжений на контурах автогенераторов (две верхние осциллограммы) и на общей нагрузке (нижние осциллограммы) для режима развитого динамического хаоса в натурном и численном экспериментах. На первый взгляд, колебательный процесс содержит значительное число повторяющихся элементов. Действительно, путем измерения характерных временных интервалов, можно выделить отрезки колебаний, соответствующие неустойчивым синхронным базовым модам. (Можно считать, что эти отрезки являются «следами» базовых мод.). В качестве примера на осциллограммах рис. 5в и рис. 5г рамками выделены максимально идентичные отрезки противофазных колебаний. Эти колебания в пределах отрезков вычитаются на общей нагрузке, тогда как их вторые «гармоники» суммируются. На осциллограмме рис. 5г просматриваются также фрагменты с синфазным поведением колебаний. В то же время, визуальный анализ выделенных фрагментов на длительных временных треках указывает на почти полное отсутствие

каких-либо признаков их периодичности. Вычисленная путем корреляционного поиска вероятность повторения выделенных элементов на интервале времени 12 тысяч периодов не превышает 0,007.

5. Заключение

Сопоставление спектрально-временных характеристик системы двух связанных автогенераторов, полученных в натурном эксперименте и при численном моделировании, позволяют сделать следующие выводы:

— численная модель системы связанных автогенераторов, построенная в среде *Multisim*, адекватно описывает когерентную и хаотическую динамики системы связанных автогенераторов;

— получено экспериментальное подтверждение состоятельности условий разрушения когерентности мод при переходе к динамическому хаосу;

— управляющие параметры системы обладают селективным влиянием на устойчивость синхронных типов колебаний (мод);

— хаотические процессы содержат «следы» разрушенных когерентных мод в виде коротких, случайно повторяющихся фрагментов;

— генерируемый системой связанных генераторов в режиме развитого хаоса шумовой спектр занимает полосу в несколько октав.

Список литературы

1. Sekiya H., Moro S., Mori S., Sasase I. Synchronization in chaotic oscillators based on classical oscillator coupled by one resistor. In : IEEE International Symposium on Circuits and Systems, Monterey, CA, USA. 1998. Vol. 3. P. 314–317.
2. Ram R. J. et al. Chaotic dynamics in coupled microwave oscillators // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2000. Vol. 48, no. 11. P. 1909–1916.
3. Князь И. А, Витренко А. Н. Самосинхронизация нелинейных осцилляторов Ван дер Поля // Журнал нано- и электронной физики. 2010. Т. 2, № 4. С.22—30.
4. Новиков С. С., Усюкевич А. А. Неустойчивость синхронных режимов в системе двух связанных СВЧ-автогенераторов // Известия высших учебных заведений. Физика. 2012. Т. 55, № 11. С. 51—56.
5. Новиков С. С., Усюкевич А. А. Разрушение когерентного режима в системе двух автогенераторов при сильных резонансных взаимных связях // Известия вузов. Прикладная нелинейная динамика. 2012. Т. 20, вып. 5. С. 14—25.
6. Stephan K. D., Young S. L. Mode stability of radiation-coupled interinjection-locked oscillators for integrated phased arrays // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1988. Vol. 36, no. 5. P. 921–924.
7. Расулова Г. К. и др. Взаимная синхронизация двух связанных генераторов автоколебаний на основе сверхрешеток GaAs/AlGaAs // ЖТФ. 2011. Т. 81, вып. 6. С. 80—84.
8. Винтизенко И. И., Новиков С. С. Релятивистские магнетронные СВЧ-генераторы. Томск : НТЛ, 2009. 430 с.

9. Новиков С. С., Костерова В. С. Устойчивые и неустойчивые динамические процессы в автоколебательной системе с тремя степенями свободы // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2022. Т. 5, № 2. С. 218—235.
10. Костерова В. С., Новиков С. С. Верификация условий перехода системы связанных автогенераторов в режим динамического хаоса // Техника радиосвязи. 2022. Вып. 4 (55). С. 108—117.
11. Антипов О. И., Неганов В. А., Потапов А. А. Детерминированный хаос и фракталы в дискретно-нелинейных системах. Москва: Радиотехника, 2009. 235 с.

Информация об авторах

Новиков Сергей Сергеевич, кандидат физико-математических наук, доцент кафедры радиоэлектроники радиофизического факультета Томского государственного университета, г. Томск, Российская Федерация.

Костерова Влада Сергеевна, аспирант кафедры радиоэлектроники радиофизического факультета Томского государственного университета, г. Томск, Российская Федерация.

Морозов Егор Сергеевич, студент кафедры радиоэлектроники радиофизического факультета Томского государственного университета, г. Томск, Российская Федерация.

Coherent and Chaotic Oscillations in a System of Coupled Self-Oscillators

S. S. Novikov, V. S. Kosterova, and E. S. Morozov

National Research Tomsk State University
Lenin Ave. 36, Tomsk, 634050, Russian Federation

nss@mail.tsu.ru, vsk727@yandex.ru

Received: May 20, 2026
Peer-reviewed: May 27, 2026
Accepted: May 27, 2026

Abstract: *The paper investigates the conditions for the destruction of coherent oscillations in a system of coupled self-oscillators during the transition to dynamic chaos. A comparative analysis of the spectral and temporal characteristics obtained in prototype and numerical experiments for a system of two transistor oscillators was conducted; the numerical study was performed on a model built on the Multisim platform. It is shown that the numerical model of a system of coupled self-oscillators adequately describes the coherent and chaotic dynamics. The validity of the conditions for the destruction of coherence during the transition to dynamic chaos has been confirmed. It is noted that the influence of control parameters on the stability of synchronous modes is selective. The spectral width in the mode of developed chaotic dynamics occupies several octaves.*

Keywords: *instability, resonant connection, synchronous oscillations, dynamic chaos.*

For citation (IEEE): S. S. Novikov, V. S. Kosterova, and E. S. Morozov, "Coherent and Chaotic Oscillations in a System of Coupled Self-Oscillators," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 9, no. 5, pp. 970–980, 2026, doi: 10.21227/hk04-1b51. (In Russ.).

References

[1] H. Sekiya, S. Moro, S. Mori and I. Sasase, "Synchronization in chaotic oscillators based on classical oscillator coupled by one resistor," in *1998 IEEE International Symposium on Circuits and Systems* (*ISCAS*), Monterey, CA, USA, vol. 3, pp. 314–317, 1998.

[2] R. J. Ram, et al., "Chaotic dynamics in coupled microwave oscillators," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 48, no. 11, pp. 1909–1916, Nov. 2000.

[3] I. A. Knyaz and A. N. Vitrenko, "Self-Synchronization of Nonlinear Van der Pol Oscillators," *Journal of Nano- and Electronic Physics*, vol. 2, no. 4, pp. 22–30, 2010. (In Russ.).

[4] S. S. Novikov and A. A. Usyukevich, "Instability of synchronous modes in a system of two coupled microwave oscillators," *Izvestiya vuzov. Fizika*, vol. 55, no. 11, pp. 51–56, 2012. (In Russ.).

[5] S. S. Novikov and A. A. Usyukevich, "Destruction of the coherent regime in a system of two auto-oscillators with strong resonant mutual connections," *Izvestiya vuzov. Applied Nonlinear Dynamics*, vol. 20, iss. 5, pp. 14–25, 2012. (In Russ.).

[6] K. D. Stephan and S. L. Young, "Mode stability of radiation-coupled interinjection-locked oscillators for integrated phased arrays," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 36, no. 5, pp. 921–924, May 1988.

[7] G. K. Rasulova, [et al.], “Mutual synchronization of two coupled self-oscillators based on GaAs/AlGaAs superlattices,” *Tech. Phys*., vol. 56, pp. 826–830, 2011.
[8] I. I. Vintizenko and S. S. Novikov, *Relativistic magnetron microwave generators*. Tomsk: NTL, 2009. (In Russ.).
[9] S. S. Novikov and V. S. Kosterova, “Stable and Unstable Dynamic Processes in a Self-Oscillating System with Three Degrees of Freedom,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 5, no. 2, pp. 218–235, 2022. (In Russ.).
[10] V. S. Kosterova and S. S. Novikov, “Verification of the conditions for the transition of a system of coupled self-oscillators into the mode of dynamic chaos,” Radio communication technology, iss. 4 (55), pp. 108–117, 2022. (In Russ.).
[11] O. I. Antipov, V. A. Neganov, and A. A. Potapov, *Deterministic chaos and fractals in discrete nonlinear systems*, Moscow: Radiotekhnika, 2009. (In Russ.).

Information about the authors

Sergey S. Novikov, Candidate of Physical and Mathematical Sciences, Associate Professor of the Department of Radioelectronics, Faculty of Radiophysics, Tomsk State University, Tomsk, Russian Federation.

Vlada S. Kosterova, postgraduate student, Department of Radioelectronics, Faculty of Radiophysics, Tomsk State University, Tomsk, Russian Federation.

Egor S. Morozov, student of the Department of Radioelectronics, Faculty of Radiophysics, Tomsk State University, Tomsk, Russian Federation.

Infocommunications and Radio Technologies, vol. 9, no. 5, pp. 981–997, 2026.
Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2026. Т. 9, № 5. С. 981—997.
ISSN: 2587-9936
DOI: 10.21227/5g88-gk02

УДК 621.372.852.1

Особенности распознавания жестов радаром *QPF*5100*Q* на основе анализа фазы импульсного отклика канала

Лукьянчиков А. В., Вертегел В. В., Нестеренко А. И.,
Редькина Е. А., Савочкин А. А.

Севастопольский государственный университет
ул. Университетская, 33, г. Севастополь, Российская Федерация

brain75@mail.ru

Получено: 20 мая 2026 г.
Отрецензировано: 27 мая 2026 г.
Принято к публикации: 27 мая 2026 г.

Аннотация: *Рассмотрена задача распознавания жеста «тычок ногой» с помощью UWB-радара QPF5100Q (Qorvo). Показано, что классические алгоритмы на основе микродоплеровских сигнатур и анализа профиля дальности малоприменимы к данному радару ввиду большого размера элемента разрешения по дальности (тапа) — около 15 см, тогда как амплитуда жеста не превышает 30—50 см. Предложен подход, основанный на анализе временной зависимости фазы импульсного отклика канала (CIR) выбранного тапа. По результатам предварительных экспериментов с механическим сканированием подтверждена субмиллиметровая чувствительность радара по фазе; обоснована необходимость частоты дискретизации не менее 200 Гц. Разработан алгоритм, включающий развертку фазы, вычисление и сегментацию ее производной, метод отделения артефактов фазового скачка от реального движения по длительности сегментов, и конечный автомат с пятью состояниями. Алгоритм протестирован на 30 экспериментальных записях. Вероятность обнаружения на наилучшем одиночном канале составила 83,3 %; совокупная вероятность при объединении четырех каналов достигла 100 %.*

Ключевые слова: *UWB-радар; QPF5100Q; импульсный отклик канала; распознавание жестов; производная фазы; конечный автомат; детектирование тычка; фазовый скачок.*

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Лукьянчиков А. В., Вертегел В. В., Нестеренко А. И., Редькина Е. А., Савочкин А. А. Особенности распознавания жестов радаром QPF5100Q на основе анализа фазы импульсного отклика канала // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2026. Т. 9, № 5. С. 981—997.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Лукьянчиков, А. В. Особенности распознавания жестов радаром QPF5100Q на основе анализа фазы импульсного отклика канала / А. В. Лукьянчиков, В. В. Вертегел, А. И. Нестеренко, Е. А. Редькина, А. А. Савочкин // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2026. — Т. 9, № 5. — С. 981—997.

1. Введение

Бесконтактное распознавание жестов является одной из активно развивающихся областей на стыке радиофизики, цифровой обработки сигналов и систем взаимодействия человека с машиной. Среди различных сенсорных технологий — оптических, инфракрасных, емкостных — радарные системы обладают принципиальным преимуществом: они работают в условиях произвольной освещенности, не чувствительны к загрязнению оптических поверхностей, функционируют сквозь тонкие диэлектрические материалы и не несут угрозы приватности пользователя. Эти свойства особенно востребованы в автомобильных приложениях, в частности в системах бесконтактного открытия багажника с помощью жеста ногой — так называемых *kick sensor* [1, 2].

Существующие алгоритмы радарного распознавания жестов можно разделить на два основных направления. Первое — анализ микродоплеровских сигнатур. Движущаяся конечность создает характерный частотно-временной след в краткосрочном преобразовании Фурье принятого сигнала, по форме которого можно классифицировать тип жеста [3, 4]. Второе направление основано на анализе профиля дальности: при перемещении цели относительно радара изменяется распределение мощности по элементам разрешения — тапам, что позволяет отслеживать траекторию движения [5, 6]. Оба подхода широко применяются в системах на основе радаров миллиметрового и сантиметрового диапазона с разрешением по дальности от единиц миллиметров до нескольких сантиметров [7].

Радар *QPF*5100*Q* производства *Qorvo* представляет собой относительно новое и доступное по стоимости решение в классе сверхширокополосных (*Ultra-Wideband, UWB*) радаров ближнего действия, ориентированное, в том числе, на задачи детектирования присутствия и жестов [9]. Однако данное устройство обладает характеристикой, кардинально ограничивающей применимость вышеупомянутых алгоритмов: размер одного тапа по дальности составляет около 15 см. Это означает, что при типичной постановке задачи — нога совершает жест на расстоянии 0,3–1,0 м от датчика — всё движение конечности может укладываться в пределах одного-двух тапов. В этих условиях профиль дальности практически не изменяется, а микродоплеровский анализ теряет разрешение, поскольку спектраль-

ная картина определяется суперпозицией сигналов из объема тапа, а не из разрешенных по дальности слоев.

Описанное противоречие обусловливает необходимость принципиально иного подхода, поэтому целью данной работы является разработка и экспериментальная верификация алгоритма распознавания жеста «тычок ногой» применительно к радару *QPF*5100*Q* на основе анализа временóй зависимости фазы импульсного отклика канала. В работе последовательно рассмотрены: физические основы фазового метода измерения перемещений в *UWB*-системах, результаты предварительных экспериментов по исследованию микроперемещений цели, архитектура предложенного алгоритма и результаты его тестирования на реальных данных.

2. Анализ микроперемещений цели с помощью *QPF*5100*Q* в режиме радара

Принцип работы *UWB*-радара основан на зондировании пространства сверхкороткими импульсами, длительность которых составляет единицы наносекунд. Принятый сигнал является суммой откликов от объектов, находящихся на различных расстояниях от антенны. Дискретизованное по задержке представление этой суммы называется импульсным откликом канала (*Channel Impulse Response, CIR*). Каждый элемент *CIR* — тап — соответствует отражениям из пространственного слоя определенной толщины: чем шире полоса радара, тем тоньше этот слой. Для радаров миллиметрового диапазона с полосой в несколько гигагерц толщина тапа составляет единицы миллиметров, что вполне соответствует масштабу движений при жестах руками. В случае *QPF*5100*Q* рабочая полоса составляет около 0,5 ГГц, и размер одного тапа по дальности достигает приблизительно 15 см. Это обстоятельство принципиально меняет постановку алгоритмической задачи.

Радар *QPF*5100*Q* сначала излучает набор коротких импульсов, модулированных по фазе в блоке *RF PLL*, также этот блок генерирует сигнал несущей частоты, которая определяет, на каком частотном канале будет работать радар. Далее генерируется набор импульсов длительностью порядка две наносекунды, и этот сигнал излучается антенной. Для таких устройств лучше использовать широкополосную антенну, как описано в [8]. Излученный сигнал отражается от окружающих предметов и возвращается в приемный тракт, где переносится на нулевую промежуточную частоту, фильтруется, оцифровывается и попадает в блок *MRX*.

Этот блок возвращает *CIR* в виде 16 комплексных отсчетов (тапов с индексами 0—15) для каждой из двух приемных антенн. Каждый отсчет

CIR[*k*] представлен парой чисел — действительной и мнимой частью, которые образуют комплексную величину вида $A \cdot \exp(j\varphi)$, где A — амплитуда, φ — фаза отражения из соответствующего пространственного слоя. Если объект движется внутри одного тапа, изменение расстояния δR непосредственно отражается в фазе принятого сигнала. Эта зависимость имеет вид $\varphi(t) = \varphi_0 + (4\pi/\lambda) \cdot \delta R(t)$, где λ — центральная длина волны.

Схема измерительного полигона изображена на рисунке 1. Для *QPF*5100*Q* центральная частота составляет 7987,2 МГц, что соответствует $\lambda \approx 37{,}5$ мм, и перемещение цели на 1 мм вызывает изменение фазы примерно на 19°. Тем самым, располагая измерениями *CIR* с достаточно высокой частотой, можно отслеживать перемещения цели с разрешением, на порядки превосходящим размер тапа.

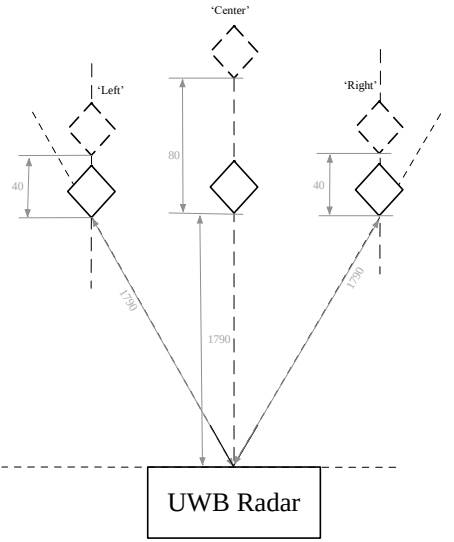


Рис. 1. Схема измерительного полигона.

Fig. 1. Layout of the measuring range

Вместе с тем фаза является периодической функцией и измеряется однозначно лишь в диапазоне половины длины волны $\lambda/2 \approx 18{,}75$ мм. При смещении цели на величину, превышающую $\lambda/2$, происходит «перескок» фазы — фазовый скачок (*phase wrapping*). Для обработки движений с амплитудой, характерной для жестов ногой (десятки сантиметров), необходима процедура развертки фазы (*phase unwrapping*), которая восстанавливает монотонно изменяющуюся последовательность из «свернутых» значений.

Зависимость *CIR* от расстояния до цели изображена на рисунке 2, причем расстояние до цели в мм совпадает со значением *Frame number*.

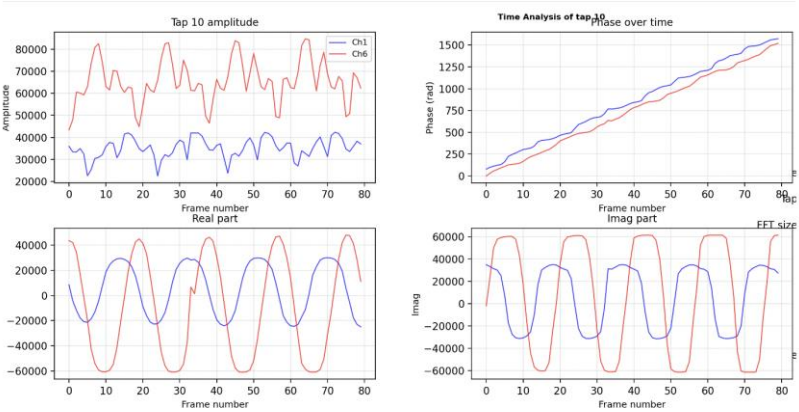


Рис. 2. Зависимость *CIR* от расстояния до цели
(расстояние до цели в мм совпадает со значением *Frame number*).

Fig. 2. Dependence of CIR on the distance to the target
(distance to the target in mm matches the Frame number value)

Успешность этой процедуры непосредственно определяется частотой дискретизации [10]: если между соседними отсчетами фаза успевает измениться более чем на π, развертка становится неоднозначной.

Из этого вытекает требование к минимальной частоте дискретизации. Пусть нога движется со скоростью v = 0,5—1,0 м/с. Тогда за время прохождения одного периода неоднозначности $\lambda/2 \approx 20$ мм фаза изменяется на 2π за интервал $T = (\lambda/2)/v = 20$—40 мс. По теореме Котельникова — Шеннона для восстановления сигнала без потерь требуется не менее двух отсчетов на период. Однако на практике, принимая во внимание необходимость надежного сопровождения и устойчивости к шуму, целесообразно обеспечить не менее четырех отсчетов на период фазовых изменений. Отсюда следует, что требуемая частота дискретизации составляет не менее $4 \cdot v/(\lambda/2) = 4 \cdot 1{,}0/0{,}02 =$ 200 Гц. Производная развернутой фазы по времени $d\varphi/dt = (4\pi/\lambda) \cdot v(t)$ дает мгновенную «фазовую скорость», знак которой однозначно указывает направление движения объекта: положительное значение соответствует удалению ноги от датчика, отрицательное — приближению.

Для экспериментальной проверки данных теоретических предпосылок был проведен ряд лабораторных измерений с использованием управляемого механического стенда, который обеспечивал плавное линейное перемещение металлической пластины-отражателя перед радаром *QPF*5100*Q*. Шаг перемещения составлял 1 мм, диапазон — от 0 до 30 мм; в каждой позиции производилась запись нескольких фреймов *CIR* с двух приемных антенн (каналы *CIR*1 и *CIR*6). На рисунке 3 изображена зависимость *CIR* при перемещении цели на 30 см и обратно.

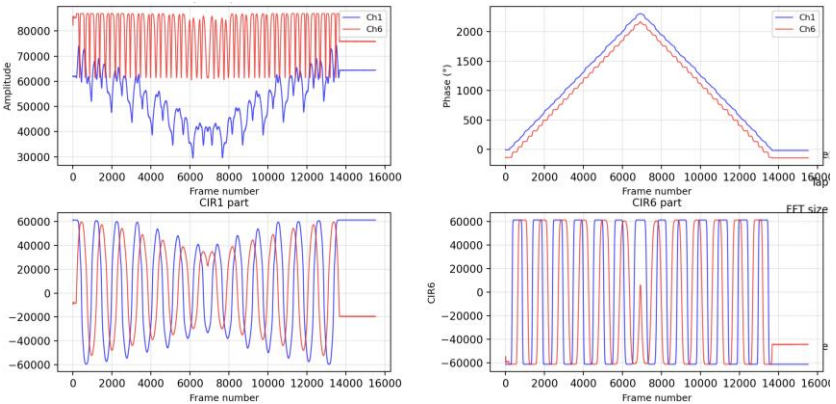


Рис. 3. Зависимость *CIR* при перемещении цели на 30 см и обратно.

Fig. 3. Dependence of CIR when moving the target 30 cm back and forth

Анализ полученных данных показал, что *CIR* отчетливо реагирует на перемещения, значительно меньшие размера тапа. Действительная и мнимая части каждого тапа изменяются в зависимости от расстояния d по закону, близкому к $m \cdot \sin(k \cdot d)$, образуя интерференционную картину с периодом около 20 мм. Это значение хорошо согласуется с теоретическим ожиданием $\lambda/2 = 18{,}75$ мм; небольшое расхождение объясняется влиянием ближнего поля и переотражений. Измеренное смещение на 1 мм вызывало заметное — хорошо различимое на фоне шума — изменение как амплитуды, так и фазы сигнала. Динамический диапазон сигналов достигал 60 000 отсчетов в 16-битном представлении, что свидетельствует о высоком соотношении сигнал/шум приемного тракта при работе в ближней зоне.

В ходе эксперимента было установлено, что фаза *CIR* каждого канала монотонно возрастает с увеличением расстояния до цели, подтверждая линейный характер зависимости $\varphi(d) = k \cdot d$, как изображено на рисунке 4 (правый верхний график). Это означает, что дальность может быть выделена из фазы непосредственно, без неоднозначности, при условии соблюдения теоремы Котельникова. В то же время амплитуды двух каналов различались приблизительно вдвое, и относительная фазовая задержка между ними менялась с углом установки цели — обстоятельство, которое потребует учета при разработке алгоритмов пеленгации.

Принципиально важный вывод предварительного эксперимента состоит в следующем: радар не способен определить положение цели как в [11, 12] точнее размера тапа (~15 см) по профилю дальности. Вместе с тем он в состоянии регистрировать микроперемещения цели внутри тапа с разрешением, ограниченным $\lambda/2 \approx 20$ мм. Учитывая, что жест «тычок но-

гой» имеет суммарную амплитуду порядка 30—50 см, то есть существенно больше λ/2, прямое однозначное фазовое измерение расстояния невозможно. Однако если алгоритм не пытается восстановить абсолютную дальность, а отслеживает непрерывную последовательность фазовых изменений — иными словами, применяет развертку фазы и анализирует ее производную, — то движение ноги на произвольную амплитуду может быть уверенно зафиксировано при условии, что частота дискретизации обеспечивает выполнение теоремы Котельникова. Именно это соображение обусловило выбор целевой частоты 200 Гц и определило архитектуру предлагаемого алгоритма, описанного в следующем разделе.

3. Разработка алгоритма детекции жестов

Задача алгоритма состоит в том, чтобы в реальном времени обнаруживать в потоке *CIR*-измерений момент, когда нога пользователя совершила характерный жест — направленное движение к датчику с последующим возвратом в исходное положение. Последовательность обработки включает последовательно: загрузку и разбор *CIR*, вычисление развернутой фазы выбранного тапа, получение ее производной, сегментацию производной по знаку и, наконец, работу конечного автомата, принимающего решение о наличии жеста.

На первом этапе из файла данных радара извлекаются комплексные *CIR*-данные двух антенн. Каждая строка файла содержит 32 целочисленных значения — 16 пар (действительная, мнимая часть) для тапов 0—15. После разбора для анализа выбирается один конкретный тап с индексом, наилучшим образом отражающим движение цели на данной геометрии установки. Для каждого временно́го отсчета из выбранного тапа вычисляется аргумент комплексного числа, после чего применяется процедура развертки фазы, устраняющая скачки, кратные 2π. Производная развернутой фазы по времени вычисляется как разность соседних отсчетов, деленная на шаг по времени $\mathrm{d}t = 1/f_s$, где f_s = 200 Гц. При необходимости производная дополнительно сглаживается рекурсивным фильтром первого порядка.

Полученный временной ряд производной фазы делится на сегменты — непрерывные участки, на которых знак производной остается постоянным. Смена знака фиксируется с порогом по длительности *thr_time*: сегменты короче этого порога отбрасываются, а нулевые значения заполняются знаком предыдущего ненулевого отсчета, чтобы избежать искусственных разрывов. Каждый сегмент характеризуется временем начала и конца, длительностью, знаком производной и максимальным абсолютным значением производной внутри сегмента. Знак производной несет кинема-

тическую информацию: положительный — нога удаляется от датчика, отрицательный — приближается.

Здесь возникает принципиальное затруднение, связанное с артефактами фазового скачка [13]. При высокой частоте следования фреймов, необходимой для захвата быстрых движений, система работает вблизи границы допустимой скорости изменения фазы. При резком движении ноги фаза может мгновенно «перескочить» на $\pm 2\pi$ — явление, которое в производной выглядит как короткий пик большой амплитуды. Знак такого пика случаен по отношению к реальному направлению движения, что потенциально может ввести конечный автомат в заблуждение. Наивное использование знака производной без дополнительной фильтрации приводит к ошибкам классификации в условиях быстрого движения.

Ключевое физическое наблюдение, позволяющее решить эту проблему, состоит в следующем: артефакт фазового перескока порождает сегмент производной, длительность которого определяется лишь скоростью мгновенного скачка и, как правило, не превышает одного-двух периодов дискретизации. Реальное движение конечности, напротив, подчиняется биомеханическим временны́м масштабам и формирует сегменты, устойчиво превышающие по длительности артефактный пик. Таким образом, если рассматривать пары соседних сегментов, направление движения следует определять по знаку более длительного из двух: он с высокой вероятностью соответствует реальному движению, тогда как более короткий является артефактом. Данный подход не является эвристическим — он опирается на временну́ю асимметрию биомеханического движения и фазового скачка.

Принятие решения о жесте реализовано в виде конечного автомата с пятью состояниями. В состоянии ожидания (*State* 0) автомат находится до тех пор, пока счетчик мощности не превысит порогового значения. Счетчик инкрементируется при каждом сегменте, в котором максимальная абсолютная производная превышает порог *thr_max_deriv* (300°/с), и декрементируется в противном случае; «мощность» считается активной, когда счетчик превышает половину максимального значения *thr_md_cnt_max*. Такая гистерезисная структура исключает реакцию на одиночные шумовые выбросы.

При активации мощности автомат переходит в состояние накопления приближающих сегментов (*State* 1). Здесь поддерживается счетчик *vl_pribl*, который увеличивается на единицу при каждом сегменте с направлением «к датчику» и уменьшается при противоположном направлении. Как только модуль *vl_pribl* достигает порогового значения *thr_pribl_cnt* (по умолчанию 3), автомат убеждается, что нога уверенно движется к датчику, и переходит в состояние ожидания остановки (*State* 2).

В *State* 2 алгоритм ожидает момента, когда нога замедляется и разворачивается. Критерием остановки служит появление сегмента с отрицательным знаком, длительность которого превышает среднюю длительность сегментов, накопленных в *State* 1, умноженную на коэффициент *thr_stop_factor* = 1,55. Физически это означает, что нога «зависла» — ее движение существенно замедлилось по сравнению с фазой активного приближения. При выполнении условия автомат переходит в состояние накопления удаляющих сегментов (*State* 3).

В *State* 3 формируется счетчик *vl_otdal* по аналогии с *vl_pribl*, но для направления «от датчика». Достижение порога *thr_otdal_cnt* означает, что нога уверенно движется обратно. В этот момент автомат переходит в *State* 4, фиксирует событие «тычок» и немедленно сбрасывается в *State* 0, готовясь к обнаружению следующего жеста. Пример работы алгоритма изображен на рисунке 4.

Алгоритм был протестирован на наборе данных из 30 записей тычков (файлы *poke_1.log* — *poke_30.log*), полученных от разных испытуемых в различных условиях. Каждая запись содержит около 940 *CIR*-измерений на антенну при частоте 200 Гц, что соответствует примерно 4,7 секунды наблюдения. Анализ проводился независимо для каждого из восьми тапов обеих антенн, итого по 16 каналам. Результаты, которые приведены в таблице 1, показали выраженную зависимость эффективности обнаружения от выбранного тапа.

Нулевой тап антенны *CIR*6 не дал ни одного обнаружения, тогда как тап 4 антенны *CIR*1 обеспечил 83,3 % обнаружений при 19,4 % ложных тревог — наилучший результат среди одиночных каналов. Тапы 4, 5 и 6 антенны *CIR*1, а также ряд тапов антенны *CIR*6 устойчиво показали вероятность обнаружения в диапазоне 60—80 %. При объединении решений по четырем наиболее информативным тапам (путем логического ИЛИ по результатам обнаружения) совокупная вероятность детекции составила 100 %: жест был зафиксирован хотя бы одним из четырех тапов во всех 30 записях без исключения. Общий счетчик ложных тревог по всем файлам составил от 0 до 7 в зависимости от тапа, что соответствует уровню ложных тревог не выше 22,6 % на наиболее чувствительных каналах.

Анализ ошибок показал, что пропуски детекции в одиночных тапах объясняются геометрическими факторами: в зависимости от угла постановки ноги относительно антенны сигнал концентрируется в разных тапах. Ложные тревоги в части случаев возникали в переходный период первых 1,5 секунд записи, когда система еще не вышла на установившийся режим; фильтрация этого временного интервала позволяет снизить их количество.

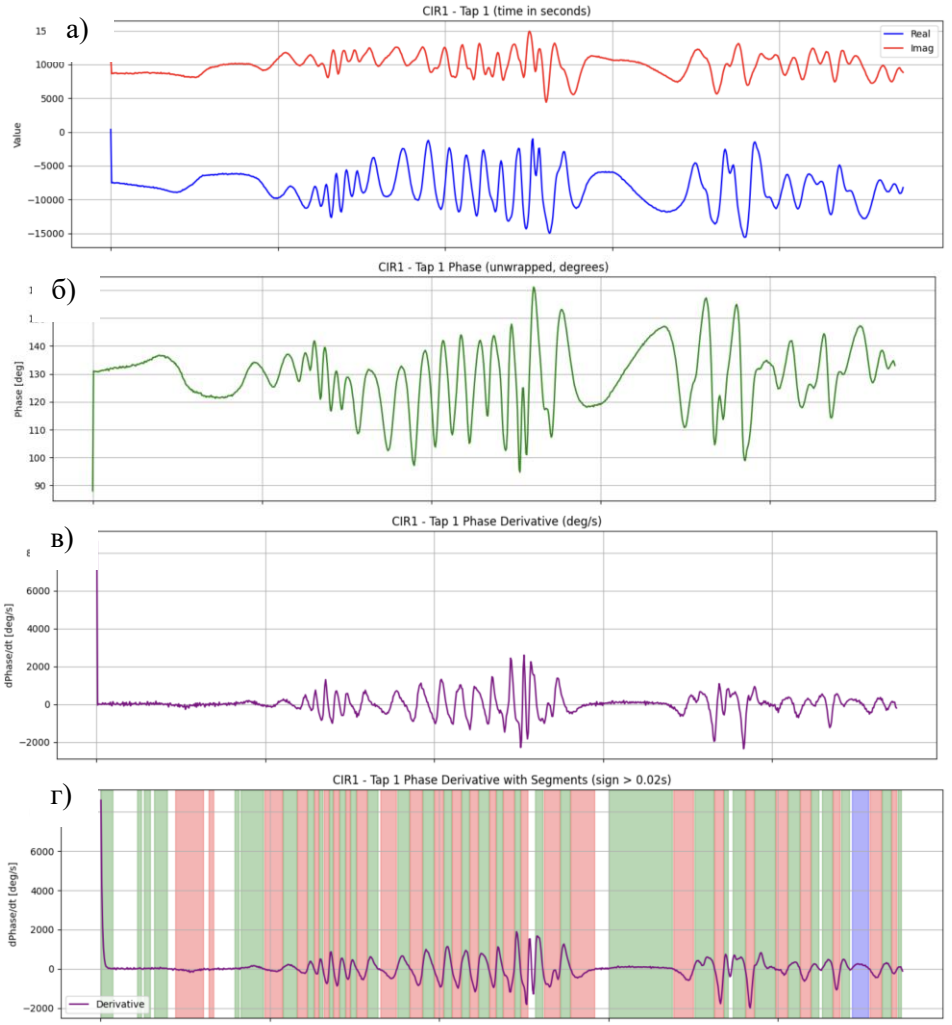


Рис. 4. Пример работы алгоритма:
а) импульсный отклик канала; б) аргумент импульсного отклика канала; в) производная аргумента импульсного отклика канала; г) сглаженная производная импульсного отклика канала с разметкой возрастания/убывания фазы для анализа направления движения ноги — голубым изображен момент определения жеста тычок.

Fig. 4. Example of algorithm operation:
a) channel impulse response; б) argument of the channel impulse response; в) derivative of the argument of the channel impulse response; г) smoothed derivative of the channel impulse response with phase increase/decrease labeling for analyzing the direction of leg movement – the moment of kick gesture detection is shown in blue

Таблица 1 Результат работы алгоритма определения жеста
на наборе данных из 30 записей тычков.

Table 1. The result of the gesture detection algorithm
on a data set of 30 tap records

file	tap0		tap1		tap2		tap3		tap4		tap5		tap6		tap7	
	C1	C6	C1	C6	C1	C6	C1	C6	C1	C6	C1	C6	C1	C6	C1	C6
poke_1.log	1	0	1	0	1	0	0	1	0	1	2	0	1	2	1	1
poke_2.log	1	0	0	0	1	0	1	0	1	0	0	0	1	0	1	0
poke_3.log	0	0	0	0	0	0	0	1	2	1	2	2	0	1	0	1
poke_4.log	1	0	0	0	0	0	1	0	1	1	2	0	0	0	0	0
poke_5.log	0	0	1	0	1	0	1	1	1	0	1	0	2	2	2	0
poke_6.log	0	0	0	0	0	0	0	1	1	0	1	0	0	0	0	0
poke_7.log	1	0	0	0	1	0	1	0	2	0	2	0	1	0	1	0
poke_8.log	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	0	2	0
poke_9.log	1	0	0	0	1	0	1	0	1	0	1	1	0	0	0	1
poke_10.log	1	0	0	0	1	0	0	1	1	0	1	0	0	1	1	1
poke_11.log	0	0	0	0	1	0	2	2	1	0	1	0	1	1	0	1
poke_12.log	1	0	0	0	0	0	0	2	0	1	1	0	0	0	2	1
poke_13.log	0	0	0	0	0	0	1	1	2	0	1	1	1	2	1	1
poke_14.log	0	0	0	0	1	0	0	0	1	0	1	0	1	0	1	2
poke_15.log	1	0	0	0	1	0	1	0	2	0	2	1	1	1	1	1
poke_16.log	0	0	0	0	1	0	1	2	1	0	1	0	1	1	0	1
poke_17.log	0	0	0	0	0	0	2	0	1	0	0	0	0	0	0	0
poke_18.log	0	0	0	0	1	0	0	1	1	1	1	0	1	1	0	1
poke_19.log	1	0	0	0	1	0	1	0	0	0	0	0	1	1	0	0
poke_20.log	0	0	0	0	1	0	0	1	1	1	0	0	1	1	1	1
poke_21.log	0	0	0	1	0	0	1	0	1	0	1	1	0	2	1	2
poke_22.log	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	1	0	1	2	1	1
poke_23.log	1	0	1	0	1	0	0	0	2	0	1	0	0	1	0	1
poke_24.log	0	0	0	0	0	0	1	0	1	1	0	0	1	1	1	0
poke_25.log	1	0	1	0	1	0	0	1	2	0	1	0	1	1	0	1
poke_26.log	0	0	1	0	2	0	0	0	1	1	1	1	1	2	1	0
poke_27.log	0	0	1	0	1	0	1	1	1	1	1	0	0	2	1	1
poke_28.log	1	0	0	0	2	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0
poke_29.log	1	0	0	0	2	0	2	2	1	0	1	0	1	1	0	0
poke_30.log	1	0	0	0	2	0	1	1	0	0	0	1	1	1	1	2
Summ	14	0	6	1	24	0	21	21	31	11	29	10	21	28	21	21
Undetection count	16	30	24	29	10	30	12	13	5	19	6	21	10	9	12	12
Detection Count	14	0	6	1	20	0	18	17	25	11	24	9	20	21	18	18
Detection %	46,667	0	20	3,33	66,7	0	60	56,7	83,3	36,7	80	30	66,7	70	60	60
Cumulative Detection %	**46,667**		**60**		**76,67**		**100**									
False alarm count	0	0	0	0	4	0	3	4	6	0	5	1	1	7	3	3
False alarm %	0	0	0	0	12,9	0	9,68	12,9	19,4	0	16,1	3,23	3,23	22,6	9,68	9,68

Таким образом, предложенный алгоритм на основе анализа знака производной фазы *CIR* и конечного автомата продемонстрировал практическую эффективность для детектирования жестов на *QPF*5100*Q*. Интерпретация и сравнение полученных результатов с существующими подходами, а также анализ ограничений метода рассматриваются в следующем разделе.

4. Анализ результатов работы алгоритма

Полученные результаты позволяют сделать ряд выводов о природе задачи и границах применимости предложенного подхода.

Прежде всего, необходимо подчеркнуть принципиальное отличие от классических микродоплеровских методов. В стандартном микродоплеровском анализе движущаяся конечность создает боковые полосы в спектре несущей, форма которых отражает закон движения. Этот метод предполагает, что цель хорошо разрешена по дальности и сигнал от нее не смешивается с сигналами от других отражателей в том же тапе. При размере тапа 15 см данное условие не выполняется: в один тап попадают одновременно нога, корпус автомобиля, краевые дифракционные составляющие и переотражения. Переход к анализу производной фазы позволяет обойти это ограничение: производная чувствительна к относительному смещению доминирующего отражателя внутри тапа вне зависимости от наличия других статичных отражателей, которые вносят в фазу лишь постоянную или медленно меняющуюся составляющую.

Важным результатом является обоснование частоты дискретизации 200 Гц. На момент проведения предварительных экспериментов с *QPF*5100*Q* удавалось получить лишь 55 фреймов в секунду, что существенно ниже необходимого порога. При такой частоте дискретизации фаза между соседними отсчетами может изменяться более чем на π при скоростях ноги свыше 0,55 м/с, делая развертку фазы неоднозначной. Достижение 200 Гц потребовало специальной оптимизации программно-аппаратного взаимодействия с модулем радара. Данный результат имеет самостоятельное практическое значение как ориентир для проектирования систем на базе *QPF*5100*Q*.

Совокупная вероятность обнаружения 100 % при объединении четырех тапов выглядит обнадеживающе, однако ее следует интерпретировать с осторожностью. Все 30 записей выполнены в контролируемых лабораторных условиях с ограниченным числом испытуемых и фиксированной геометрией установки. В реальном сценарии угол постановки ноги, расстояние до датчика и скорость жеста могут варьироваться значительно шире, что потребует либо адаптивного выбора тапа, либо совместной обработки нескольких тапов в реальном времени.

Уровень ложных тревог до 22,6 % на наиболее чувствительных тапах является избыточным для промышленного применения. Значительная часть ложных срабатываний приходится на переходный период первых 1,5 секунд записи, когда система выходит на установившийся режим. В штатной эксплуатации этот период соответствует начальному включению ра-

дара и может быть обработан отдельно. Дополнительное снижение ложных тревог достижимо путем ужесточения порогов *fsm*-автомата (увеличения *thr_pribl_cnt* и *thr_otdal_cnt*) или введения дополнительных временны́х ограничений на продолжительность фаз движения.

Следует также отметить ограничение, связанное с однозначностью угловых измерений. Предложенный алгоритм работает с одним тапом одной антенны и не использует информацию о соотношении амплитуд и фаз между двумя каналами *CIR*1 и *CIR*6. Предварительные эксперименты показали, что относительная фазовая задержка между каналами зависит от углового положения цели, что открывает возможность определения направления на цель при работе с одиночным объектом. Однако при наличии двух целей на разных угловых позициях их однозначное различение в текущей конфигурации невозможно.

5. Заключение

В настоящей работе исследована проблема распознавания жестов с помощью *UWB*-радара *QPF*5100*Q*, архитектурная особенность которого — размер тапа около 15 см — делает неприменимыми классические алгоритмы на основе профиля дальности и микродоплеровских сигнатур. Показано, что в данных условиях информативным сигналом является временна́я зависимость фазы комплексной *CIR* выбранного тапа, позволяющая отслеживать перемещения цели с разрешением на уровне долей длины волны.

По результатам предварительных экспериментов с механическим сканированием подтверждена высокая фазовая чувствительность радара: перемещение цели на 1 мм вызывает заметное изменение *CIR*, а интерференционная картина имеет период около 20 мм, близкий к $\lambda/2$. Обосновано, что для уверенного сопровождения движения ноги при скоростях 0,5—1,0 м/с необходима частота дискретизации не менее 200 Гц.

Предложен алгоритм детектирования жеста «тычок ногой», включающий: развертку фазы тапа *CIR*, вычисление и сегментацию производной по знаку, метод отделения артефактов фазового скачка от реального движения по длительности сегментов, и конечный автомат с пятью состояниями, фиксирующий характерный паттерн «приближение — пауза — удаление». Алгоритм протестирован на 30 записях. Наилучший одиночный канал (тап 4 антенны *CIR*1) обеспечил 83,3 % обнаружений при уровне ложных тревог 19,4 %. При объединении четырех наиболее информативных тапов совокупная вероятность обнаружения составила 100 %.

Направлениями дальнейшего развития являются: адаптивный выбор тапа по критерию качества сигнала в реальном времени, совместная обработка нескольких тапов для снижения ложных тревог, исследование воз-

можности угловой пеленгации по двум каналам *CIR*, а также проведение испытаний в полевых условиях с расширенным множеством испытуемых и геометрий установки.

Список литературы

1. Amin M. G., Zhang Y. D., Ahmad F., Ho K. C. D. Radar signal processing for elderly fall detection : The future for in-home monitoring // IEEE Signal Processing Magazine. 2016. Vol. 33, no. 2. P. 71–80.
2. Lien J., Gillian N., Karagozler M. E. et al. Soli : Ubiquitous gesture sensing with millimeter wave radar // ACM Transactions on Graphics. 2016. Vol. 35, no. 4. P. 1–19.
3. Chen V. C., Li F., Ho S.-S., Wechsler H. Micro-Doppler effect in radar : Phenomenon, model, and simulation study // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 2006. Vol. 42, no. 1. P. 2–21.
4. Molchanov P., Gupta S., Kim K., Pulli K. Short-range FMCW monopulse radar for hand-gesture sensing. In : Proceedings of IEEE Radar Conference (RadarCon). Arlington, VA: IEEE, 2015. P. 1491–1496.
5. Kim Y., Toomajian B. Hand gesture recognition using micro-Doppler signatures with convolutional neural network // IEEE Access. 2016. Vol. 4. P. 7125–7130.
6. Wang S., Song J., Lien J. et al. Interacting with Soli : Exploring fine-grained dynamic gesture recognition in the radio-frequency spectrum. In : Proceedings of ACM UIST. Tokyo : ACM, 2016. P. 851–860.
7. Skaria S., Al-Hourani A., Lech M., Evans R. J. Hand-gesture recognition using two-antenna Doppler radar with deep convolutional neural networks // IEEE Sensors Journal. 2019. Vol. 19, no. 8. P. 3041–3048.
8. Study and design of antenna based on a strip line with variable wave impedance / A. A. Savochkin, A. V. Lukyanchikov, E. A. Redkina [et al.] // In : Fourth International Conference on Optics, Computer Applications, and Materials Science (CMSD-IV 2024). SPIE, 2025. Vol. 13651. P. 234–240.
9. Qorvo Inc. QPF5100 UWB Transceiver Module. Product Brief. 2022. URL: https://www.qorvo.com/newsroom/news/2025/qorvo-automotive-qualified-uwb-soc-drives-innovation-with-configurable-software (дата обращения: 15.04.2026).
10. Proakis J. G., Manolakis D. K. Digital Signal Processing : Principles, Algorithms, and Applications. 4th ed. Upper Saddle River: Pearson Prentice Hall, 2007. 1084 p.
11. Gezici S., Tian Z., Giannakis G. B. et al. Localization via ultra-wideband radios : A look at positioning aspects for future sensor networks // IEEE Signal Processing Magazine. 2005. Vol. 22, no. 4. P. 70–84.
12. Witrisal K., Meissner P., Leitinger E. et al. High-accuracy localization for assisted living : 5G systems will turn multipath channels from foe to friend // IEEE Signal Processing Magazine. 2016. Vol. 33, no. 2. P. 59–70.
13. Itoh K. Analysis of the phase unwrapping algorithm // Applied Optics. 1982. Vol. 21, no. 14. P. 2470.

Информация об авторах

Лукьянчиков Андрей Владимирович, доцент кафедры «Радиоэлектроника и телекоммуникации» Инженерного факультета высшей технологический школы «Севастопольский приборостроительный институт» Севастопольского государственного университета, г. Севастополь, Российская Федерация.

Вертегел Валерий Викторович, доцент кафедры «Радиоэлектроника и телекоммуникации» Инженерного факультета высшей технологический школы «Севастопольский приборостроительный институт» Севастопольского государственного университета, г. Севастополь, Российская Федерация.

Нестеренко Артем Игоревич, аспирант кафедры «Радиоэлектроника и телекоммуникации» Инженерного факультета высшей технологический школы «Севастопольский приборостроительный институт» Севастопольского государственного университета, г. Севастополь, Российская Федерация.

Редькина Елена Александровна, доцент кафедры «Радиоэлектроника и телекоммуникации» Инженерного факультета высшей технологический школы «Севастопольский приборостроительный институт» Севастопольского государственного университета, г. Севастополь, Российская Федерация.

Савочкин Александр Анатольевич, профессор кафедры «Радиоэлектроника и телекоммуникации» Инженерного факультета высшей технологический школы «Севастопольский приборостроительный институт» Севастопольского государственного университета, г. Севастополь, Российская Федерация.

Gesture Recognition Features using QPF5100Q Radar Based on Channel Impulse Response Phase Analysis

A. V. Lukianchykov, V. V. Vertegel, A. I. Nesterenko, E. A. Redkina, and A. A. Savochkin

Sevastopol State University
33, Universitetskaya St., Sevastopol, 299053, Russian Federation
brain75@mail.ru

Received: May 20, 2026
Reviewed: May 27, 2026
Accepted: May 27, 2026

Abstract: *This article addresses the problem of "foot-kick" gesture recognition using the QPF5100Q (Qorvo) UWB radar. It is demonstrated that classical algorithms based on micro-Doppler signatures and range-profile analysis are largely inapplicable to this radar due to the large range resolution cell size (tap) of approximately 15 cm, whereas the gesture amplitude does not exceed 30–50 cm. An approach is proposed based on analyzing the temporal dependence of the Channel Impulse Response (CIR) phase of a selected tap. Preliminary experiments with mechanical scanning confirmed sub-millimeter phase sensitivity of the radar; the necessity of a sampling rate of at least 200 Hz is substantiated using the Nyquist–Shannon theorem. An algorithm is developed comprising phase unwrapping, computation and sign-based segmentation of the phase derivative, a method for separating phase-wrap artifacts from genuine motion based on segment duration, and a five-state finite state machine. The algorithm was tested on 30 experimental recordings. The detection probability on the best single channel reached 83.3%; the cumulative detection probability combining four channels reached 100%.*

Keywords*: UWB radar, QPF5100Q, channel impulse response, gesture recognition, phase derivative, finite state machine, kick detection, phase wrapping.*

For citation (IEEE): A. V. Lukianchykov, V. V. Vertegel, A. I. Nesterenko, E. A. Redkina, and A. A. Savochkin, "Features of Gesture Recognition Using QPF5100Q Radar Based on Channel Impulse Response Phase Analysis," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 9, no. 5, pp. 981–997, 2026, doi: 10.21227/5g88-gk02. (In Russ.).

References

[1] M. G. Amin, et al, "Radar signal processing for elderly fall detection: The future for in-home monitoring," *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 33, no. 2. pp. 71–80, 2016.
[2] J. Lien, et al., "Soli: Ubiquitous gesture sensing with millimeter wave radar," *ACM Transactions on Graphics*, vol. 35, no. 4. pp. 1–19, 2016.
[3] V. C. Chen, et al., "Micro-Doppler effect in radar: Phenomenon, model, and simulation study," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 42, no. 1. pp. 2–21, 2006.

[4] P. Molchanov, et al, “Short-range FMCW monopulse radar for hand-gesture sensing,” in *Proceedings of IEEE Radar Conference* (*RadarCon*). Arlington, VA: IEEE, P. 1491–1496. 2015.
[5] Y. Kim and B. Toomajian, “Hand gesture recognition using micro-Doppler signatures with convolutional neural network,” *IEEE Access*, vol. 4, pp. 7125–7130, 2016.
[6] S. Wang, et al., “Interacting with Soli: Exploring fine-grained dynamic gesture recognition in the radio-frequency spectrum,” in *Proceedings of ACM UIST*. Tokyo: ACM, pp. 851–860, 2016.
[7] S. Skaria, et al., “Hand-gesture recognition using two-antenna Doppler radar with deep convolutional neural networks,” *IEEE Sensors Journal*, vol. 19, no. 8, pp. 3041–3048, 2019.
[8] A. A. Savochkin, A. V. Lukyanchikov, E. A. Redkina, et al., “Study and design of antenna based on a strip line with variable wave impedance,” in *Fourth International Conference on Optics, Computer Applications, and Materials Science* (CMSD-IV 2024), SPIE, vol. 13651, pp. 234–240, 2025.
[9] Qorvo Inc. QPF5100 UWB Transceiver Module. Product Brief. 2022. [Online]. Accessed: April 15. 2026. Available: URL: https://www.qorvo.com/newsroom/news/2025/qorvo-automotive-qualified-uwb-soc-drives-innovation-with-configurable-software.
[10] J. G. Proakis and D. K. Manolakis, *Digital Signal Processing: Principles, Algorithms, and Applications*. 4th ed. Upper Saddle River: Pearson Prentice Hall, 2007.
[11] S. Gezici, et al., “Localization via ultra-wideband radios: A look at positioning aspects for future sensor networks,” *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 22, no. 4, pp. 70–84, 2005.
[12] K. Witrisal, et al., “High-accuracy localization for assisted living: 5G systems will turn multipath channels from foe to friend,” *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 33, no. 2, pp. 59–70, 2016.
[13] K. Itoh, “Analysis of the phase unwrapping algorithm,” *Applied Optics*, vol. 21, no. 14, p. 2470, 1982.

Information about the authors

Andrey V. Lukianchykov, Associate Professor, Department of Radio Electronics and Telecommunications, Faculty of Engineering, Higher Technological School “Sevastopol Instrument Engineering Institute”, Sevastopol State University, Sevastopol, Russian Federation.

Valery V. Vertegel, Associate Professor, Department of Radio Electronics and Telecommunications, Faculty of Engineering, Higher Technological School “Sevastopol Instrument Engineering Institute”, Sevastopol State University, Sevastopol, Russian Federation.

Artem I. Nesterenko, postgraduate student, Department of Radio Electronics and Telecommunications, Faculty of Engineering, Higher Technological School “Sevastopol Instrument Engineering Institute”, Sevastopol State University, Sevastopol, Russian Federation.

Elena A. Redkina, Associate Professor, Department of Radio Electronics and Telecommunications, Faculty of Engineering, Higher Technological School “Sevastopol Instrument Engineering Institute”, Sevastopol State University, Sevastopol, Russian Federation.

Alexander A. Savochkin, Professor, Department of Radio Electronics and Telecommunications, Faculty of Engineering, Higher Technological School “Sevastopol Instrument Engineering Institute”, Sevastopol State University, Sevastopol, Russian Federation.

Infocommunications and Radio Technologies, vol. 9, no. 5, pp. 998–1019, 2026.
Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2026. Т. 9, № 5. С. 998—1019.
ISSN: 2587-9936
DOI: 10.21227/k5x8-dq45

УДК 621.396(091):167.7

От волны энергии к волне информации: логика изобретения радио в свете функциональной аналогии и теории информации

[1]Ракин Г. В., [1,2]Смирнов В. В.

[1]*Каспийский ин-т морского и речного транспорта им. ген.-адм. Ф. М. Апраксина — филиал ФГБОУ ВО «ВГУВТ»*
ул. Б. Хмельницкого, д. 3, г. Астрахань, 414024, Российская Федерация
grisha_rakin@mail.ru

[2]*Астраханский государственный университет им. В. Н. Татищева*
ул. Татищева, д. 20а, Астрахань, 414056, Российская Федерация
smirnov.v.aspu@mail.ru

Получено: 18 мая 2026 г.
Отрецензировано: 25 мая 2026 г.
Принято к публикации: 25 мая 2026 г.

Аннотация: *Целью исследования является реконструкция логики изобретения радио как последовательного применения функциональной аналогии между механическими (звуковыми) и электромагнитными волнами и утверждение, что этот процесс привёл к смене парадигмы: от переноса вещества к модуляции энергии. В исследовании использованы компаративный анализ систем связи (акустической, проводной, беспроводной), разновидность функциональной аналогии, известная как «утиный тест», а также элементы аксиоматического подхода для выявления общих свойств волновых процессов: перенос энергии без переноса вещества, модулируемость. Для количественного обоснования эффективности радиосигнала применены формула Шеннона и Хартли, а для нижней границы энергозатрат — принцип Ландауэра. Функциональная аналогия между механическими (звуковыми) и электромагнитными волнами впервые применена не как констатация внешнего сходства явлений, а как аналитический инструмент, позволяющий реконструировать логику изобретения радио. В отличие от традиционных описательных подходов, в которых аналогия лишь иллюстрирует уже известные итоги, в данном исследовании она выступает средством выявления скрытой когнитивной цепочки: «перенос энергии без переноса вещества → волновая природа → способность к модуляции → пригодность для передачи информации». Данная логическая последовательность, реконструированная post factum, объясняет, почему электромагнитные волны, изначально воспринимавшиеся как бесполезный лабораторный феномен, были переосмыслены в качестве носителя информации.*

Ключевые слова: *история радио, функциональная аналогия, логика изобретения, искровая радиосвязь, энергия и информация.*

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Ракин Г. В., Смирнов В. В. От волны энергии к волне информации : логика изобретения радио в свете функциональной аналогии и теории информации // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2026. Т. 9, № 5. С. 998—1019.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Ракин, Г. В. От волны энергии к волне информации : логика изобретения радио в свете функциональной аналогии и теории информации / Г. В. Ракин, В. В. Смирнов // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2026. — Т. 9, № 5. — С. 998—1019.

1. Введение

История связи — это история борьбы с затуханием сигнала. Первые попытки человечества создания беспроводной связи на большие расстояния (свет, акустика, гидроакустика) были ограничены физическими свойствами среды: прямолинейность распространения света нередко нарушалась вследствие таких явлений, как преломление, дифракция и рефракция, а воздух и вода быстро поглощали энергию звуковой волны. Внедрение средств электрической связи помогло решить проблему дальности, но при этом возникало новое ограничение — «диктатура провода».

Проводная связь достигла своего предела, когда материальная инфраструктура стала барьером для мобильности и глобального охвата. К концу XIX столетия бурное развитие железнодорожного сообщения, парового и зарождающегося моторного флота, рост транснациональной торговли и усиление геополитических связей внутри колониальных империй породили острую общественную потребность в связи с движущимися объектами — поездами, кораблями, удалёнными колониальными администрациями. Именно эта социально-экономическая динамика обуславливала потребность в разработке нового технологического способа связи, к которому предъявлялись практически парадоксальные требования: данный способ должен обеспечивать такую же дальность и скорость, как и электрическая проводная связь, но без использования проводов и вообще какой-либо вещественной линии связи.

Известно, что решением данной проблемы стало изобретение первых искровых радиопередатчиков. Историография радиосвязи насчитывает обширное количество работ. Проведённый анализ показывает, что их можно сгруппировать в несколько крупных направлений, каждое из которых оставляет нерешённым ключевой вопрос: как сама идея использования электромагнитных волн для передачи информации стала возможной?

Первое направление можно охарактеризовать как «эволюционный нарратив». В работах Г. Г. Гарратта [1], Н. М. Федорчука [2], а также в учебном пособии В. А. Ильина и В. В. Кудрявцева [3] изобретение радио предстаёт как закономерный итог долгой эволюции идей — от М. Фарадея и Дж. Максвелла через экспериментальное подтверждение Герца к инженерным решениям А. С. Попова и Г. Маркони. Гарратт прямо характеризует свою книгу как очерк «последовательности развития от первого предсказания Фарадеем электромагнитного поля до практического применения теорий Максвелла Маркони». Эти работы фундаментальны для фактической реконструкции событий, но ограничиваются констатацией внешней преемственности. В них почти не анализируется то, каким образом поверхностное сходство между звуком и радиоволнами — и то и другое «волны» — трансформировалось в конкретную инженерную идею сознательно модулировать электромагнитное поле для передачи сообщений.

Второе направление — многочисленные исследования в русле «приоритетного спора», традиционно сосредоточенные на вопросе «Кто первым изобрёл радио — А. С. Попов или Г. Маркони?». В рамках этой дискуссии был опубликован ряд научных историко-технических статей [4, 5]. Парадокс заключается в том, что на протяжении последних ста лет в нашей стране то затихают, то разгораются с новой силой разногласия о приоритете А. С. Попова, хотя доказано, что он изобрёл схему беспроволочного телеграфа раньше Г. Маркони [6]. К этому же направлению примыкает фундаментальный документальный сборник под редакцией А. И. Берга [7], изданный в связи с 70-летием изобретения радио и несущий на себе отпечаток официального чествования приоритета А. С. Попова. Как справедливо отмечают в своей статье Д. Л. Трибельский и В. А. Урвалов, уже к концу советского периода «среди советских специалистов сложился устойчивый взгляд на вопрос о приоритете А. С. Попова», что побуждало авторов к критическому пересмотру «действительности и домыслов» [8]. При всей важности этих исследований для установления фактической хронологии и разбора идеологических наслоений, они не отвечают на вопрос о когнитивной логике самого изобретения — о том, как электромагнитные волны, изначально воспринимавшиеся как «бесполезный лабораторный феномен» (по словам самого Герца), были переосмыслены в качестве носителя информации.

В рамках этого же направления заслуживают внимания работы, анализирующие научные и технические предпосылки изобретения в контексте вопроса о предшественниках и приоритете. Так, профессор НИИ ЦС ВМФ И. Д. Морозов в своей статье «Что изобрёл А. С. Попов, и на что получил патент Г. Маркони» [9] подробно рассматривает историю создания

первого радиоприёмника, отмечая, что изобретение радио было подготовлено развитием науки и техники XIX века, а идея использования «электрических волн» для беспроволочной связи буквально висела в воздухе после публикации Герца в 1887 году. Автор акцентирует внимание на том, что ключевым достижением А. С. Попова стало создание эффективного индикатора электромагнитных волн на основе усовершенствованного когерера, тогда как резонатор Герца был пригоден только для лабораторных целей. В свою очередь А. В. Пилипенко и С. М. Герасимов в своей работе «Изобретение радио: к вопросу о предшественниках и приоритете» [10] ставят более фундаментальный вопрос: что именно может считаться изобретением радио, и предлагают рассматривать вклад многочисленных учёных и инженеров — от Фарадея, Максвелла и Герца до Бранли, Лоджа, Теслы, Боргмана, Попова и Маркони — под углом зрения их роли в решении изобретательской задачи создания первого технического средства радиосвязи. Авторы справедливо подчёркивают, что «изобретательская мысль шла зачастую впереди науки», а радио родилось в итоге многочисленных научных исследований и технических изысканий, и что до сих пор не сформулирован чёткий критерий того, что может считаться изобретением радио. Тот факт, что приоритетные споры ведутся давно и для них существуют объективные основания, признаётся практически всеми исследователями этого направления.

Особняком среди работ приоритетной проблематики стоят документальные публикации, проливающие свет на практическую реализацию изобретения. К ним относится сборник «А. С. Попов — Э. Дюкрете. Письма и документы. 1898—1905 гг.» под редакцией Л. И. Золотинкиной, Е. В. Красниковой, М. А. Парталы и Л. С. Румянцева [11], в котором раскрыта одна из наименее изученных сторон деятельности Попова — практическая реализация его изобретения фирмой французского электротехника Эжена Дюкрете. Основное содержание книги составляют подлинные документы, по которым прослеживается напряжённая конкурентная обстановка, создавшаяся в конце XIX — начале XX века между фирмами, выпускавшими аппаратуру для нового вида связи. Этот источник важен для понимания того, как лабораторное изобретение превращалось в промышленно выпускаемую технологию, однако и он не ставит вопроса о когнитивных основаниях самого изобретательского акта.

Наконец, в рамках приоритетной дискуссии следует упомянуть ранний очерк профессора В. К. Лебединского [12], опубликованный всего через два десятилетия после смерти А. С. Попова и содержащий уникальное свидетельство современника. Профессор В. К. Лебединский, лично знавший изобретателя, одним из первых предпринял попытку систематическо-

го изложения истории создания беспроволочного телеграфа. Ценность этого источника — в его хронологической близости к описываемым событиям и в том, что он зафиксировал восприятие приоритета в период, когда спор ещё не приобрёл той идеологической остроты, которая будет характерна для более поздних советских публикаций.

Третье направление представлено работами, которые пытаются выйти за рамки простого нарратива или приоритетного спора и осмыслить радио как социотехнический феномен. Прежде всего, это монография Сунгука Хона (Hong Sungook) [13], в которой процесс превращения лабораторного эффекта в технологический артефакт анализируется через призму социологии техники (от «чёрного ящика» Маркони до аудиона). Автор показывает, как инженерные решения по наращиванию мощности, настройке в резонанс и преобразованию сигнала постепенно создавали радиосвязь как стабильную технологию. Близка к этому направлению и подробная биография Маркони, написанная Марком Рабоем (Marc Raboy) [14], где акцент сделан на роли изобретателя в создании глобальной коммуникационной сети.

Особого внимания заслуживает статья В. Г. Горохова, в которой анализируется, как теоретическое открытие Герца породило конкретные технические следствия, и рассматривается процесс становления радиотехнической теории — от физического эффекта к инженерной практике [15]. Автор, будучи философом и методологом науки, приближается к проблеме, близкой нашей: переходу от «чистого» научного знания к прикладному техническому устройству. Однако данная работа, как и упомянутое ранее исследование Хона оставляет за скобками вопрос о когнитивном механизме, который позволил провести аналогию между акустическими и электромагнитными волнами и тем самым «увидеть» в электромагнитных колебаниях потенциальный информационный канал.

Наконец, фундаментальный сборник первоисточников «Из предыстории радио» под редакцией Л. И. Мандельштама [16] представляет собой бесценный архив для любого исследователя, но, как и в случае с работами Г. Гарратта, а также В. А. Ильина и В. В. Кудрявцева, в нём нет аналитического ключа, который бы связал разрозненные факты в единую логическую цепочку: «перенос энергии без переноса вещества → волновая природа → способность к модуляции → пригодность для передачи информации».

Таким образом, имеющаяся историография при всей её фактической насыщенности оставляет лакуну: ни эволюционный нарратив, ни приоритетные споры, ни социотехнический анализ не объясняют, почему электромагнитные волны были осмыслены как информационный канал. Авторами практически не затрагивается вопрос о логике изобретения, а также упуска-

ется из внимания количественная оценка эффективности первых искровых радиопередатчиков с точки зрения современной теории информации. Именно на ликвидацию данного пробела направлена настоящая работа.

2. Методы исследования

Методологическим каркасом работы выступает функциональная аналогия между механическими (акустическими) и электромагнитными волнами, дополненная двумя аналитическими приёмами: «утиным тестом» и элементами аксиоматического подхода [17, 18].

Под «утиным тестом» в данном контексте понимается эвристический приём абдуктивного вывода: если некоторая сущность проявляет все ключевые функциональные признаки известного класса объектов, она с высокой вероятностью принадлежит к этому классу, даже если её физическая природа иная. Дословно это звучит так: «Если это выглядит как утка, плавает как утка и крякает как утка, то вероятнее всего, это что-то — утка». В качестве «аксиом» — эмпирически бесспорных для научного сообщества конца XIX века положений — приняты два фундаментальных свойства волновых процессов: 1) способность переносить энергию без переноса вещества; 2) модулируемость, т. е. возможность целенаправленно изменять параметры волны. Применительно к истории радио это означает следующее: если «что-то» обладает основными свойствами волновых процессов (волн на поверхности жидкости, акустических волн), а именно обладает способностью к переносу энергии без макроскопического переноса вещества и способностью к модуляции (изменению амплитуды и частоты), то вероятнее всего — это «что-то» является волной. При этом, если это «что-то» является волной, то вероятно, что это «что-то» так же, как и акустические волны, обладает возможностью нести осмысленное сообщение, поэтому может рассматриваться как потенциальный информационный канал. Из этих двух аксиом дедуктивно выводится центральное утверждение о том, что всякая волна, обладающая названными выше свойствами, в принципе пригодна для передачи информации.

Для количественного обоснования эффективности первых радиосистем привлечены формула Шеннона [19], позволяющая оценить теоретическую пропускную способность канала, формула Хартли для определения реальной скорости передачи при телеграфировании азбукой Морзе [20], а также принцип Ландауэра, задающий фундаментальный термодинамический предел энергетических затрат на обработку одного бита [21]. Сравнение реальных энергозатрат (получаемых как из исторических данных о мощности передатчиков, так и из прямого расчёта энергии искрово-

го разряда) с ландауэровским минимумом, позволяет количественно продемонстрировать, насколько первые радиопередатчики были далеки от физического предела, и тем самым проиллюстрировать тезис о «физичности» информации.

3. Результаты исследования

Очевидным является факт наличия волн на поверхности воды при колебании в ней поплавка, а также то, что если на пути распространения этой волны окажется другой поплавок, то он также придёт в движение, так как распространяющаяся волна передаёт ему энергию. Классический опыт по наблюдению акустического резонанса с использованием двух камертонов доказывает, что звуковые волны также могут передавать энергию, а представленная в 1874 году в докторской диссертации Н. А. Умовым концепция потока энергии математически описывает плотность потока и направление передаваемой энергии. Через 10 лет после успешной защиты докторской диссертации Н. А. Умовым английский учёный Джон Пойнтинг, опираясь на опубликованные в период с 1861 по 1873 гг. работы Джеймса Кларка Максвелла о теории электромагнитных волн, применил аналогичный подход к электромагнитному полю, математически доказав, что электромагнитная волна так же, как и механическая, может передавать энергию. В период с 1886 по 1888 гг. немецкий учёный Генрих Рудольф Герц, стремясь опровергнуть теорию Максвелла, провёл ряд экспериментов, в результате которых была впервые осуществлена беспроводная передача электромагнитной энергии.

Для своих экспериментов Герц разработал и построил электромагнитный волновой передатчик, позже известный как «вибратор Герца». Он состоял из двух соосных медных стержней, каждый диаметром 5 мм и длиной 1,3 м. На концах каждого стержня были прикреплены небольшой латунный шар (диаметром 3 см) и большой цинковый шар или полусфера (диаметром 30 см). Между маленькими шарами был зазор 7—7,5 мм — искровой зазор. Обмотки катушки Румкорфа — преобразователя низковольтного постоянного тока (*DC*) в высоковольтный переменный ток (*AC*) — были прикреплены к медным стержням рядом с маленькими шарами. При подаче импульсов постоянного тока автоматический выключатель зажигал искры в гальванической цепи вторичной обмотки катушки, излучая электромагнитные волны в окружающую среду. Сдвигая большие шары (или пластины) вдоль стержней, можно было регулировать индуктивность и емкость цепи, а, следовательно, и частоту колебаний (и, таким образом, длину волны). Для приема излучаемых волн Герц использовал ре-

зонатор: открытое проволочное кольцо диаметром 70 см с латунными шариками на концах (такие же, что использовались в «передатчике»). Регулируя размер и положение резонатора, Герц настраивал его на частоту колебаний вибратора. Это приводило к возникновению искр между принимающими шариками в тот же момент, когда они генерировались вибрирующими шариками. Искры были очень слабыми и поэтому их можно было наблюдать только в темноте [22]. Примечательным является тот факт, что сам Герц считал своё изобретение лишь подтверждающим теорию Максвелла и абсолютно бесполезным с практической точки зрения [23].

В то же время необходимо отметить, что несмотря на возможность звуковых волн передавать энергию, гораздо чаще они используются для передачи информации. Поэтому благодаря последовательному применению функциональной аналогии между различными волновыми процессами (механическими и электромагнитными) можно сделать вывод о том, что электромагнитные волны так же, как и акустические могут передавать информацию. Следовательно, с точки зрения теории информации, опыт Герца был первым случаем беспроводной передачи бита данных. Зафиксировав искру, Герц не просто подтвердил физический закон, он успешно принял сигнал в бинарной системе «есть разряд / нет разряда», поэтому с информационной точки зрения факт наличия искры (1) или её отсутствия (0) при целенаправленном включении вибратора является первой беспроводной передачей одного бита. Ретроспективно применяя функциональную аналогию, мы можем утверждать: в тот момент, когда было осознано, что электромагнитному полю присущи свойства, ранее считавшиеся исключительной принадлежностью звука (отсутствие вещества-посредника, способность к модуляции, регистрируемый отклик на расстоянии), был сделан решающий шаг в логике изобретения радио. Аналогия здесь выступает не просто как иллюстрация, а как тот объяснительный принцип, который позволяет связать физическое открытие Герца с инженерным решением Попова и Маркони.

Таким образом, когда Герц доказал, что электромагнитные волны обладают теми же тремя свойствами, как и звуковые волны (перенос энергии без переноса вещества, модулируемость), инженерная мысль сделала простой, но гениальный шаг: если это волна и её можно модулировать, то она тоже пригодна для передачи информации. Исходя из этого сложилось понимание того, что электромагнитные волны действительно существуют как физический объект, способный передавать не только энергию, но и информацию. Это и есть логика изобретения радио, которой, возможно, в своё время руководствовались А. С. Попов и Г. Маркони. Поэтому радио родилось не из магии, а из строгой аналогии.

Реализация данной логики на практике потребовала решения конкретных инженерных задач. С точки зрения истории техники А. С. Попов первым продемонстрировал практическую возможность регистрации электромагнитных волн с помощью чувствительного элемента и индикации. В качестве такого элемента использовался когерер — стеклянная трубка с металлическими опилками, сопротивление которой резко падало под действием электромагнитной волны. Для регистрации сигнала применялся электрический звонок, одновременно механически встряхивавший когерер после каждого приёма (возвращая его в исходное состояние). Регистрация сигналов осуществлялась на ленте самописца (телеграфный аппарат Юза). Дальность первого радиоприёмника А. С. Попова составляла около 60 м (май 1895 г.), а к началу 1896 г. была доведена до 250 м. Летом 1895 года А. С. Попов установил заземлённую антенну, что сразу увеличило дальность до 600 м [24]. Однако настройки на резонанс в его системе не было — приёмник реагировал на любые излучения в широком диапазоне, возможно потому, что разработанная им система была демонстрационной и метеорологической, ориентированной на регистрацию грозовых разрядов и лишь затем — на связь.

В то же время Г. Маркони совершил технический прорыв: он добился масштабируемости, избирательности и дальности действия. Он добавил заземленную антенну с противовесом, при этом передающая и приемная антенны были идентичны по форме и размеру. Помимо использования более мощных передатчиков (повышающих трансформаторов, конденсаторов большей емкости), он реализовал систему резонансной настройки, изменяя индуктивность катушек для избирательного приема сигналов определенной частоты. Введение искрового разрядника в резонансный контур также позволило получить затухающие колебания с более высокой стабильностью частоты, значительно увеличив дальность связи и развив искровой разряд в практическую беспроводную телеграфию [25]. Эти усовершенствования позволили не только проводить лабораторные демонстрации, но и применять беспроводную передачу информации в промышленности, превратив лабораторные результаты в глобальную коммуникационную технологию. Сравнительный анализ инженерных решений, осуществлённых А. С. Поповым и Г. Маркони, наглядно показан в таблице 1.

Необходимо подчеркнуть, что логика изобретения (функциональная аналогия со звуковыми волнами) была общей для обоих: и Попов, и Маркони исходили из того, что если электромагнитные волны можно модулировать, то они пригодны для передачи информации. Однако Маркони систематически применил настройку на резонанс, что позволило использовать частотное разделение каналов — прямой путь к современной радиосвязи.

Таблица 1. Сопоставление инженерных решений А. С. Попова и Г. Маркони.

Table 1. Comparison of engineering solutions by A. S. Popov and G. Marconi

Параметр	**А. С. Попов (1895 – 1896)**	**Г. Маркони (1896 – 1901)**
Первичная задача	Регистрация грозовых разрядов	Беспроводной телеграф
Чувствительный элемент	Когерер (трубка с опилками)	Когерер, позже магнитный детектор
Автоматическое восстановление	Механическая встряска звонком	Механическая встряска или вращение контакта
Антенна	Вертикальный провод → заземлённая антенна (1895)	Заземлённая антенна с противовесом (с 1896)
Настройка в резонанс	Отсутствовала	Искровой промежуток в контуре + катушки настройки
Дальность (максимум в годы изобретения)	~ 250 м (1895), 600 м (после заземления)	> 3 км (1897)
Регистрация сигнала	Звонок + лента самописца	Звонок → телеграфный аппарат → телефон (после 1902)

4. Обсуждение

Возникает вопрос: почему функциональная аналогия между звуковыми и электромагнитными волнами не была очевидна современникам Г. Герца? На первый взгляд, шаг от экспериментов Герца к радиосвязи кажется тривиальной экстраполяцией: если звуковые волны, передающие энергию без переноса вещества, можно модулировать и использовать для передачи информации, то почему того же нельзя сделать с электромагнитными волнами? Однако исторические факты свидетельствуют, что ни сам Герц, ни его ближайшие современники-физики этого вывода не сделали. Более того, в течение нескольких лет после 1888 года электромагнитные волны воспринимались исключительно как тонкий лабораторный феномен, не имеющий практической ценности. Причины такой «слепоты» проанализированы в социологии техники [26] и когнитивной истории [27]:

1) Разделение дисциплинарных оптик. В конце XIX века физика и инженерное искусство существовали как относительно независимые сферы. Герц был «чистым» физиком-экспериментатором, целью которого являлась верификация теории Максвелла, а не создание полезных устройств. Его знаменитая фраза о том, что его опыты «не имеют никакого практического значения», отражает не скромность, а господствующую систему ценностей: открытие физического закона ценилось выше, чем создание коммуникационного прибора. Инженеры же, в свою очередь, не обладали в тот

момент достаточной теоретической подготовкой, чтобы самостоятельно извлечь из максвелловской электродинамики следствия о модуляции волн.

2) Отсутствие понятия «модуляция как информационный процесс». В акустике связь между звуком и передачей сообщения была антропоморфно очевидна: антропоморфная очевидность звуковой связи связана с нашим слуховым восприятием. Звук — это дискретное явление, которое мы слышим, как отдельные звуки, слова, мелодии (один человек говорит, звук распространяется, другой слышит). Электромагнитные же волны воспринимаются скорее как непрерывное поле, его изменения труднее было уловить без технических средств. Поэтому для электромагнитных волн аналогичный перцептивный опыт отсутствовал. Герц «видел» искру в резонаторе, но не распознавал в ней знак. Понятие модуляции в радиотехническом смысле (намеренное изменение амплитуды, частоты или фазы) сформировалось лишь в начале 1890-х годов в работах Бранли, Лоджа и, позже, Маркони. До этого электрические колебания мыслились либо как непрерывные (телефонные линии), либо как затухающие искровые разряды без различимой семантической нагрузки.

3) Когнитивная инерция «материального носителя». Тысячелетия человечество передавало информацию либо через вещество (письмо, гонец), либо через провод (телеграф). Идея информационного воздействия без какого-либо материального посредника казалась почти магической. Даже после опытов Герца многие инженеры продолжали искать «эфирный ветер» или пытались создать механические модуляторы электромагнитного поля, по аналогии со звуковыми мембранами. Чтобы принять, что невидимое поле может нести столь же богатую информацию, как и звук, требовалось отказаться от наивно-механистической картины мира.

4) Шум и нестабильность первых приёмников. Хотя Г. Герц демонстрировал устойчивый приём искры в резонаторе на расстояниях до 10—15 м в лаборатории и до 20 м на открытом воздухе, само наблюдение искры оставалось крайне чувствительным к помехам. Основным источником шума выступал искровой разряд передатчика, создававший широкополосное электромагнитное излучение, которое маскировало слабый отклик резонатора. Кроме того, на видимость искры влияли ориентация приёмного вибратора, флуктуации напряжения катушки Румкорфа и нестабильность контактов. В таких условиях отличить намеренно переданный бит (например, включение/выключение вибратора по азбуке Морзе) от случайной флуктуации было практически невозможно. Лишь после изобретения когерера (Бранли, 1890) и схемы с автоматическим встряхиванием (Попов, 1895) появилась техническая возможность надёжно регистрировать дискретные состояния и превратить электромагнитный канал в средство передачи инфор-

мации. Но даже тогда осознание, что электромагнитный канал эквивалентен звуковому, пришло не сразу: сам Лодж, усовершенствовавший когерер и демонстрировавший приём сигналов на расстоянии до 500 м в 1894 году, не подал патент на радиотелеграф — он всё ещё мыслил в логике «демонстрации физического эффекта», а не инженерной системы связи.

Таким образом, функциональная аналогия между звуковыми и электромагнитными волнами была доступна для ретроспективного анализа только после того, как были созданы: (а) чувствительный детектор (когерер), (б) механизм восстановления чувствительности (встряхивание), (в) концепция кодирования (телеграфная азбука, перенесённая на искру) и (г) социально-экономический спрос на беспроводную связь. Другими словами, аналогия стала «очевидной» лишь после того, как инженеры собрали из отдельных компонентов работающий коммуникационный прототип, который сам и воплотил эту аналогию. Это типичный случай, когда логика изобретения осознаётся *post factum*, а не предшествует ему.

Однако после первых успешных опытов по применению радиосвязи перед инженерами возник новый вопрос: сколько информации можно передать через радиоканал и от чего это зависит? Ответ на него дала математическая теория связи, разработанная Клодом Шенноном в 1948 году. Ключевым результатом стала формула, известная как предел Шеннона:

$$C = \Delta f \cdot \log_2\left(1 + \frac{S}{N}\right),$$

где C — максимально достижимая скорость передачи информации (бит/с), Δf — ширина полосы частот канала (Гц), S — средняя мощность сигнала, N — средняя мощность шума в полосе канала. Отношение S/N часто называют «отношением сигнал/шум» (*SNR*).

При анализе искрового радиопередатчика необходимо различать два понятия полосы. Физическая полоса излучения $\Delta f_{\text{физ}}$ определяется длительностью искрового разряда τ: для типичной катушки Румкорфа при $\tau \approx 1$—10 мкс ширина спектра составляет $\Delta f_{\text{физ}} \sim 1/\tau \approx 100$ кГц — 1 МГц. Именно эта широкая полоса использовалась в эфире. Однако, согласно теории Шеннона, избыточная физическая полоса не только не увеличивает пропускную способность, но и создаёт помехи соседним каналам, а также резко снижает энергетическую эффективность передачи. Информационная (эффективная) полоса $\Delta f_{\text{эфф}}$, напротив, ограничена сверху скоростью манипуляции. Стандартная скорость телеграфирования измеряется в словах в минуту (*WPM*). Эталонное слово «*PARIS*» в коде Морзе состоит из 50 единичных длительностей точки. При средней для 1890-х гг. скорости 6 *WPM* длительность точки равна $T_{точки} = 0{,}2$ с, что соответствует частоте манипу-

ляции около 5 Гц. Согласно теореме отсчётов, необходимая полоса для такого сигнала не превышает 5—10 Гц [28]. В дальнейших расчётах примем $\Delta f_{эфф} = 5$ Гц как характерную оценку. Поэтому, принимая для первых искровых систем $\Delta f_{эфф} = 5$ Гц и типичное для лабораторных условий отношение сигнал/шум $S/N = 5$, получаем по формуле Шеннона (без учёта квадратурного множителя, так как речь идёт о простейшей амплитудной манипуляции)

$$C = \Delta f_{эфф} \cdot \log_2\left(1+\frac{S}{N}\right) = 5 \cdot \log_2(1+5) = 12{,}9 \text{ бит/с.}$$

Данное значение представляет собой теоретический потолок для самого канала — реальные скорости были существенно ниже.

В то же время, согласно формуле Р. Хартли реальная скорость передачи информации R определяется как отношение объема переданных данных I ко времени их трансляции T. Объём переданных данных находится как $I = \log_2 N$, где N — число возможных равновероятных событий (вариантов сообщений). Так как при передаче сообщений использовалась азбука Морзе, имеющая три состояния (точка/тире/пауза), то информационный объём I одного символа составляет 1,585 бит. Как уже было сказано ранее, средняя скорость телеграфирования при использовании первых искровых составляла от 5 до 8 слов в минуту. Если принять равным, что в среднем в минуту передаётся 6 слов, а каждое слово также в среднем состоит из 6 букв, то получается, что время передачи одного символа требуется 1,67 с, а так как одна буква в коде Морзе состоит в среднем из 3 сигналов (точек или тире), то получается, что время передачи одного сигнала составляет приблизительно $T = 0{,}5$ с. Тогда, реальная средняя скорость передачи информации, рассчитанная по формуле Хартли $R_{Хартли}$ равна:

$$R_{Хартли} = \frac{I}{T} = \frac{1{,}585}{0{,}5} = 3{,}17 \text{ бит/с.}$$

Однако прямое применение формулы Хартли к реальной азбуке Морзе некорректно из-за сильной неравновероятности состояний и зависимости от контекста. Формула Хартли в данном случае может служить лишь грубой верхней оценкой, а не точным расчётом реальной скорости. Поэтому в данной работе также были проведены расчёты с опорой на физически измеряемые длительности посылок и на энтропию естественного языка, что гораздо точнее описывает реальные возможности первых радиотелеграфных линий. Физическая скорость манипуляции (в бодах), которую мог обеспечить приёмник, определяется той же длительностью точки:

$$\upsilon_{бод} = \frac{1}{T_{точки}} = 5 \text{ бод (посылок в секунду).}$$

При двоичной манипуляции «есть сигнал / нет сигнала» каждый бод эквивалентен одному биту, следовательно, физическая пропускная способность линии составляла $R_{ФИЗ}$ = 5 бит/с. Это уже почти в 2,5 раза меньше предела Шеннона, что объясняется инерционностью когерера и необходимостью его механического встряхивания. Информационная скорость источника (оператора с ключом) была ещё ниже из-за избыточности естественного языка и ограничений кода Морзе. При *WMP*, равном 6 слов в минуту и средней длине слова $L_{слова}$ равной 5 букв плюс один пробел (всего 6 символов на слово), скорость телеграфирования составляет 0,6 символа/с. Если средняя энтропия одного символа английского языка составляет около 4,1 бита, то реальная информационная скорость источника $R_{реальная}$ равна:

$$R_{реальная} = \frac{WMP \cdot L_{слова}}{60} \cdot H_{симв} = \frac{6 \cdot 6}{60} \cdot 4{,}1 = 2{,}5 \text{ бит/с.}$$

Таким образом, реальная скорость передачи смысловой информации оказывалась примерно в 1,27 раза меньше значения, рассчитанного по формуле Хартли, вдвое ниже физической возможности канала и почти в 5 раз ниже относительно шенноновского предела.

Хотя Шеннон и Хартли работали уже после создания радио, взаимосвязь между их формулами позволяет ретроспективно показать разрыв между теоретической максимально возможной скоростью передачи сигнала с помощью искрового радиопередатчика и её реальным значением. Поэтому с историко-научной точки зрения очевидно, что все дальнейшие попытки усовершенствования первых радиосистем, предпринимаемые изобретателями, пусть неявно, но были направлены на достижение шенноновского предела. Также важным является то, что Шеннон формализовал идею, неявно присутствовавшую у изобретателей радио: модулируя параметры волны (амплитуду, частоту, фазу), можно кодировать информацию, а скорость передачи ограничена только полосой и уровнем шума.

Если формула Шеннона описывает максимальную теоретически возможную скорость передачи информации, а формула Хартли — реальную скорость передачи, то принцип Ландауэра объясняет причину значительного разрыва между данными значениями, а также устанавливает нижнюю границу энергетических затрат, необходимых для обращения с информацией. В своей основополагающей работе Рольф Ландауэр показал, что любое логически необратимое изменение (например, стирание

бита) выделяет тепловую энергию, равную $Q = k \cdot T \cdot \ln 2$, где k — постоянная Больцмана, T — абсолютная температура среды. Обратимые (логически обратимые) операции могут, в принципе, выполняться без диссипации, но для регистрации и передачи информации необходимы необратимые акты — например, установление состояния «0» или «1» в приёмном устройстве. Это доказывает, что информация «физична» и не существует в отрыве от носителя и энергетических затрат. Используя принцип Ландауэра, можно посчитать, что минимальные энергетические затраты в идеальных условиях для записи 1 бита информации при комнатной температуре в 20°*C* (293 *K*) требуется минимум $2{,}8 \cdot 10^{-21}$ Дж энергии, хотя в реальности минимальное значение затрачиваемой энергии для записи 1 бита информации гораздо больше представленного.

Для наглядности принципа физичности информации рассмотрим процесс письма ручкой на бумаге. Письмо ручкой на бумаге функционально идентично передаче сигнала Герца: в обоих случаях отправитель воздействует на среду энергетическим импульсом. Энергозатраты состоят из механической работы по движению руки и ручки (трение), химической энергии на перенос и закрепление чернил (адгезия, испарение растворителя, окисление) и преодоления капиллярных сил, деформации бумаги и т. д. При этом мышечная энергия руки не просто тратится на трение, она модулируется сознанием. Траектория движения превращает хаотичный расход энергии в упорядоченную структуру (текст), снижая энтропию листа бумаги. Названные энергозатраты в сумме на много порядков превышают $2{,}8 \cdot 10^{-21}$Дж (обычно это доли джоуля или даже джоули на один записанный символ). Ландауэровский предел здесь практически незаметен на фоне этих «паразитных» потерь. Поэтому информация здесь — это структурированный след затраченной работы, так как информация фиксируется не за счет перемещения самой среды, а за счет изменения её локальных физических характеристик. Таким образом, текст на листе — это застывшая форма переданной механической энергии, структурированная волей отправителя и сохранившая структуру сообщения без пространственного перемещения самого носителя.

Процесс удаления текста ластиком также требует энергетических затрат. Согласно Ландауэру, работа, затраченная на трение ластика, необходима для того, чтобы «разрушить» порядок и вернуть систему в состояние неопределенности. Энергия упорядоченного текста при этом переходит в тепловую энергию (нагрев бумаги и ластика), причём минимальное значение энергии, затрачиваемой на стирание, также на много порядков превышает ландауревский минимум в $2{,}8 \cdot 10^{-21}$Дж.

Для количественной иллюстрации сопоставим фундаментальный термодинамический предел с реальными энергозатратами первых искровых систем. Согласно историческим данным, передатчик Маркони обладал мощностью около 13 Вт. При физической скорости $R_{\text{реальная}} = 2{,}5$ бит/с энергия, приходящаяся на один переданный бит $E_{\text{реальная}}$, составляла:

$$E_{реальная} = \frac{P}{R_{реальная}} = \frac{13}{2{,}5} = 5{,}2 \text{ Дж}.$$

Этот результат отчасти подтверждается прямым расчётом энергии, запасаемой в конденсаторе искрового разрядника: при ёмкости конденсатора $C = 10^{-8}$ Ф (типичное значение ёмкости для лейденских банок и конденсаторов катушек Румкорфа того времени) и значении напряжения $U = 20$ кВ, необходимом для пробоя воздушного зазора в несколько миллиметров при атмосферном давлении, энергия одного разряда W_C равна:

$$W_C = \frac{C \cdot U^2}{2} = \frac{10^{-8} \cdot (20 \cdot 10^3)^2}{2} = 2 \text{ Дж}.$$

Данное значение было получено для идеальных условий без учёта таких факторов, как активное сопротивление проводов, ёмкостное сопротивление конденсатора, индуктивное сопротивление катушки и связанное с ней явление самоиндукции, поэтому в реальности данное значение могло варьироваться в диапазоне от 3,25 до 6,25 Дж на бит информации. Поскольку для формирования одного символа азбуки Морзе обычно требовалось 2—3 искровых разряда, полные затраты на бит также оказываются на уровне нескольких джоулей. Следовательно, реальный расход энергии на один бит в первых беспроводных телеграфах превосходил термодинамический минимум примерно в 10^{21} раз. Такой колоссальный разрыв между реальными энергозатратами и термодинамическим минимумом наглядно демонстрирует, какой ценой в энергетическом выражении достигалась даже та скромная скорость передачи, которая была доступна первым радиоинженерам. Оба этих фактора (и инерционность детектора, и большая энергетическая избыточность) в совокупности объясняют, почему пропускная способность по Шеннону реализовывалась лишь в ничтожной доле: первые инженеры тратили большое количество энергии на создание макроскопического события (искры), чтобы передать всего один логический бит, который теоретически «весит» почти ничего.

Таким образом, представленные результаты наглядно иллюстрируют тезис о «физичности» информации: принцип Ландауэра показывает, что информационные процессы не существуют вне энергетического обмена. Переход от одной технологической среды к другой не отменяет фун-

даментальную плату за бит, а лишь перемещает место диссипации (среда → проводник → приёмник) и изменяет её величину в зависимости от конкретных инженерных решений.

5. Заключение

Проведённый анализ показывает, что функциональная аналогия применима не только для ретроспективного объяснения уже известных изобретений, но и обладает эвристической ценностью как способ выявления внутренней логики технического творчества, не всегда эксплицированной в исторических документах. Именно такой инструментальный взгляд на аналогию отличает настоящее исследование от традиционных историографических обзоров, где аналогия выступает лишь в роли наглядного сравнения.

Обобщая всё сказанное ранее, можно утверждать, что изобретение радио не было случайным эмпирическим открытием, а явилось результатом последовательного применения функциональной аналогии между механическими (акустическими) и электромагнитными волнами. Признаки, присущие звуку — передача энергии без переноса вещества, волновое поведение (отражение, интерференция, дифракция), способность к модуляции — были экстраполированы на электромагнитные колебания. Опыты Г. Герца ознаменовали переход от концепции «переноса вещества» (проводная связь, механические среды) к концепции «модуляции энергии». Электромагнитное поле было признано самостоятельным физическим объектом, способным выступать носителем не только энергии, но и структурированного сообщения. В середине XX века теория связи (Р. Хартли, К. Шеннон) и физика информации (Р. Ландауэр) придали этим качественным представлениям строгую математическую и термодинамическую форму. Формула Шеннона определяет максимальную скорость передачи информации, формула Хартли — реальную, а принцип Ландауэра объясняет почему для первых искровых передатчиков данные значения настолько сильно отличались. Сравнение передачи радиосигнала с процессом письма на бумаге демонстрирует, что информация не существует вне материального носителя и всегда связана с локальным изменением физических свойств среды за счёт затраченной энергии.

Таким образом, история техники беспроводной связи может быть понята как история последовательного осознания того факта, что информация есть модулированная энергия, а любой канал передачи подчиняется как информационному (шенноновскому), так и энергетическому (ландауэровскому) пределам. Эволюция технологических сред передачи данных — от акустики к проводам и радиоволнам — представляет собой поиск компромисса между дальностью, скоростью, мобильностью и энергетической

эффективностью в рамках единого термодинамического ограничения. Дальнейшее развитие систем связи (оптоволокно, квантовая коммуникация) направлено на максимальное приближение к пределу скорости передачи информации по Шеннону и уровню минимальных энергетических затрат по Ландауэру. Сегодня данные идеи находят свое технологическое воплощение в развитии стандартов связи нового поколения (5*G*/6*G*), а также технологиях квантовых вычислений, позволяя инженерам вплотную приблизиться к пределу Шеннона, где энергоэффективность передачи бита становится главным критерием прогресса. Более того, современная концепция беспроводной передачи энергии (*Wireless Power Transfer*), используемая для заряда аккумуляторов мобильных устройств и электротранспорта, является прямым наследником того самого «бесполезного» искрового резонатора. Если в конце XIX века человечество училось отделять информацию от провода, то в XXI веке мы наблюдаем процесс их окончательного слияния: энергия и информация становятся единым ресурсом, управляемым в рамках общих законов термодинамики.

Список литературы

1. Garratt G. R. M. The Early History of Radio: From Faraday to Marconi. London : Institution of Electrical Engineers, 1994. 93 p.
2. Федорчук Н. М. Развитие электромагнетизма от Фарадея — Максвелла до Попова — Маркони. Изобретение радио // Научная мысль. 2018. Т. 6, № 4 (30). С. 155—161.
3. Ильин В. А., Кудрявцев В. В. История радиофизики. Модульный курс для магистров: Учебное пособие. Москва : МПГУ, 2017. 320 с.
4. Меркулов В. Д. Радио — 110 лет // Наука и жизнь. 2005. № 5.
5. Меркулов В. Д. Изобретение радио. Кто был первым? // Наука и жизнь. 2006. № 3.
6. Борисова Н. А. Отечественные разногласия о приоритете А. С. Попова в изобретении радио // Научно-технические ведомости СПбГПУ. Гуманитарные и общественные науки. 2019. Т. 10, № 2. С. 98—111.
7. Изобретение радио. А. С. Попов. Документы и материалы / Под ред. А. И. Берга. Составители : Е. А. Попова-Кьяндская, В. М. Родионов, М. И. Мосин, В. И. Шамшур. М. : Наука, 1966. 284 с.
8. Трибельский Д. Л., Урвалов В. А. Изобретение радио : действительность и домыслы // Вопросы истории естествознания и техники. 1990. № 1. С. 122—128.
9. Морозов И. Д. Что изобрел А.С. Попов, и на что получил патент Г. Маркони // URL: https://web.archive.org/web/20190304030327/http://fiz.1september.ru/2002/16/no16_1.htm (дата обращения: 15.05.2026).
10. Пилипенко А. В., Герасимов С. М. Изобретение радио: к вопросу о предшественниках и приоритете // Вопросы истории естествознания и техники. 1995. № 3. С. 59—62.
11. А. С. Попов — Э. Дюкрете. Письма и документы. 1898—1905 гг. / Сост. Л. И. Золотинкина, Е. В. Красникова. СПб. : Изд-во «Русская классика», 2009. 304 с.
12. Лебединский В. К. Изобретение беспроволочного телеграфа (1895). А. С. Попов. М. : Труд и книга, 1925. 67 с.
13. Hong Sungook. Wireless : From Marconi’s Black-Box to the Audion. Londov : MIT Press, 2001. 248 p.

14. Raboy M. Marconi : the man who networked the world. Oxford University Press, 2016. 863 p.
15. Горохов В. Г. Становление радиотехнической теории: от теории к практике на примере технических следствий из открытия Г. Герца // Вопросы истории естествознания и техники. 2006. № 2. С. 62—98.
16. Из предыстории радио. Сборник оригинальных статей и материалов. Вып. 1 / Составил С. М. Рытов ; под редакцией Л. И. Мандельштама. М.—Л. : Издательство АН СССР, 1948. 472 с.
17. Стёпин В. С., Абушенко В. Л., Непейвода Н. Н. Метод аксиоматический. URL: https://gtmarket.ru/concepts/6995 (дата обращения: 13.05.2026).
18. Davis R. S. Who's Sitting on Your Nest Egg? Bridgeway Books, 2007. 141 p.
19. Шеннон К. Работы по теории информации и кибернетике / Пер. с англ. под ред. Р. Л. Добрушина и Н. А. Железнова. М. : Издательство иностранной литературы, 1963. 830 с.
20. Хартли Р. Передача информации. В кн. : Теория информации и ее приложения. Сб. переводов под ред. А. А. Харкевича. М. : Физматгиз, 1959. С. 5—35.
21. Ландауэр Р. Необратимость и выделение тепла в процессе вычислений / Пер. с англ. И. О. Чередникова, А. Г. Холмской. В кн. : Квантовый компьютер и квантовые вычисления / Гл. ред. В. А. Садовничий. Ижевск : Регулярная и хаотическая динамика, 1999. Т. 2. С. 9—32.
22. Косоногов И. И. Опыты Герца // Вѣстникъ опытной физики и элементарной математики. 1891. № 112. С. 70—75; № 117. С. 161—174; № 118. С. 186—191; № 119. С. 203—206.
23. Храмов Ю. А. Герц Генрих Рудольф. В кн. : Физики : Биографический справочник / Под ред. А. И. Ахиезера. Изд. 2-е, испр. и доп. М. : Наука, 1983. С. 82.
24. Рыбкин П. Н. Изобретение радиотелеграфа в России // Радиотехник. 1919. № 8. С. 256—283.
25. Храмов Ю. А. Маркони Гульельмо. В кн. : Физики : Биографический справочник / Под ред. А. И. Ахиезера. Изд. 2-е, испр. и доп. М. : Наука, 1983. С. 179.
26. Бернал Дж. Д. Наука в истории общества / Пер. с англ. А. М. Вязьминой [и др.]; под общ. ред. Б. М. Кедрова, И. В. Кузнецова. М.: Издательство иностранной литературы, 1956. 735 с.
27. Yeang C.-P. Characterizing radio channels : the science and technology of propagation and interference, 1900–1935 : Ph. D. Thesis. Cambridge, MA: Massachusetts Institute of Technology, Program in Science, Technology and Society, 2004. – URL: https://dspace.mit.edu/handle/1721.1/39172?show=full (дата обращения: 13.05.2026).
28. Котельников В. А. О пропускной способности эфира и проволоки в электросвязи // УФН. 2006. Т. 176, № 7. С. 762—770.

Информация об авторах

Ракин Григорий Валерьевич, кандидат педагогических наук, доцент кафедры «Математические и естественнонаучные дисциплины» Каспийского института морского и речного транспорта им. ген.-адм. Ф. М. Апраксина — филиала ФГБОУ ВО «ВГУВТ», Астрахань, Российская Федерация. ORCID: 0000-0002-7096-3537.

Смирнов Владимир Вячеславович, доктор педагогических наук, кандидат физико-математических наук, доцент, профессор кафедры технологии материалов и промышленной инженерии ФГБОУ ВО «Астраханский государственный университет им. В. Н. Татищева», Астрахань; профессор кафедры «Математические и естественнонаучные дисциплины» Каспийского института морского и речного транспорта им. ген.-адм. Ф. М. Апраксина — филиала ФГБОУ ВО «ВГУВТ», Астрахань, Российская Федерация; ORCID: 0000-0002-6491-5117.

From Energy Wave to Information Wave: the Logic of Radio Invention in Light of Functional Analogy and Information Theory

G. V. Rakin[1] and V. V. Smirnov[1,2]

[1]*Caspian Institute of Maritime and River Transport n. a. F. M. Apraksin, branch of Federal State Budgetary Educational Institution of Higher Education "VSUVT" 3, Khmelnitsky St., Astrakhan, 414024, Russian Federation*

grisha_rakin@mail.ru

[2]*V. N. Tatishchev Astrakhan State University 20a, Tatishchev St., Astrakhan, 414056, Russian Federation*

smirnov.v.aspu@mail.ru

Received: May 18, 2026
Peer-reviewed: May 25, 2026
Accepted: May 25, 2026

Abstract: *The aim of this study is to reconstruct the logic behind the invention of radio as a consistent application of the functional analogy between mechanical (sound) and electromagnetic waves and to argue that this process led to a paradigm shift: from matter transfer to energy modulation. The study utilizes a comparative analysis of communication systems (acoustic, wired, and wireless), a type of functional analogy known as the "duck test", and elements of an axiomatic approach to identify common properties of wave processes: energy transfer without matter transfer and modulation. Shannon and Hartley's formula is used to quantitatively justify the efficiency of radio signals, while Landauer's principle is used to determine the lower bound on energy consumption. The functional analogy between mechanical (sound) and electromagnetic waves is applied for the first time not as a statement of external similarities between phenomena, but as an analytical tool that allows for reconstructing the logic behind the invention of radio. Unlike traditional descriptive approaches, in which analogy merely illustrates already known results, in this study it serves as a means of revealing a hidden cognitive chain: "energy transfer without matter transfer → wave nature → modulation capacity → suitability for information transmission". This logical sequence, reconstructed post factum, explains why electromagnetic waves, initially perceived as a useless laboratory phenomenon, were reinterpreted as a carrier of information.*

Keywords: *history of radio, functional analogy, logic of invention, spark radio communication, energy and information.*

For citation (IEEE): G. V. Rakin and V. V. Smirnov, "From Energy Wave to Information Wave: the Logic of Radio Invention in Light of Functional Analogy and Information Theory," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 9, no. 5, pp. 998–1019, 2026, doi: 10.21227/k5x8-dq45. (In Russ.).

References

[1] G. R. M. Garratt, *The Early History of Radio: From Faraday to Marconi*. London: Institution of Electrical Engineers, 1994.
[2] N. M. Fedorchuk, “The Development of Electromagnetism from Faraday–Maxwell to Popov–Marconi. The Invention of Radio,” *Nauchnaya mysl*, vol. 6, no. 4 (30). pp. 155–161, 2018. (In Russ.).
[3] V. A .Ilyin and V. V. Kudryavtsev, *History of Radiophysics. Modular Course for Master’s Degrees*, Moscow: Moscow State Pedagogical University, 2017. (In Russ.).
[4] V. D. Merkulov, “Radio – 110 Years,” *Nauka i zhizn*, no. 5, 2005. (In Russ.).
[5] V. D. Merkulov, “The Invention of Radio. Who Was First?” *Nauka i zhizn*, no. 3, 2006. (In Russ.).
[6] N. A. Borisova, “Russian disagreements about A .S. Popov’s priority in the radio invention,” *St. Petersburg state polytechnical university journal, Humanities and Social Sciences*, vol. 10, no. 2. pp. 98–111, 2019. (In Russ.).
[7] *The Invention of Radio. A. S. Popov. Documents and Materials* / Ed. by A. I. Berg. Co-compiled by E. A. Popova-Kyandskaya, V. M. Rodionov, M. I. Mosin, V. I. Shamshur. Moscow: Nauka, 1966. (In Russ.).
[8] D. L. Tribelsky and V. A. Urvalov, “The Invention of Radio: Reality and Speculation,” *Voprosy istorii estestvoznaniya i tehniki*, no. 1. pp. 122–128, 1990. (In Russ.).
[9] I. D. Morozov, “What A. S. Popov Invented, and What G. Marconi Patented,” URL: https://web.archive.org/web/20190304030327/http://fiz.1september.ru/2002/16/no16_1.htm (accessed: 15.05.2026). (In Russ.).
[10] A. V. Pilipenko and S. M. Gerasimov, “The Invention of Radio: On the Question of Predecessors and Priority,” *Voprosy istorii estestvoznaniya i tehniki*, no. 3, pp. 59–62, 1995. (In Russ.).
[11] *A. S. Popov — E. Ducretet. Letters and Documents. 1898-1905* / Comp. L. I. Zolotinkina, E. V. Krasnikova. St. Petersburg: Russkaya Klassika Publ. House, 2009. (In Russ.).
[12] V. K. Lebedinsky, *The Invention of Wireless Telegraph* (*1895*). *A. S. Popov*. Moscow: Trud i Kniga, 1925. (In Russ.).
[13] Hong Sungook, *Wireless: From Marconi’s Black-Box to the Audion*. London: MIT Press, 2001.
[14] M. Raboy, Marconi: The man who networked the world. Oxford University Press, 2016.
[15] V. G. Gorokhov, “The Formation of Radio Engineering Theory: From Theory to Practice as Illustrated by the Technical Consequences of Hertz’s Discovery,” *Voprosy istorii estestvoznaniya i tekhniki*, no. 2. pp. 62–98, 2006. (In Russ.).
[16] *From the Prehistory of Radio.* A Collection of Original Articles and Materials. Issue 1 / Compiled by S. M. Rytov; edited by L. I. Mandelstam. Moscow–Leningrad: Publishing House of the USSR Academy of Sciences, 1948. (In Russ.).
[17] B. S. Stepin, V. L. Abushenko, and N. N. Nepeyvoda, “The Axiomatic Method”. URL: https://gtmarket.ru/concepts/6995 (accessed: 13.05.2026). (In Russ.).
[18] R. S. Davis, *Who’s Sitting on Your Nest Egg?* Bridgeway Books, 2007.
[19] K. Shannon, *Works on Information Theory and Cybernetics* / Translated from English, edited by R. L. Dobrushina and N. A. Zheleznova. Moscow: Izdatelstvo inostrannoy literatury, 1963. (In Russ.).
[20] R. Hartley, “Information Transmission,” in *Information Theory and Its Applications.* Collection of Translations edited by A. A. Kharkevich. Moscow: Fizmatgiz, 1959. pp. 5–35. (In Russ.).
[21] R.Landauer, “Irreversibility and Heat Release in Computing,” translated from English by I. O. Cherednikov, A. G. Kholmskaya, in *Quantum Computer and Quantum Computing* / Ed. V. A. Sadovnichy, Izhevsk: Regulyarnaya i khaoticheskaya dinamika, vol. 2. pp. 9–32, 1999. (In Russ.).

[22] I. I. Kosonogov, “Hertz’s Experiments,” *Vestnik opytnoy fiziki i elementarnoy matematiki*, no. 112. pp. 70–75; no. 117. pp. 161–174; no. 118. pp. 186–191; no. 119. pp. 203–206, 1891. (In Russ.).
[23] Yu. A. Khramov, “Hertz Heinrich Rudolf,” in *Physicists: A Biographical Handbook* / Ed. by A. I. Akhiezer, 2nd ed., p. 82, Moscow: Nauka, 1983. (In Russ.).
[24] P. N. Rybkin, “The Invention of the Radiotelegraph in Russia,” *Radiotekhnik*, No. 8. pp. 256–283, 1919. (In Russ.).
[25] Yu. A. Khramov, “Guglielmo Marconi,” in: *Physicists: A Biographical Handbook* / Ed. by A. I. Akhiezer, 2nd ed., p. 179, Moscow: Nauka, 1983. (In Russ.).
[26] J. D. Bernal, *Science in History*, London: Watts, 1954.
[27] C.-P. Yeang, *Characterizing radio channels: the science and technology of propagation and interference, 1900–1935*: Ph. D. Thesis. Cambridge, MA: Massachusetts Institute of Technology, Program in Science, Technology and Society, 2004. – URL: https://dspace.mit.edu/handle/1721.1/39172?show=full (accessed: 13.05.2026).
[28] V. A. Kotel’nikov “On the transmission capacity of ‘ether’ and wire in electric communications” *Phys. Usp*. vol. 49, pp. 736–744, 2006.

Information about the author

Grigory V. Rakin, PhD (Pedagogical Sciences), Associate Professor, Department of Mathematical and Natural Sciences, Caspian Institute of Maritime and River Transport named after Admiral General F. M. Apraksin, a branch of VSUVT, Astrakhan, Russian Federation. ORCID: 0000-0002-7096-3537.

Vladimir V. Smirnov, Doctor of Pedagogical Sciences, PhD (Physics and Mathematics), Associate Professor, Professor, Department of Materials Technology and Industrial Engineering, Astrakhan State University named after V. N. Tatishchev, Astrakhan; Professor, Department of Mathematical and Natural Sciences, Caspian Institute of Maritime and River Transport named after Admiral General F. M. Apraksin, a branch of VSUVT, Astrakhan, Russian Federation; ORCID: 0000-0002-6491-5117.

Infocommunications and Radio Technologies, vol. 9, no. 5, pp. 1020–1051, 2026.
Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2025. Т. 9, № 5. С. 1020—1051.
ISSN: 2587-9936
DOI: 10.21227/g0wy-5149

УДК 621.37-621.39(091)

Изобретение рефлексной системы усиления

Пестриков В. М.

Санкт-Петербургский государственный институт кино и телевидения
ул. Правды, 13, Санкт-Петербург, 191119, Российская Федерация

pvm205@yandex.ru

Получено: 23 апреля 2026 г.
Отрецензировано: 30 апреля 2026 г.
Принято к публикации: 30 апреля 2026 г.

Аннотация: *Исследованы причины появления рефлексной технологии и особенности ее использования в радиоламповых приемных устройствах в первой половине XX века. В радиоприемнике, собранном по рефлексной схеме, одна или несколько ламп используются как для усиления радио, так и усиления звуковых частот. Показано, что рефлексная схема является изобретением немецких радиотехников Вильгельма Шлёмильха и Отто фон Бронка. Схема рефлексного приемника использовалась в недорогих ламповых радиоприемниках в 1920-х годах, а также в портативных ламповых радиоприемниках в 1930-х годах. Отмечены разработки французского радиоинженера Мариуса Латура по схемотехнике «каскадных» усилителей с рефлексией. Рассмотрены некоторые модели рефлексных ламповых радиоприемников, которые выпускались в США и СССР.*

Ключевые слова: *рефлексная система усиления, Вильгельм Шлёмильх, Отто фон Бронк, Мариус Латур, каскадный рефлекс, радиоприемник V2 Маркони, Уильям Присс, Ф. Сквайр, Роберт Вюрфель, радиоприемник «Москвич-В», транзисторный рефлексный радиоприемник.*

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Пестриков В. М. Изобретение рефлексной системы усиления // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2026. Т. 9, № 5. С. 1020—1051.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Пестриков, В. М. Изобретение рефлексной системы усиления / В. М. Пестриков // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2026. — Т. 9, № 5. — С. 1020—1051.

1. Введение

В начале 20-х XX века из всех радиосхем, привлекавших внимание радиотехников, пожалуй, самой интересной и эффективной явилась рефлексная схема с ее многочисленными возможностями. Рефлексная схема

— это не цепь, а система усиления. Именно по этой причине у нее так много вариантов построения. В схемах двойного, или рефлексного усиления, лампа устроена так, что выполняет двойную задачу одновременного усиления токов высокой и низкой частоты. Импульсы высокочастотного сигнала сначала пропускают через лампу обычным способом. Соответствующие усиленные токи затем выпрямляются либо второй лампой, либо, что чаще, кристаллическим детектором, и полученные низкочастотные составляющие, наконец, возвращаются в сетку первой лампы и снова усиливаются перед передачей на телефоны. Рефлексный принцип позволяет использовать усилительную вакуумную лампу одновременно в двойной роли, как для усиления радиочастотного сигнала, так звука одновременно.

В радиоприемнике, собранном по рефлексной схеме, одна или несколько ламп (обычно две лампы) используются как для усиления радиочастот, так и для усиления звука. Рефлексирование уменьшает количество необходимых ламп. Это было важным фактором в ранних конструкциях радиоприемников, когда электронные лампы были относительно дорогими, а заряд батарей был большой проблемой.

Рефлексная схема не нова, она самая старая из всех известных схем, таких как супергетеродинная, сверхрегенеративная и нейтродинная. По-видимому, рефлексная схема является предшественницей регенерации. Она была разработан на рубеже 1912 и 1913 годов.

2. Изобретение рефлексной радиосхемы

Рефлексная схема является результатом работы, проделанной немецкими радиотехниками Вильгельмом Шлёмильхом (*Wilhelm Schloemilch,* 19.09.1870—08.07.1939) и Отто фон Бронком (*Otto Romanus von Bronk,* 29.02.1872—05.08.1951) из Берлина. Разработка защищена немецким патентом *DE*293300*A* с приоритетом от 9 февраля 1913 года [1]. В патенте *DE*293300*A* приведено две схемы радиоприемников, одна их них — рефлексная (Fig. 2). В американском патенте *US*1087892*A* этих же авторов дается 4 схемы приемников, одна — рефлексная (рис. 1, Fig. 4), такая же, как в немецком патенте.

Патент *US*1087892*A* является шедевром радиотехники [2]. В нем четыре рисунка, три из которых относится к усилению радиочастотных сигналов, и не имеют ничего общего с рефлексией. Именно эти четыре рисунка делают это произведение шедевром. Одной только рефлексии было бы недостаточно, чтобы отнести патент к этому классу, но он также впервые охватывает усиление радиочастоты и настройку на нее. Фактически, патент представляет собой в первую очередь схемы приемников радиоча-

стотных сигналов, а Fig. 4 (*US*1087892*A*) с рефлексной схемой является своеобразным побочным продуктом.

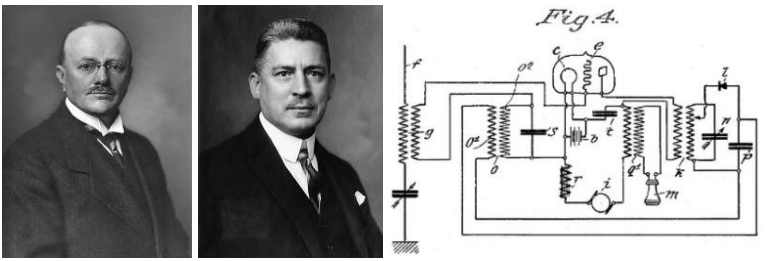


Рис. 1. Вильгельм Шлёмильх и Отто фон Бронк. Принципиальная схема рефлексного радиоприемника из их американского патента *US*1087892*A* с приоритетом от 9 февраля 1913 г.

Fig. 1. Wilhlem Schloemilch and Otto von Bronk. Schematic diagram of a reflex radio receiver from their US patent US1087892A with priority date of February 9, 1913

Обращаясь к рис. 4 в патенте *US*1087892*A* Шлёмильха и фон Бронка, можно заметить, что радиочастотный сигнал поступает в сетку лампы через катушку индуктивности «*g*» от антенны «*f*». С анода лампы он проходит через первичную обмотку настроенного радиотрансформатора. Кристаллический детектор «*Z*» показан подключенным к части вторичной цепи. Такое подключение кристалла только к части схемы настройки сделано для повышения резкости настройки кристалла. Радиоток выпрямляется с помощью этого кристалла «*Z*» и преобразуется в звуковой ток в конденсаторе «*p*» и трансформаторе «*o*». Отсюда он в виде звукового тока через трансформатор «*g*» поступает на сетку, а с анода в виде усиленного звука он проходит через выходной аудиотрансформатор «*q*» и далее в телефонную трубку «*m*».

Эта рефлексная схема заслуживает пристального внимания из-за ее совершенства даже в мельчайших деталях. В ней предусмотрен даже обход конденсаторов. Фактически, это стандартная и часто используемая схема одно лампового рефлексного радиоприемника.

Нужно отметить, что Шлёмильх и Бронк подали заявку в Патентное ведомство США, в которой они указали пять пунктов формулы изобретения и четыре чертежа. Только один пункт формулы изобретения и один чертеж касались двойного использования ламп. В этом патенте в качестве одного из существенных элементов была указана газообразная вакуумная лампа так называемого мягкого типа, которая тогда доминировала. Авторы изобретения не до конца проработали идею рефлексии и не учли тот факт, что рефлексный каскад приемника не будет работать на лампе указанного в

патенте типа в режиме двойного усиления. Схема рефлексного приемника по патенту Шлёмильха и Бронка работоспособна только при использовании вакуумной жесткой лампы. Это выяснилось в 1917 году, когда были изготовлены первые практические конструкции рефлексных приемников.

3. Каскадные рефлексные радиосхемы

Примерно в то же время, когда Шлёмильх работал над рефлексной схемой патента *DE*293300*A*, в других странах были сделаны связанные с этой схемой отличные разработки. Среди них выделяются разработки французского радиоинженера Мариуса Латура (*Marius C. A. Latour*, 02.10.1875—1955) по схемотехнике «каскадных» усилителей — использование нескольких ламп для обеспечения последовательных стадий усиления. В усилителях он объединил каскадирование с рефлексией, что потом стало называться как схема Латура. Мариус Латур после долгих экспериментов пришел к тому, что наилучшей комбинацией является использование для рефлексирования не одной, а нескольких ламп в каскадной схеме. В ноябре 1917 года Латур подал две заявки во Французское патентное ведомство, по которым были выданы патенты *FR*512295*A* и *FR*21865*E*. Он также подал заявки в Англии, где ему были выданы патенты под номерами *GB*131092*A* [3] и *GB*132668*A* [4]. В патенте *GB*131092*A* приведена схема приемника прямого усиления, в котором используется лампа *3* вместо кристаллического детектора и добавлена одна ступень усиления радиочастоты (лампа *1*) перед рефлексной лампой *2* Шлёмильха и фон Бронка, рис.2а.

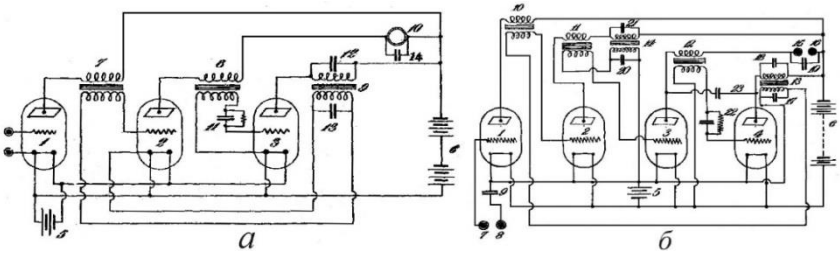


Рис. 2. Усилители радиочастоты с различным количеством рефлексных каскадов:
а — один каскад на лампе *2* [3], б — два каскада на лампах *2* и *3* [4].

Fig. 2. Radio frequency amplifiers with different numbers of reflex stages:
а – one stage on tube *2* [3], б – two stages on tubes *2* and *3* [4]

Второй патент *GB*132668*A* содержит каскадный рефлекс на двух лампах (рис. 2б), который усиливает как радио, так и аудио частоты. Поскольку принцип рефлекса представляет собой систему усиления, то Латур в патенте привел только усилительные схемы. Он не показал схему

радионастройки, а просто указал два контакта в крайнем левом нижнем углу рисунка. Внимательное изучение рис. 2б показывает, что Латур использовал три ступени усиления радиочастоты с трансформаторной связью, детекторную лампу и две ступени усиления звука. Его радиотоки проходят через лампу 1, 2, 3 и детектор (лампа 4). Здесь они преобразуются в звуковые токи и подаются обратно в лампу 2, а затем через лампу 3 выводятся в телефоны. Это известно как прямая рефлексия.

Во время Первой мировой войны много исследований было посвящено применению триодных ламп. Радиочастотные схемы и рефлексные схемы использовались в Европе все то время, когда регенерация была «модой» в Америке. Удивительно, что рефлекс не получил широкого распространения в США. Возможно, война принесла в эту страну рефлексию после отправки военных радиоинженеров в Европу. В 1918 году Американские экспедиционные силы и Управление главной офицерской связи издали бюллетень по радиооборудованию [1], в котором был описан французский усилитель типа *L*-3 [5]. Это был армейский аппарат, созданный на основе изобретения Мариуса Латура, который и стал источником вдохновения для развития рефлексии в Америке.

Шлёмильх и Бронк, получив в 1913 году патент *DE*293300*A*, не делали попыток продолжить исследования рефлексии. Их не интересовали вопросы ее стабильности, многоступенчатой работы, избирательности и четкости радиосвязи. До 1917 года никто не занимался производством рефлексных приемников. Только в 1917 году американский инженер Уильям Х. Присс [2] (*William Henry Priess,*1891—1946), работая в Бюро инженерных разработок ВМС США (*Bureau of Engineering, Navy Department*) создал первый практический образец рефлексного приемника для ВМС США, рис. 3 [6]. В приемнике использовались два вакуумных триода жесткого типа, в отличие от патента *DE*293300*A* Шлёмильха и Бронка, где отмечено применение газонаполненного вакуумного триода, лампы мягкого типа.

В период 1916—1917 гг. Присс изобрел различные комбинации схем, использующих рефлексию. Он запатентовал концепцию прохождения сигнала дважды через одну лампу — один раз на радиочастотах, а затем, после детектирования, на звуковых частотах. При «рефлексировании» (как это называлось) одна лампа теоретически может выполнять работу

[1] American Expeditionary Forces. Office Of the Chief Signal Officer. Amplifier Type L-3 (French) // Radio Apparatus Descriptive Bulletin no. R-23. March 23, 1918.

[2] Says Radio Patents Seized During War Are of No Value // The New York Times. March 1, 1925. Section XX. P. 15.

двух, если отсутствуют перегрузки. В 1923 году Присс попытался зарегистрировать слово «*reflex*[3]», чтобы использовать его в качестве товарного знака для радиоприемников. Различные значения, в которых используется окончание «*flex*», также были поданы на регистрацию товарных знаков.

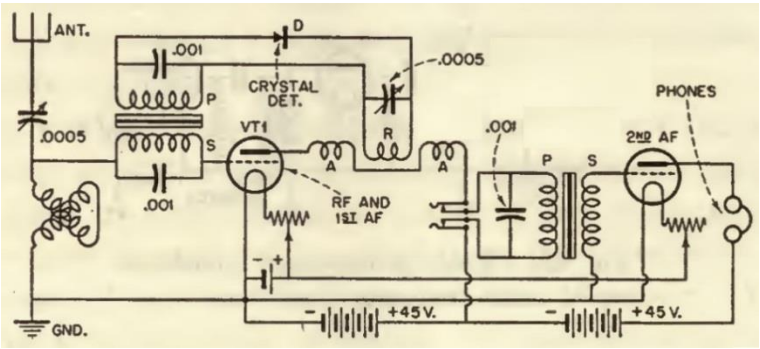


Рис. 3. Принципиальная схема рефлексного радиоприемника Присса [6]. 1917 г.

Fig. 3. Schematic diagram of the Priess reflex radio receiver [6]. 1917

В общем, практически в любой комбинации схем можно рефлексировать хотя бы одну лампу, обычно на первом этапе, но труднее распространить рефлексию на две или три лампы с хорошими результатами. Многие схемы основаны на этом, имеют только один каскад отраженного звука и используют прямой аудиоусилитель в качестве второго каскада. Из-за мощности современных ламп один рефлексный каскад обязательно будет работать с большинством цепей, тогда как два рефлексных каскада часто перегружают лампу. Это особенно справедливо для ламп с батарейным питанием.

Раннее «высокотехнологичное» применение рефлексии было в первом поколении супергетеродинов *RCA* Эдвина Армстронга в 1924 году. Чтобы свести количество ламп к минимуму, первая лампа использовалась в качестве ВЧ-усилителя, а затем снова в качестве первого каскада ПЧ, работающего на частоте около 50 кГц.

4. Первые модели рефлексных радиоприемников

В начале 20-х годов XX века особого интереса к рефлексии не было, но с появлением радиовещания потребовались доступные по цене радиоприемники. Из-за высокой стоимости ламповых триодов в то время (табл. 1 [7]) рефлексные схемы обратили на себя внимание производителей и экспериментаторов-любителей. Привлекательным было использова-

[3] Рефлекс — от лат. *reflexus* — обращенный назад, отраженный.

ние одной лампы вместо двух при одновременной ее работе как в качестве усилителя радиочастоты, так и усилителя звуковой частоты.

Табл. 1. Цены на некоторые радиолампы в СССР в 1926—1930 гг.

Table 1.Prices for some radio tubes in the USSR from 1926–1930

№ п/п	Радиолампа	Тип	Год выпуска	Цена
1.	УТ-40	Триод	1930	3 руб. 85 коп
2.	ПО-23 (микрос)	Триод	1930	10 руб. 41 коп
3.	УО-3	Триод. Первая оксидная лампа	1929	11 руб. 75 коп.
4.	ТО-76	Триод	1930	17 руб. 03 коп.
5.	ПО-23	Триод	1930	3 руб. 87 коп
6.	Микро-ДС	Двухсетка	1926	10 руб. 00коп.

По всей промышленности СССР в 1925 году средняя заработная плата в месяц составляла 46,4 руб., в 1926 г. — 52,5 руб., в 1927 г. — 56 руб. В ж-д транспорте: в 1924—1926 г. — 44 руб., в 1925—1926 г. — 72 руб., в 1927 г. — 87,6 руб. [7].

Известными моделями рефлексных радиоприемников 1922 года были двухламповый приемник *V*2 Маркони (*Marconiphone V*2 *receiver*) [8, 9] и *D*7 де Фореста (*De Forest's D*7) с тремя лампами. Приемник *Marconiphone V*2 (рис. 4) был одним из первых в Великобритании, созданных специально для приема радиовещания. Первоначально программы радиопередач можно было слушать через наушники, но позже был добавлен усилитель, чтобы можно было использовать громкоговоритель.



Рис. 4. Внешний вид и устройство радиоприемника *Marconiphone V*2. 1922 г.

Fig. 4. Appearance and structure of the radio receiver Marconiphone V2. 1922

Двухламповый рефлексный приемник *Marconiphone V*2 появился на рынке Великобритании в 1922 году в Лондоне на «Всебританской выставке беспроводной связи» (англ. *All British Wireless Exhibition*), которая проходила с 30 сентября по 7 октября 1922 года. Появление приемника *V*2 произошло во время запрета регенеративной схемы, которая, будучи более чувствительной, могла вызывать помехи в работе других приемников. За несколько месяцев производства инженеры разработали метод примене-

ния регенерации только ко второй ступени, избежав таким образом помех. Это привело к появлению обновленной модели *V2A*, которая стала самым популярным приемником компании и появилась на внутреннем рынке в 1923 году, как раз тогда, когда появилась радиостанция *BBC*. Этот приемник еще называли «дальнобойным», но это могла быть маркетинговая шумиха. В стандартной комплектации был установлен только диапазон 300—530 метров для приема станций *BBC*. Для работы приемника требовалась анодная батарея напряжением 42 В и для нитей накала ламп — батарея 4,5 В. Для подключения антенны были предусмотрены три разъема, в зависимости от длины доступного провода, и один для заземления.

Радиоприемник *Marconiphone V*2 достаточно компактный, его габариты $33 \times 20 \times 27$ см. Для его переноски в комплект входила кожаная сумка (рис. 5), в кармане которой размещалась антенна длиной до 2 метров, а также провода заземления и телефоны. Дополнительно можно было приобрести короткий заземляющий провод и розетку с металлическим шипом для заземления.

Набор *V*2 стоил 19 фунтов, 4 шиллинга и 6 пенсов, включая аксессуары и авторские отчисления *BBC*, и 12 шиллингов 6 пенсов за лампу компании *Marconi*. В то время это была очень высокая цена, но компания предлагала покупку в рассрочку. Модель *V*2 продалась вплоть до 1927 года.

В приемнике *Marconiphone V*2 настройка на радиостанцию осуществлялась не конденсатором переменной емкости, а изменением индуктивности катушек с помощью передвижения медного сердечника.







Рис. 5. Гульемо Маркони слушает двухламповый рефлексный приемник *Marconiphone V*2 (1922 г.). Реклама приемника *Marconiphone V*2. Кожаная сумка для переноски приемника *Marconiphone V*2.

Fig. 5. Guglielmo Marconi listening to the two-tube reflex receiver Marconiphone V2 (1922). Advertisement for the Marconiphone V2 receiver. Leather carrying case for Marconiphone V2 receiver

Настройка производилась с помощью стержней по обе стороны корпуса, которые перемещали медную лопатку поперек катушек. Была доступна

опция точной настройки верньером. Своеобразная конструкция настройки состояла из медной лопатки, надетой на плоскую катушку — метод, использовавшийся во многих ранних приемниках *Marconiphone*. В том или ином виде этот тип настройки использовался в приемниках *Crystal Junior, Crystal A, V*1, *V*2, *V*3, *V*4 и *RB*10. Система настройки лопатками была разработана К. С. Франклином (*C. S. Franklyn*), одним из инженеров-конструкторов Маркони, который был ответственным за многие ранние схемотехнические инновации, включая его знаменитую схему *Retroaction* 1913 года.

Из схемы [9] радиоприемника *Marconiphone V*2 (рис. 6) видно, что первая лампа работает как ВЧ-усилитель, вторая — как детектор с утечкой сетки, а НЧ-выход второй лампы затем через трансформатор и дроссель *L*3 подается обратно на первую лампу. После этого первая лампа возвращается в работу в качестве усилителя НЧ, и аудиосигналы, блокируемые *C*5, проходят через *L*4 к наушникам. Настройка ВЧ каскада и детектора устанавливалась по величине потенциала сетки. Регенератор работал за счет переменного реактивного сопротивления в анодной цепи детектора, обеспечивая большую или меньшую обратную связь с сеткой детектора через *C*10. Как и следовало ожидать, переменное реактивное сопротивление в анодной цепи состоит из медной пластины, движущейся поперек длинной катушки — от лопатовидного принципа в этих ранних комплектах *Marconi* уйти было довольно сложно.

Радиоприемник *V*2 предназначался только для использования с наушниками, а когда требовался выход на громкоговоритель, то он подключался к внешнему усилителю, такому как двухкаскадный *A*2, который имел корпус, аналогичный *V*2. Можно было использовать две пары наушников одновременно или приобрести внешний адаптер (рис. 6), чтобы подключить четырех слушателей.

В комплект *V*2 обычно поставлялись съемные блоки дальности приема *B*621 (300—390 м) и *B*622 (390—530 м) и обычный регенераторный блок *B*651, охватывающий диапазон 300—500 м. Доступно было 11 блоков дальности для покрытия всего диапазона от 185 м до 3200 м, и шесть различных регенеративных блоков для использования в этих диапазонах.

В радиоприемнике *Marconiphone V*2 значение низкой длины волны получалось, когда настроечная лопатка вставлялась внутрь, а значение высокой длины — когда она полностью была вытянута. Помимо уменьшения индуктивности, лопатка шунтировала катушку примерно на 30 пФ, если ее вставить внутрь. Лопатки обычно втягивались и выдвигались с помощью сферических никелированных ручек, прикрепленных к концам стержней, которые имели выемки, служащие маркерами. Существовала также версия, в которой использовался дифференциальный винт для перемещения лопаток и маленьких указателей по чешуйкам из слоновой кости.



Рис. 6. Принципиальная схема радиоприемника *Marconiphone V*2 (1922 г.) [9]. Более поздние версии *Marconiphone V*2 имеют маркировку *BBC*/*PMG*. Телефонный распределитель.

Fig. 6. Schematic diagram of the Marconiphone V2 radio receiver (1922) [9]. Later Marconiphone V2s bear the BBC/PMG Stamp. Telephone distributor

В приемнике *V*2 использовалось две лампы типа *DER* с торированной вольфрамовой нитью, которые испускали электроны при более низких температурах (1700 °C), чем чистый вольфрам (2400 °C). В ранних лампах *DER* система электродов устанавливалась вертикально (рис. 7а), и они не были геттерированы. Эта лампа была плохо защищена от вибраций и, следовательно, часто возникал микрофонный эффект. В связи с этим разработчики вернулась к более прочной конструкции, используемой в проверенных лампах типа *R*, рис. 7б.

Постоянной проблемой была преждевременная потеря эмиссии нити из-за ионной бомбардировки ее торированной поверхности. Позже было обнаружено, что карбонизация нити приводит к большей устойчивости к негативному воздействию некоторых остаточных газов, присутствующих внутри лампы. Эта потеря излучения была связана с плохим вакуумом, и на его улучшение были приложены большие усилия. Одним из решений было создать газопоглощающую лампу, используя в качестве газопоглощающего реагента активированный фосфор. Лампы, покрытые фосфором, можно узнать по рыжему цвету, например, *DER*. К сожалению, оказалось невозможным предотвратить загрязнение торированной поверхности нити следами фосфора, что приводило к нежелательным результатам.

Были опробованы и другие геттеры, включая барий и магний, пока не была разработана успешная методика. Геттер бария дает довольно некрасивую черноватую окраску, которой клиенты не доверяли, потому что он придавал новым клапанам вид «бывших в употреблении». Однако добавление магния изменило отношение, так как получался знакомый и довольно приятный серебристый эффект, например, триод *DER*.

Эксплуатация радиоприемника *Marconiphone V*2 показала, что приемлемый длительный срок службы ламп *DER* можно гарантировать только путем ограничения анодного напряжения примерно до половины от напря-

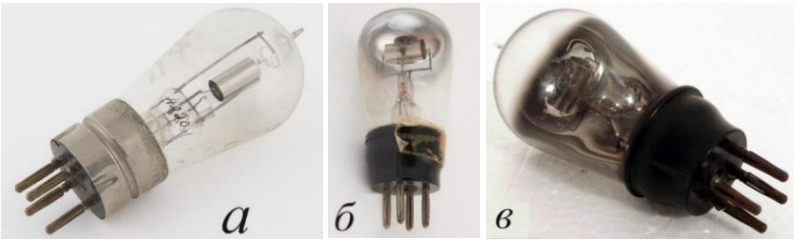


Рис. 7. Типы радиоламп, которые использовались в разные годы выпуска радиоприемника *Marconiphone V*2: а – *DER* (1922 г.), б – *DER* (1924 г.), в — *DE*6 (1925 г.).

Fig. 7. Types of radio tubes that were used in different years of production of the Marconiphone V2 radio: a – DER (1922), б – DER (1924), в – DE6 (1925)

жения, обычно используемого в «ярких» лампах, таких как тип *R*. Тщательный контроль напряжения накала также был важен, поэтому номинальное напряжение накала *DER* было снижено до 1,8 В, чтобы обеспечить возможность регулировки с помощью последовательного реостата. Благодаря этим модификациям *DER* имел большой успех и продолжал производиться, по крайней мере, до конца 1930-х годов.

Ограничение на анодное напряжение, наложенное на *DER*, означало, что мощности его аудиовыхода хватало только для наушников. *DE*6 (рис. 7в), по сути, представлял собой перепроектированный *DER* с немного более толстой нитью накаливания и более широким шагом сетки, чтобы обеспечить больший ток, более низкий импеданс и немного улучшенную крутизну характеристики. Эти модификации позволили *DE*6 обеспечить достаточную выходную мощность звука для работы небольшого громкоговорителя, не требуя большого высоковольтного напряжения.

5. Рефлексные радиоприемники Ли де Фореста

В 1921 году в результате многолетнего судебного разбирательства в Верховном суде США было признано, что патент «обратной связи» Армстронга, контролируемый *Westinghouse Electric & Manufacturing Company*, является действительным [10]. Десятки производителей спешили получить лицензию от *Westinghouse*, разрешающую им производить и продавать регенеративный приемник. Из-за решения суда Ли де Форест оказался лишенным возможности использовать это новшество. Кроме этого, также в результате его судебного спора с Джоном Амброузом Флемингом и компанией *Marconi Wireless*, действовало судебное решение, запрещающее ему производить аудионы до ноября 1922 года, когда истекал срок действия патента Флеминга на термоэлектронный диод.

Для выхода из затруднительной ситуации компания *De Forest Radio Telephone & Telegraph* в обход судебных решений, выпустила на рынок небольшое количество приемников. Особенностью этих радиоустройств было то, что его владелец мог легко переделать аппарат в регенеративный приемник, внеся незначительные изменения в конструкцию. Этот обходной маневр, как оказалось, был противозаконным и вскоре продажи приемников прекратились.

В середине 1921 года компания *Radio-Craft Company Inc.* (*Radiocraft; Brooklyn, New York*) оказалась в тяжелом финансовом положении. Эта компания купила за 10 000 долларов лицензию на использование регенеративного приемника Армстронга, а не за 5 % от продаж, как большинство производителей. Ситуацией воспользовалась компания *De Forest Radio and Telegraph Co.*, которая в начале 1922 года приобрела *Radio-Craft Co.* Компания *De Forest Radio* рассчитывала, что *Radio-Craft Co.* передаст ей лицензию на использование патента Армстронга, но этого не произошло. Снова вмешались юристы *Westinghouse*, указав на то, что эти лицензии не подлежат передаче другому лицу.

К счастью, после покупки *Radio Craft Company* ее основатель, Фрэнк М. Сквайр (*Frank M. Squire* [11]), остался на своем посту. Чтобы обойти преграды, он предложил разработать радиоприемник на основе аудионовых триодов, совершенно отличный от всего, что было доступно ранее. Предложение Сквайра заключалось в разработке приемника с большим усилением при использовании в его схеме небольшого количества вакуумных триодов.

В декабре 1922 года была представлена модель *DeForest Radio Reflex Radiophone D*7 на трех триодах типа *DV*-6 и одном кристаллическом детекторе, рис. 8.[4] Диапазон длин волн приемника *D*7 составлял от 200 до 550 м, хотя в конструкцию можно было внести изменения, чтобы принимать сигналы на более длинных волнах. Прослушивание радиостанций осуществлялось на головные телефоны. Рефлексная схема приемника *DeForest D*7 представляла собой комбинацию трех каскадов радиочастоты и двух каскадов звуковых частот, рис. 8.[2] Сначала сигнал проходил через первые три лампы, настроенные на радиочастоту. Усиленный радиочастотный сигнал затем выпрямлялся в кристаллическом детекторе. Выделенный звуковой сигнал подавался на две последние лампы, которые его усиливали до определенной величины. После этого сигнал звуковой частоты поступал в наушники или на динамик. Таким образом, электрический сигнал проходил через пять каскадов усиления с использованием трех ламп.

[4] New De Forest Set // The Radio Dealer. 1922. No. 11. P. 64.

Габариты приемника *D*7 составляли 25,4 × 25,4 × 20,3 см. В приемнике *D*7 была предусмотрена возможность использования либо рамочной антенны, либо внешней антенны с заземлением. Рамочная антенна для подключения имела телефонный штекер, который вставлялся через отверстие в крышке устройства в двухконтактный разъем снизу.

Еще одно нововведение в приемнике *D*7 — защищенный от тряски кристаллический детектор. Примененный в этой схеме галенитовый детектор значительно превосходил другие подобные устройства. Используемые в то время кристаллические детекторы очень легко сбивались с настройки от внешних воздействий. Детектор, встроенный в *D*7, можно было ронять и трясти практически без ограничений, и при этом его регулировка не нарушалась.

Подключения, за исключением антенны и заземления, осуществлялось к клеммам, установленным посередине вертикальной панели. Прибор был чрезвычайно прост в эксплуатации, поскольку не имел никаких регуляторов или вариометров для настройки. При использовании антенной петли вся настройка производилась с помощью конденсатора. Нити накала управлялись всего одним реостатом.

Испытания приемника *D*7 на 60-см рамочную антенну в самом центре линий электропередач и стальных зданий Нью-Йорка позволяли принять близлежащие станции и прослушивать их на любого типа громкоговоритель. При использовании внешней антенны дальность приема увеличивалась на 30 %. *D*7 был рассчитан на использование для нитей накала 6 В и для анодного напряжения 67 В. При проектировании этого аппарата не остался без внимания его внешний вид. Передняя панель была выполнена из бакелита, а корпус с откидной крышкой — из красного дерева.

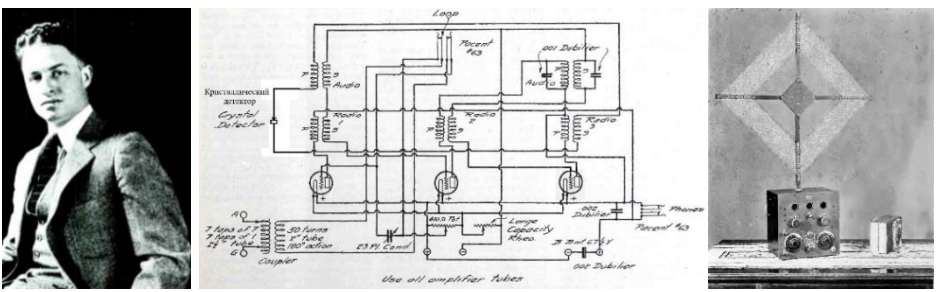


Рис. 8. Фрэнк М. Сквайр, основатель *Radio Craft Company* [11]. Общий вид и принципиальная схема радиоприемника *DeForest Radio Reflex Radiophone D*7 [12].

Fig. 8. Frank M. Squire, founder of the Radio Craft Company [11]. General appearance and circuit diagram of the DeForest Radio Reflex Radiophone D7 radio receiver [12]

Чарльз Гилберт (*Charles Gilbert*), президент компании *De Forest*, с энтузиазмом отзывался о новом приемнике *D*7. «Отсутствие ламповых шумов и искажений просто замечательно», — сказал г-н Гилберт. «Нет ни шипения, ни воя, ни сложности в работе, характерных для регенеративных аппаратов. Все, что мне нужно сделать, это направить петлю, установить конденсатор на 50 и включить нити накала». Этот комплект обеспечивал абсолютно надежный радиоприем. Вся компания *De Forest* была по праву в восторге от этой новинки, так как *D*7 — это именно то, что нужно. Цена составляла 100 долларов, и устраивала американскую публику, что подтвердил маркетинг.

В январе 1923 года Сквайр завершил разработку нового радиоприемника модель *D*10 по лицензии [5] Уильяма Присса (этот факт был указан на шильдике, закрепленном на крышке корпуса). Схема *D*10 работала на четырех триодах *Audion DV*-2 (5 В и 0,25 А накала), вместо которых при необходимости можно было использовать *DV*-6 (6 В и 0,75 А соответственно). Однако, если требовалась экономия энергии батарей и портативность, рекомендовалось использовать триоды *DV*-1 (1,5 В и 0,2 А соответственно). Приемник *D*10 был развитием модели *D*7. Новая модель приемника была изготовлена компанией Ли де Фореста и получила наименование *De Forest D*10, рис. 9.

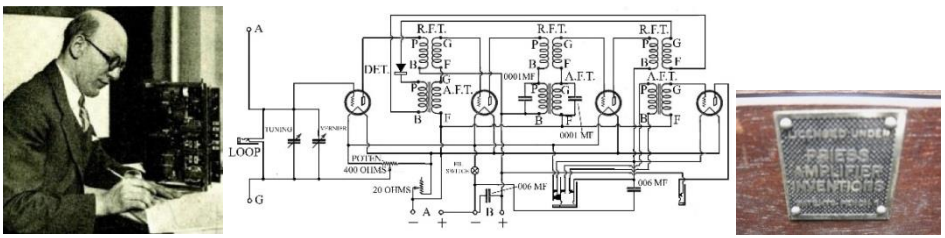


Рис. 9. Уильям Присс. Принципиальная схема радиоприемника *De Forest D*10 (1923 г.) [6]. Шильдик на корпусе радиоприемника *De Forest D*10 с указанием фамилии владельца лицензии, по которой выпущено устройство.

Fig. 9. William Priess. Schematic diagram of the De Forest D10 radio receiver (1923) [6]. The nameplate on the body of the De Forest D10 radio receiver indicating the name of the owner of the license under which the device was released

В *D*10 две лампы выполняли функции как ВЧ, так и звукового усиления. Таким образом, приемник работал как 6-ламповый радиоприемник (три каскада ВЧ-усиления и три каскада звукового усиления).

[5] Патентной лицензией или лицензионным договором называется договор, содержащий в себе разрешение патентообладателя использовать принадлежащее ему изобретение другому лицу.

[6] Deforest Radio Corporation D-10 Sch.
URL: https://elektrotanya.com/deforest_radio_corporation_d-10_sch.pdf/download.html. (20.04.2026).

Большая рамочная антенна и конденсатор настройки образовывали входную цепь первого ВЧ-каскада. На тот момент *D*10 имел устаревший кристаллический детектор, а также плохую избирательность, поскольку настраивалась только антенная цепь. С другой стороны, рефлексные цепи радиоприемника обеспечивали высокое усиление как ВЧ, так и звукового сигнала. Плохая избирательность компенсировалась использованием рамочной антенны. Внешняя рамочная антенна *De Forest D*10 могла поворачиваться, чтобы «заглушить» более сильную станцию в пользу более слабой, компенсируя плохую избирательность. В то время это был единственный радиоприемник с рамочной антенной, выпускавшийся серийно. Единственным внешним элементом, необходимым для работы радиоприемника, был громкоговоритель. *D*10 представлял собой ранний практически автономный портативный радиоприемник.

Корпус радиоприемника *D*10 был сделан из красного дерева, рис. 10. Размеры корпуса составляли $32 \times 35 \times 23$ см, а его вес без батарей и антенны — приблизительно 8 кг. Радиоприемник *D*10 базировался на одной из первых архитектур радиоприемных устройств с «настраиваемой радиочастотой»[7] (*Tuned Radio Frequency,* сокращенно *TRF*). Для этого радиоприемника компания *Forest* разработала четыре основных компонента (рис. 11): лампу *DV*-2 (или *DV*-3), радиочастотный (РЧ) трансформатор, галенитовый детектор и звуковой трансформатор [13].



Рис. 10. Радиоприемник *De Forest D*10. 1922 г. Внешний вид радиоприемника *D*10.

Fig. 10. Radio receiver De Forest D10. 1922. External appearance of the radio receiver D10

Сквайр провел первую публичную демонстрацию *D*10 в марте 1923 года, но вскоре после этого покинул компанию. Ли де Форест нанял на

[7] *TRF*-приемники появились в начале XX века и доминировали в первые два десятилетия коммерческого радиовещания. Один из самых популярных коммерческих вариантов — приемник *Neutrodyne* 1920-х годов.



Рис. 11. Основные компоненты радиоприемника *De Forest D*10: *а* — триод *DV*2, *б* — трансформатор РЧ, *в* — галенитовый детектор, *г* — звуковой трансформатор. 1922 г.

Fig. 11. The main components of the De Forest D10 radio receiver: a – DV2 triode, б – RF transformer, в – galena detector, г – audio transformer. 1922

должность главного инженера самого известного специалиста по технологии *Duplex* Уильяма Присса, который уже закончил службу в ВМС США. В августе 1924 года, немногим более чем через год после появления на рынке радиоприемника *D*10, появился его вариант, модифицированный Приссом. Главный инженер компании *De Forest* разобрался в причинах ограничения избирательности *D*10. Он добавил в конструкцию первого каскада усилителя ВЧ контур настройки, но сохранил поворотную рамочную антенну. Улучшение схемы настройки повысило избирательность устройства. Изменения коснулись и корпуса, который увеличился в габаритах и стал изготавливаться из красного дерева или дерева, обтянутого кожей. Для озвучивания большой аудитории в корпусе был установлен рупорный динамик. В результате была создана первая версия радиоприемника *D*12, рис. 12 [14].

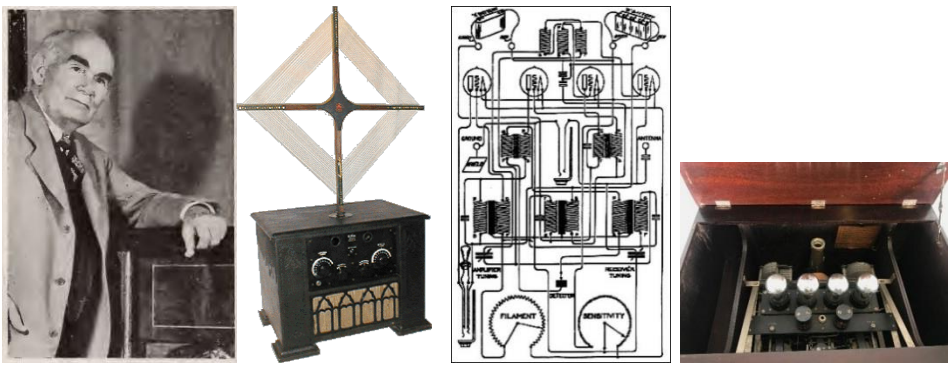


Рис. 12. Доктор Ли де Форест сегодня у себя дома в Лос-Анджелесе (март 1939 года). Общий вид радиоприемника *De Forest D*12. Схема первой и второй версий модели *De Forest D*12 [14]. Вид шасси с радиолампами и трансформатор РЧ.

Fig. 12. Dr. Lee de Forest today at his home in Los Ange (March 1939). General view of the De Forest D-12 radio receiver. Schematic diagram of the first and second versions of the De Forest Model D12 [14]. View of the chassis with radio tubes and an RF transformer

В инструкции к *D*12 кристаллический детектор отмечается как превосходящий аудионный детектор из-за «практически идеального» выпрямления кристалла и «полного отсутствия локально генерируемых звуков» аудионного детектора. Давались инструкции, как настроить детектор «кошачий ус» из золотой проволоки для лучшего приема. В первой версии *D*12 использовался кристаллический детектор, аналогичный *D*10. Во второй версии этот кристаллический детектор был заменен на тип «*bat wing*» (крыло летучей мыши). После завершения работы Присс покинул компанию *De Forest* и заключил с ней договор о выплате роялти за каждый проданный экземпляр радиоприемника *D*12.

6. Снятие запрета на продажу радиоприемников *Lee de Forest Radio Co.*

В 1923 году *RCA* подала судебный иск, который запретил Ли де Форесту продавать радиоприемники, которые не предназначены для любительского использования. Разрешались продажи только для отдельной категории торговцев. Временный судебный запрет, полученный компанией *RCA*, запрещал *De Forest* продавать свою продукцию оптовым и розничным торговцам. В этой ситуации, компания *De Forest* была вынуждена передавать свои радиоприемники агентам по продажам. Это означало, что радиоприемник принадлежал компании, а не продавцу, до тех пор, пока он не был продан потребителю.

При этом Форест должен был предупреждать покупателей о наличии ограничений на их использование [13, p. 20]. Включение этой информации в виде печатного информационного листка, закрепленного на корпусах радиоприемников, производимых Форестом, снизило на них спрос и привело к большим убыткам.

В 1924 году ограничение на продажу радиоприемников было снято, и у Фореста появилась сильная конкуренция, в частности, со стороны *RCA*. Форесту пришлось усилить свою команду разработчиков и нанять креативного инженера Роя Виганта (англ. *Roy Alexander Weagant*, 29.03.1881—23.08.1942), из-за которого он проиграл судебный спор с Маркони. Вигант занял вакансию главного инженера.

Рой Вигант продолжил модернизацию радиоприемника *De Forest D*12. Он установил, что использование кристаллического детектора устарело и не подходит для конструкции радиоприемника *D*12, рис. 13. В апреле 1925 года кристаллический галенитовый детектор был заменен аудионным детектором, а также были переделаны корпус и панель. Компания *De Forest* выпустила эту модифицированную модель под названием *D*17.

Перепроектирование Вигантом детектора в модели *D*12 и продажа ее под названием *D*17 немедленно сделали устаревшими все *D*12 в выставочных залах. Чтобы исправить эту очевидную ошибку, распространяемые *D*12 были возвращены на завод, где были удалены кристаллические детекторы и один каскад рефлекса, а вместо этого установлены ламповые детекторы, рис. 13 [14, p. 5]. Таким образом, после модернизации радиоприемники *D*12 стали идентичны более новым моделям *D*17.



Рис. 13. Рой Вигант. Вид передней панели радиоприемника *De Forest D*12: версии 1 и 2 с кристаллическим детектором и версия 3 после установки лампового детектора.

Fig. 13. Roy Wygant. Front panel view of the De Forest D12 radio: versions 1 and 2 with a crystal detector and version 3 after installing a vacuum tube detector

Легко узнаваемой особенностью этой новой, третьей версии *D*12 явилось то, что отверстие, которое раннее служило для регулировки кристаллического детектора на передней панели, было закрыто небольшой пластиной, показанной на рис. 13. Кроме того, надпись «детектор» на передней панели была закрашена черным цветом, чтобы скрыть ее.

Не удовлетворившись этими изменениями и столкнувшись с переполненными складами, Вигант снова перепроектировал *D*12, полностью исключив рефлексный каскад и тем самым нанеся ущерб своему теперь уже конкуренту, Приссу. Миллионные убытки и недоверие, вызванное у поставщиков *D*12 и их клиентов, отразилось на имидже Ли де Фореста как производителя радиоаппаратуры.

Несомненно, эти первоначальные недостатки конструкции и изменения в производстве радиоприемника *D*12, а также сложное переплетение патентных прав и судебных разбирательств нанесли ущерб радиобизнесу де Фореста. В конце 1925 года Вигант ушел из компании Ли де Фореста и занялся консультативной деятельностью. Он поселился в Лейк-Мемфремагог, штат Вермонт (*Lake Memphremagog, Vermont*), недалеко от места, где он играл в детстве.

В 1926 году де Форест передал свою компанию, оказавшуюся при банкротстве, в конкурсное управление. После 1930 года *Lee de Forest Radio Co.* больше не производила радиоприемники.

7. Начало миниатюризации радиоаппаратуры

В феврале 1921 года известный американский изобретатель, бизнесмен, писатель, редактор и издатель Хьюго Гернсбек (англ. *Hugo Gernsback*, настоящее имя — *Гуго Гернсбахер, Gernsbacher*, 15.08.1884—19.08.1967), рис. 14, опубликовал редакционную статью с прогнозом развития радиотехники под названием «Что нас ждет» [15]. Гернсбек рискнул предсказать, «что радиобизнес будет развиваться примерно так же, как сегодня фотобизнес. Вероятно, в течение следующего десятилетия большая часть радиоаппаратуры будет продаваться во всех современных магазинах так же, как сегодня продаются фотоаппараты и принадлежности к ним. К тому времени радиоприемник будет компактнее современных фотоаппаратов, не считая карманных. Такие устройства будут включать в себя одно- или двухступенчатый усилитель, и в них не будет телефонов, но, скорее всего, звук будет исходить непосредственно из рупора, похожего на наш современный фонограф, только выполненного по миниатюрной схеме. Антенна, вероятно, будет петлевой, складной и будет помещаться прямо в корпус. Вакуумные лампы, используемые в устройстве, возможно, будут еще меньше, чем те, которые производятся сейчас… Эти вакуумные лампы будут примерно толщиной с перьевую ручку и иметь длину от одного до полутора дюймов. Нет сомнений, что со временем вакуумные лампы станут еще меньше». Радиоиндустрии потребовалось более 12 лет, чтобы сбылось приведенное выше пророчество Гернсбека! Пророчество появления карманного радиоприемника воплотилось в жизнь благодаря появлению комбинированных ламп, регенерации и рефлексии.

В январе 1931 года в американском городе Анн-Арбор (*Ann Arbor*, штат *Michigan*) группой местных бизнесменов была создана компания *International Radio Corporation* (*IRC*). В эту группу входил Чарльз Версхур [8] (*Charles Albert* Verschoor, 18.07.1888—03.09.1943), который стал президентом компании, рис. 14. В первый год работы новая фирма создала 75 рабочих мест.

Ключом к их успеху стала линейка оригинальных радиоприемников, выпущенных в 1933 году с корпусами из формованного пластика, а не из дерева, которые можно было продавать по более низким ценам. Эта линейка продавалась под брендом *Kadette Jr. "Junior"*.

Kadette Jr. "Junior" представлял собой первый в мире серийный «карманный» радиоприемник на двух комбинированных радиолампах, в

[8] Чарльз А. Версхур был известным бизнесменом не только в области радиоприемников и автозапчастей, но и в запуске в производство фотокамеры *Argus*, чем заслужил видное место в истории фотографии.

небольшом красном бакелитовом корпусе, габаритными размерами всего в несколько сантиметров, рис. 14[9]. Приемник принимал радиостанции в диапазоне средних волн. Тот факт, что этот приемник мог работать как от сети переменного (*AC*), так и от сети постоянного тока (*DC*) без каких-либо изменений, обеспечил ему мгновенный успех. Розничная цена приемника составляла 12,50 долларов. Модель класса люкс — 15 долларов.



Рис. 14. Хьюго Гернсбек. Чарльз Версхур. Общий вид радиоприемника *Kadette Jr. Junior* модель *F*. Упаковочная коробка от радиоприемника, на которой заранее была сделана пометка, что ее можно использовать для обратной доставки в случае, если радиоприемник потребует ремонта.

Fig. 14. General view of Kadette Jr. General view of the Kadette Jr. Junior radio model F. Here's the radio's original box, which was pre-labeled to be used as a return shipping cartonin the event the radio needed service

Размеры радиоприемника *Kadette Jr. Junior* модель F составляли: $6 \times 4\ {}^{1}/_{2} \times 2\ {}^{5}/_{8}$ дюймов (15,24 × 11,43 × 6,7см). В корпусе, кроме шасси с радиокомпанентами устройства, размещался динамик, универсальный блок питания *AC*/*DC* и антенна. Поскольку этот приемник весил всего 2 фунта (0,9 кг), то его легко можно было положить в дорожную сумку или даже в карман пальто. Корпуса изготовлялись в пяти привлекательных цветах: красном, коричневом, светло-коричневом, персикового дерева и мраморном.

Радиоприемник *Kadette Jr. Junior* был разработан главным инженером *IRC* Робертом Вюрфелем (*Robert Paul Wuerfel*, 11.01.1903—11.04.1988, рис. 15) согласно его изобретению по патенту *US*2017085 с приоритетом от 31 января 1933 г.[10]

Основная цель изобретения в полученном патенте *US*2017085 сформулирована как разработка очень компактного и высокоэффективного в работе радиоприемного устройства. Достижение поставленной цели, было осуществлено использованием следующих решений:

[9] Now, As Predicted – A Pocket // Radio Craft. 1933. No.12. P.334–335.

[10] Robert P. Wuerfel, Inventor Who Made First Ac-Dc Radio. URL: https://www.sun-sentinel.com/1988/04/12/robert-p-wuerfel-inventor-who-made-first-ac-dc-radio/ (20.04.2026).

— Применение комбинированных радиоламп и специальный выбор их расположения при монтаже.

— Построение рефлексных каскадов, в которых две электронные лампы выполняют функции радиочастотного усилителя, детектора, усилителя звуковой частоты, второго усилителя звуковой частоты и выпрямителя.

— Применение комбинированной лампы пентод-диод типа 12*A*7, в которой пентодная часть выполняет функции усилителя звуковой частоты, а диод является выпрямителем переменного тока при питании от сети.

— Построение схемы, позволяющей напрямую соединять лампу, которая является регенеративным детектором, с антенной и при этом эффективно ее экранировать от нее.

Схема *Kadette Jr. Junior* показана на рис.15а и представляет собой приемник прямого усиления на двух комбинированных лампах 6*F*7 (триод-пентод) и 12*A*7 (пентод-диод) с регенеративным детектором и использованием рефлексии в каскадах и комбинированным внешним питанием *AC*/*DC*.

В патенте *US*2017085 для обоснованности полученного результата (рис. 15а) представлена эквивалентная принципиальная схема (рис. 15б) радиоприемника на пяти дискретных (не комбинированных) радиолампах (двух тетродах, двух триодах и одном вакуумном диоде) [16].

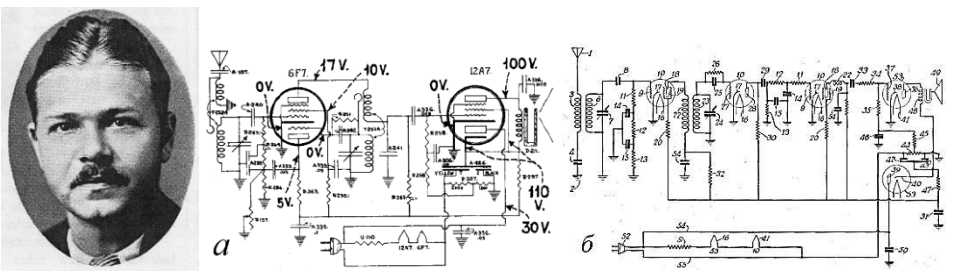


Рис. 15. Роберт Вюрфель. Принципиальная схема радиоприемника *Kadette Jr. Junior*, модель *F* (*а*). 1933 г. Эквивалентная принципиальная схема радиоприемника *Kadette Jr. Junior* (*б*), приведенная в патенте *US*2017085 [16].

Fig. 15. Robert Wuerffel. Schematic diagram of the Kadette Jr. Junior model F radio receiver (a). 1933. Equivalent schematic diagram of the Kadette Jr. Junior radio receiver (б), shown in patent US2017085 [16]

Конструкция шасси радиоприемника необычная, поскольку в нем отсутствует основание. Лампы в своих цоколях установлены выводами вверх, рис. 16. Передняя панель образует основу металлической рамы, к которой прикреплены различные узлы. В конструкции динамик и его компоненты являются частью самого шасси, отдельная рамка для динамика не используется. Приемник может работать в горизонтальном положении и во время движения владельца аппарата.

Для этого приемника были специально разработаны байпасные конденсаторы толщиной не больше грифеля карандаша, двухсекционный переменный конденсатор и регулятор громкости оригинальной конструкции. Четыре байпасных конденсатора изготовлены в виде небольших цилиндров размером $3\,1/4 \times 3/8$ дюйма. В приемнике используется два таких байпасных блока.

Двухсекционных переменный конденсатор представляет собой блок с бакелитовой изоляцией, имеющий один комплект роторных пластин и два комплекта статорных пластин. Весь блок имеет размеры $2\,1/2 \times 3\,1/2 \times 3/8$ дюйма толщиной. Такой блок имеет меньшие габариты по сравнению с обычным двухсекционным переменным конденсатором, чем достигается экономия места в корпусе. Выравнивание по всему диапазону осуществляется с помощью трех винтов и компрессорных «лепестков».

Вместо обычного поворотного переменного резистора для регулировки громкости используется плоская резистивная полоска с ползунком.

Две ВЧ-катушки связи имеют диаметр всего 3/4 дюйма и высоту 3/4 дюйма. Катушки имели «решетчатую» намотку, что позволило снизить собственную емкость и увеличить ее индуктивность при сравнительно небольших размерах.

Для различных цепей связи и развязки использованы конденсаторы и резисторы малого размера, а резистор, понижающий напряжение, включенный последовательно с двумя нитями накала лампы, встроен в электрический шнур освещения, как для экономии места, так и для более эффективного рассеивания тепла.

В процессе работы приемника ток подавался через выпрямительную секцию лампы 12*A*7, а для работы в режиме переменного тока выход этого выпрямителя фильтровался конденсаторами и резисторами. Следует отметить, что в приемнике не используются фильтрующие дроссели из-за чрезвычайно компактной конструкции. Этого достаточно для работы в режиме постоянного тока или на линиях переменного тока частотой 60 Гц, но приемник не мог с успехом использоваться на линиях с частотой 25 Гц. Однако, поскольку последние линии встречаются только в некоторых отдельных районах, то это не сильно влияет на универсальность приемника. В режиме постоянного тока питание подается через выпрямитель непосредственно на аноды и сетки ламп.

В четверг, 14 сентября 1933 года, состоялась двухдневная конференция в Анн-Арборе, посвященная обсуждению способов и средств продвижения радиоприемника *Kadette Junior*. На конференции присутствовало 25 человек, включая административный и торговый персонал *IRC*. Ранее был представлен предварительный обзор местным и детройтским га-

зетчикам, и из-за необычной полезности этого небольшого устройства даже детройтский корреспондент *Associated Press* осознал важность размещения описания в информационных лентах, опоясывающих весь мир.



Рис. 16. Общий вид ламп 6*F*7 (триод-пентод) и 12*A*7 (пентод-диод), используемых в радиоприемнике *Kadette Jr. Junior* модель *F*. Монтаж *Kadette Jr*. Конструкция громкоговорителя. Реклама *Kadette Jr*. в журнале *Radio-Retailing* за1933 г. [11]

Fig. 16. General view of the 6F7 (triode-pentode) and 12A7 (pentode-diode) tubes used in the Kadette Jr. Junior model F radio receiver. Installation of the Kadette Jr. Loudspeaker construction. Advertisement for the Kadette Jr. in Radio-Retailing magazine for 1933 [21] [11]

Kadette Junior рекламировался как «потрясающая разработка в области радиотехники» с двухсекционным конденсатором настройки, специальными байпасными конденсаторами и новым типом радиолампы. В рекламе 1933 года звучит такое обращение к покупателям [11]: «Что ж, ребята, вот он! Первый и единственный карманный радиоприемник. В три раза меньше обычных радиоприемников *AC-DC* — всего 5 см в толщину и 5 см в ширину! И весит он всего 900 грамм!... Эта поразительная разработка превосходит всех конкурентов… А что касается работы — вы с трудом поверите своим ушам, что самый маленький в мире радиоприемник *AC-DC* может обладать такой мощностью и выдавать такое качество звука», рис. 16.

Конференцию открыл Чарльз Версхур, который сообщил о рекламных планах компании в ведущих популярных журналах. Он рассказал о недавней прямой почтовой рассылке дилерам и потенциальным дилерам, насчитывающей 50 000 экземпляров, которая, как считается, является крупнейшей кампанией прямой почтовой рассылки в розничной торговле за всю историю. Одним из самых интересных моментов встречи стало выступление главного инженера Роберта Вюрфеля [12]. Было отмечено, что для создания

[11] Robert P. Wuerfel, Inventor Who Made First Ac-Dc Radio. URL: https://www.sun-sentinel.com/1988/04/12/robert-p-wuerfel-inventor-who-made-first-ac-dc-radio/ (20.04.2026).

[12] В 1933 году американский журнал *Fortune* назвал Роберта Вюрфеля самым новаторским инженером-электриком США за его работу в области радиотехники. В последние годы жизни он работал над вечным двигателем.

нового приемника было разработано 150 новых штампов и пресс-форм. Он дал интересное описание работы ламп, отметив, что ламповое оборудование компактного приемника содержит новые принципы, которые сделали его самым мощным компактным радиоприемником из когда-либо созданных.

Менеджер по продвижению продаж П. А. Уэр (*P. A. Ware*), говоря о стандартном компактном комплекте различных моделей, заявил, что этот комплект будет содержать все необходимое оборудование для начала работы дилера с продукцией *Kadette Junior*, включая папки, настольные демонстрационные карточки и т. д. Члены отдела продаж, посетившие мероприятие, были приглашены на обед в *Michigan Union Club*, а в пятницу вечером — на изысканный ужин в *Huron Valley Fish and Hunt Club.* Радиоиндустрия ахнула и немедленно принялась копировать конструкцию радиоприемника *Kadette Junior*.

8. Некоторые аспекты рефлексных радиоприемников

Для получения разумного усиления звука сопротивление анодной нагрузки рефлексного усилителя должно быть порядка 50—100 кОм. При этом для приемлемой работы ПЧ необходимо напряжение на аноде не менее 100 В. Поскольку напряжение питания устройства обычно составляет около 250 В, максимальный ток через анодный резистор должен быть ограничен величиной менее 2 мА, что недостаточно для хороших характеристик усилителя ПЧ.

Если использовалась АРУ, то наблюдалось «проигрывание» или значительный выходной звук даже при нулевом положении регулятора громкости. По мере продвижения регулятора возникает эффект «минимальной громкости», сопровождавшийся искажениями. В качестве компромисса некоторые конструкции рефлексных приемников не имели АРУ, а вместо этого устанавливали ручную регулировку громкости перед усилителем ПЧ. Другие проблемы включали искажения на высоких уровнях

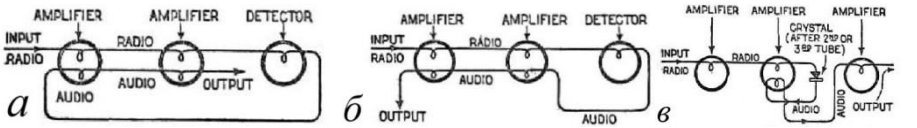


Рис. 17. Некоторые возможные рефлексные системы при использовании 2-х радиоламп: *а* — схема Латура на 2-х лампах для усиления радио- и аудиосигналов, *б* — метод обратной подачи для пропорционального распределения входных и выходных сигналов на 2-х лампах, *в* — основной метод рефлексии [17].

Fig. 17. Some possible reflex systems using 2 radio tubes: a – Latour circuit with 2 tubes for amplifying radio and audio signals, б – feed-back method for proportional distribution of input and output signals on 2 tubes, в – basic reflex method [17]

модуляции, которые приводили к значительному уменьшению общего коэффициента усиления приемника, по сравнению с использованием дополнительной лампы в обычном приемнике.

Эксперименты показали, что число ступеней усиления звуковой частоты в рефлексном радиоприемнике нельзя делать большим, так как наличие сильных низкочастотных колебаний заметно снижает усиление задействованных радиоламп по высокой частоте. Обычно число ступеней не превышает двух, рис. 17 [17].

В приемниках с обратной связью, в которых рефлексная система включала трансформатор низкой частоты (рис. 18а, б) [18, 19] иногда возникали собственные колебания звуковой частоты. Это приводило к искажению приема радиостанций. Для предотвращения этого эффекта были предложены рефлексные схемы на резисторах без использования низкочастотных трансформаторов, рис.18в [20].

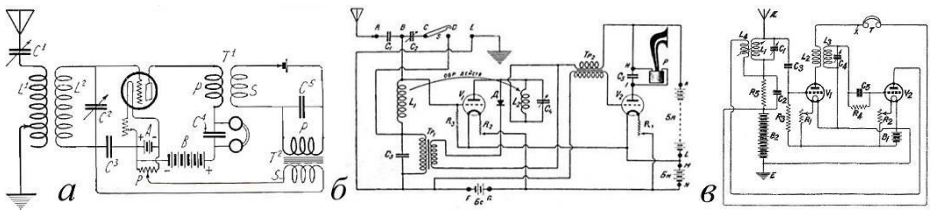


Рис. 18. Принципиальные схемы двухламповых рефлексных приемников с двухкратным усилением звуковой частоты с использованием в цепи рефлексии: *а* — трансформатора *Т*1 (1923 г.) [18], *б* — трансформатора Тр1 (1926 г.) [19], *в* — резистора *R*5 (1925 г.) [20].

Fig. 18. Schematic diagrams of two-tube reflex receivers with double amplification of audio frequency using in the reflection circuit: a – transformer T1 (1923) [18], б – transformer TP1 (1926) [19], c – resistor R5 (1925) [20]

В Европе, где мощность сигнала была высокой, для экономичных приемников стала популярна менее сложная система. Многие европейские выходные пентоды, такие как *PENA*4, *AL*3 и *EL*3, имели очень высокую крутизну характеристики — обычно 9 мА/В по сравнению с 2,5 мА/В стандартных пентодов 2*A*5, 42 и 6*F*6, доступных в США. Наличие эффективного усилителя ПЧ позволяло исключить усилитель звуковой частоты и управлять этими лампами с высоким коэффициентом усиления непосредственно от диодного детектора.

В пентод *EL*3 даже были встроены диоды, в результате получилась лампа *EBL*1 (двойной диод-пентод). Это дало возможность исключить аудиопредкаскад, а выходному каскаду напрямую управлять диодным детектором. К сожалению, лампа *EBL*1 имела большую высоту, что ограничивало ее использование в компактных приемниках.

Появление многосеточных и комбинированных ламп на время привлекло внимание к рефлексным схемам. В 50-е годы XX века в СССР были выпущенные небольшие двухдиапазонные рефлексные радиоприемники на трех лампах: АРЗ-49, АРЗ-51, АРЗ-52, АРЗ-54 и Москвич-В. В этих приемниках для двойного усиления использовалась лампа 6Б8С (двойной диод-пентод) с октальным цоколем. Наиболее известным среди названых моделей приемников является «Москвич-В».

Приемник «Москвич-В» был разработан группой конструкторов под руководством В. Г. Гусева в 1948 г. на Московском радиозаводе, рис. 19. Перед разработчиками была поставлена задача сделать радиоприемное устройство при минимальном числе ламп с электрическими параметрами приемника третьего класса. Он должен был принимать радиостанции в длинноволновом (2000—733 м или 150—410 кГц) и средневолновом (578—187,5 м или 520—1600 кГц) диапазонах. Приемник получился небольшой по цене и простой по конструкции при наличии всего трех ламп. В блоке питания использовалась автотрансформаторная схема, что удешевило устройство. Корпус приемника изготовлен из карболита[13]. Приемник был рассчитан на питание от сети переменного тока напряжением 127/220 В и имел габариты 29× 18,5 × 14 см.

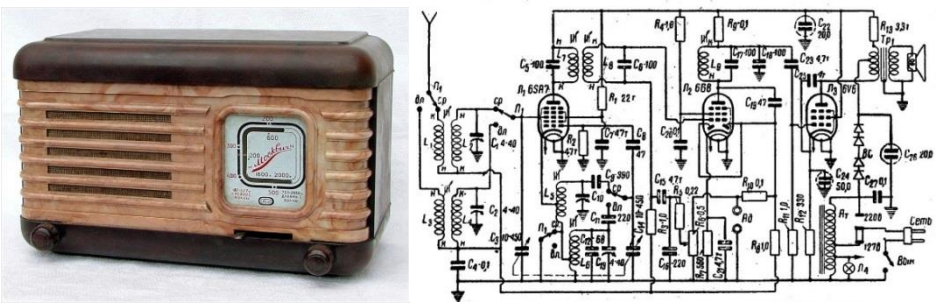


Рис. 19 Внешний вид и принципиальная схема радиоприемника «Москвич-В». 1948 г.

Fig. 19. Appearance and circuit diagram of the «Москвич-В» radio receiver. 1948

Для приемника «Москвич-В» была выбрана супергетеродинная схема на трех лампах, рис. 19. Схема содержала три каскада. Первый каскад собран на американском гептоде 6*SA*7, который выполняет функции преобразователя частоты и гетеродина. Гетеродин собран по схеме с катодной обратной связью. Второй каскад собран на лампе 6Б8 и является рефлексным. Он выполняет роль усилителя промежуточной частоты, второго де-

[13] Карболит — русский аналог бакелита. Карболит синтезировали В 1914 году химики В. И. Лисев, Г. С. Петров и К. И. Тарасов.

тектора и предварительного усилителя низкой частоты. Многократное использование лампы 6Б8 позволило сократить общее число ламп в приемнике до трех, сохранив у него все качества традиционного супергетеродина. Со второго каскада колебания низкой частоты через переходной конденсатор C_{23} поступают на сетку выходной лампы типа лучевого тетрода 6*V*6 (отечественный аналог 6П6С), включенной по обычной схеме.

Номинальная выходная мощность приемника составляла не менее 0,5 Вт при коэффициенте нелинейных искажений не превышающем 10 %. Чувствительность при глубине модуляции 30 % и выходной мощности, равной 0,1 номинальной, на длинноволновом диапазоне не хуже 300 мкВ. Приемник потреблял от сети мощность около 40 Вт.

Следует отметить, что «Москвич-В» является приемником того же класса, что и АРЗ-49. Схема приемника «Москвич-В» мало отличается от схемы АРЗ-49. В последующих моделях «Москвич-В» от рефлексной схемы отказались, ввели обычную схему регулирования громкости в сеточных цепях УНЧ, применили трансформатор в цепи питания и на место селенового столбика установили кенотрон, что привело к увеличению количества ламп до четырех. Модели радиоприемников по рефлексным схемам, подобные «Москвич-В» и АРЗ, производились в СССР до 1964 года, а потом от них отказались, так как наступала эра полупроводниковых приборов.

9. Прощай, рефлексия

После 1925 года, когда лампы стали дешевле, а пользователи стали более критично относиться к их сложностям и ограничениям, от рефлексных схем стали отказываться. К 1937 году в Америке от рефлексии практически отказались, однако, этого произошло не везде. В Австралии и Новой Зеландии рефлексия была популярна еще длительное время. В период с 1937 по 1939 год новозеландская компания *Ultimate* производила небольшой четырехламповый рефлекс, но настоящим «оплотом» рефлексии оставалась Австралия.

К началу 60-хгодов XX века рефлексный ламповый приемник достиг предела своего развития. Миниатюрные лампы становились доступными, и минимальная экономия средств, связанная с рефлексированием, не оправдывала себя. Помимо этого, рефлексные схемы вследствие наличия обратной связи работали не вполне устойчиво, были более сложны в обращении и давали не очень чистую передачу. Эти недостатки в реальности ограничивали возможности и область их практического использования. В настоящее время рефлексные схемы не применяются из-за их негативных особенностей, а также в связи с появлением многосеточных и комбинированных ламп.

Не только в социуме, но даже в электронике история имеет обыкновение повторяться. Появление в середине XX века первых ВЧ-транзисторов позволило радиотехникам разрабатывать радиоприемники с высокими параметрами, не прибегая к специальным схемным решениям, например, использованию рефлексии. Однако, в то время эти транзисторы были доступны далеко не всем, что было связано в первую очередь с их большой ценой. И тут на время вспомнили о рефлексных схемах. В октябре 1969 года журнал «Юный техник» опубликовал полное описание приемника Г. Ткаченко под названием: «Рефлексный приемник 3-V-5 повышенной чувствительности и стабильности», рис. 20 [21]. В приемнике трансформатор Тр1 и дроссели Др1, Др2 намотаны проводом ПЭЛШО-0,12 внавал равномерно на ферритовых кольцах Ф600 или Ф1000 диаметром 8—10 мм. Обмотка I трансформатора Тр1 имеет 80—100 витков, обмотка II — в два раза больше; дроссели Др1 и Др2 — по 100—200 витков.

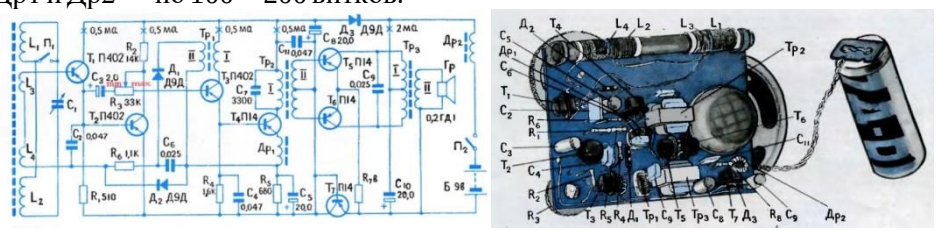


Рис. 20. Принципиальная схема и монтажная плата рефлексного радиоприемника 3-*V*-5 [21]. 1969 г.
Fig. 20. Schematic diagram and circuit board of the 3-V-5 reflex radio receiver [21]. 1969

В приемнике (рис. 19) отсутствует регенерация, но, несмотря на это, он обладает чувствительностью и избирательностью не хуже простого супергетеродинного приемника с высокочастотной частью на трех транзисторах (1 транзистор — совмещенный преобразователь с гетеродином и 2 транзистора в усилителе промежуточной частоты). В СССР транзисторные рефлексные радиоприемники в промышленных масштабах не выпускались. Рефлексию можно было встретить только в продаваемых наборах «Сделай сам» для радиолюбителей.

Наконец, успешный и необычный пример применения рефлексии представил в середине 1960-х годов не кто иной, как компания *Philips* в их телевизионном шасси *F*2. Звуковой сигнал ПЧ частотой 5,5 МГц усиливался бестрансформаторным ламповым выходным каскадом аудиосигнала «*Hi-Z*» перед традиционным усилением и ограничением с помощью одного каскада ПЧ на транзисторе *AF*124. Эта новая система работала довольно хорошо, поскольку сигнал ПЧ был незначительным в усилителе мощностью несколько ватт, что на частотно-модулированный сигнал ПЧ совершенно не влияло присутствие звуковых частот.

10. Заключение

Рефлексная схема была популярна, пока лампы и батареи для питания нитей накала были дорогими, но пятиламповые радиоприемники прямого усиления с настраевыми контурами между каскадами вскоре их заменили. Тем не менее, метод рефлексии продолжал использоваться для экономии ламп и снижения стоимости конструкции.

Рефлексные схемы широко использовались, поскольку они решали многие конструктивные проблемы, с которыми сталкивались в то время. Позже от рефлексных схем отказались, и они почти полностью исчезли из использования. В первую очередь, причинами снижения популярности были низкая стабильность, достигаемая с помощью имеющихся ламповых триодов, низкое качество выходного сигнала и появление более дешевых и эффективных типов ламп, позволивших использовать больше ламп в устройстве без чрезмерных затрат или чрезмерного расхода батареи. Сегодня, когда усиление является довольно дешевым, в применении рефлексии нет необходимости.

Список литературы

1. Esellschaft Für Drahtlose Telegraphie m. b. H. in Berlin. Empfangseinrichtung für drahtlose Telegraphie und Telephonie. Patentschrift DE293300A ausgegeben AM 23. Juni 1919. Patentiert im Deutschen Reiche vom 9 Februar 1913. Längste Dauer: 2 September 1926.
2. Schloemilch Wilhelm and Otto von Bronk. Means fob receiving electrical oscillations. Patent US1087892A.Patented Feb. 17, 1914. Application filed March 14, 1913.
3. Latour M. Improvements in or relating to Audion or Lamp Relay or Amplifying Apparatus. Patent GB131092A Complete Accepted, Aug. 21, 1919. Application Date (in the United Kingdom), Apr. 26, 1918.
4. Latour M. Improvements in or relating to Audion or Lamp Relay or Amplifying Apparatus. Patent GB132668A Complete Accepted, Sept. 25, 1919. Application Date (in the United Kingdom), Nov. 16, 1918.
5. Grimes D. The Story of Reflex and Radio Frequency // Radio in the Home. 1924. No. 5. P. 34–35.
6. McNicol D. Radio's conquest of space. New York – London. Murray Hill Books, Inc., 1946. P. 284.
7. Головин С. А. Имущественная дифференциация доходов населения СССР в 20-30-е годы XX века // Известия РГПУ им. А. И. Герцена. 2008. № 66. С.179.
8. Higginbottom I. E. The gam-brell table-model-two mains receiver // British vintage wireless. Society bulletin (BVWS Bulletin). March 1977. Vol 1. No. 4. P. 4.
9. Brodie D. The Marconiphone V2 reflex receiver // CHRS Journal Official. January-December 1982. Vol. 7, no. 1. P. 8–10.
10. Пестриков В. М. Научные открытия и изобретения Ли де Фореста, способствовавшие прогрессу в радиоламповых технологиях и развитии социума // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2023. Т. 6, № 4. С. 417—420.
11. Squire F. M. Making Tubes Do Double Duty // Radio Broadcast. February.1923. Vol. 2, no. 4. P. 299.

12. Hobart A. Reflex Circuits // Radio. 1923. No. 05. P. 27.
13. Radio Lee de Forest D10 // Faraday News. 2020. No. 4. P. 18–19.
14. Gonshor D. The De Forest Reflex Radiophones // Antique radio classified. August 1997. Vol. 14, no. 8. P. 4–5.
15. Gernsback H. What is Coming // Radio News. February, 1921. Vol. 2, no. 8. P. 509.
16. Wuerfel R. P. Radioreceiver. Patent US2017085. Patented Oct. 15, 1935. Application October 31, 1933.
17. Edelman P. E. Reflex Radio Receivers. New York : E. I. Comp., 1924. P. 11–12.
18. Bonaventure B. T. Reflexing With One Tube // Radio News. 1923. No. 05. P. 1968.
19. Апор С., Межеричер Л. Двухламповый рефлексный приемник с двухкратным усилением низкой частоты // Радиолюбитель. 1926. № 2. С. 41—42.
20. Scott-Taggart J. Improvements in and relating to Wireless Receiving Apparatus and the like. Patent GB243039. Complete Accepted : Nov. 18, 1925. Application Date: June 18, 1924.
21. Ткаченко Г. Рефлексный приемник 3-V-5 повышенной чувствительности и стабильности // Юный техник. 1969. № 10. С. 42—44, 50.

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.

The Invention of the Reflex Amplification System

V. M. Pestrikov

St. Petersburg State University of Film and Television
13, Pravda st., St. Petersburg, 191119, Russian Federation

pvm205@yandex.ru

Received: April 23, 2026
Peer-reviewed: April 30, 2026
Accepted: April 30, 2026

Abstract: *The origins of reflex technology and its use in vacuum tube radio receivers in the first half of the 20th century are explored. A radio receiver built using a reflex circuit utilizes one or more vacuum tubes for both radio and audio frequency amplification. It is shown that the reflex circuit was invented by German radio engineers Wilhelm Schlömilch and Otto von Bronck. The reflex receiver circuit was used in inexpensive vacuum tube radios in the 1920s and in portable vacuum tube radios in the 1930s. The developments of French radio engineer Marius Latour in the design of cascaded amplifiers with reflex technology are highlighted. Several models of reflex vacuum tube radios produced in the USA and the USSR are examined.*

Keywords: *reflex amplification system, Wilhelm Schlömilch, Otto von Bronk, Marius Latour, cascade reflex, Marconi V2 radio receiver, William Henry Priess, Frank M. Squire, Robert P. Wuerfel, Moskvich-V radio receiver, transistor reflex radio receiver.*

For citation (IEEE): V. M. Pestrikov, "The Invention of the Reflex Amplification System," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 9, no. 5, pp. 1020–1051, 2026, doi: 10.21227/g0wy-5149. (In Russ.).

References

[1] Esellschaft Für Drahtlose Telegraphie m. b. H. in Berlin, "Empfangseinrichtung für drahtlose Telegraphie und Telephonie," Patentschrift DE293300A ausgegeben AM 23 Juni 1919. Patentiert im Deutschen Reiche vom 9 Februar 1913. Längste Dauer: 2 September 1926.

[2] W. Schloemilch and O. von Bronk, "Means fob receiving electrical oscillations," Patent US1087892A. Patented Feb. 17, 1914. Application filed March 14, 1913.

[3] M. Latour, "Improvements in or relating to Audion or Lamp Relay or Amplifying Apparatus," Patent GB131092A Complete Accepted, Aug. 21, 1919. Application Date (in the United Kingdom) Apr. 26, 1918.

[4] M. Latour, "Improvements in or relating to Audion or Lamp Relay or Amplifying Apparatus," Patent GB132668A Complete Accepted, Sept. 25, 1919. Application Date (in the United Kingdom), Nov. 16, 1918.

[5] D. Grimes, "The Story of Reflex and Radio Frequency," *Radio in the Home*, no. 5. pp. 34–35, 1924.

[6] D. McNicol, *Radio's conquest of space*, New York–London: Murray Hill Books, Inc., 1946.

[7] S. A. Golovin, “Property Differentiation of Population Income in the USSR in the 1920s–1930s,” *Izvestiya of the A. I. Herzen State Pedagogical Univ.*, no. 66, p. 179. (2008 (In Russ.).
[8] I. E. Higginbottom, “The Gam-Brell Table-Model Two-Mains Receiver,” *British Vintage Wireless Society Bulletin* (*BVWS Bulletin*), vol 1, no. 4, p. 4, March 1977.
[9] D. Brodie, “The Marconiphone V2 Reflex Receiver,” *CHRS Journal Official*, vol. 7, no. 1, pp. 8–10, January–December 1982.
[10] V. M. Pestrikov Scientific discoveries and inventions of Lee de Forest that contributed to progress in radio tube technologies and the development of society // *Infocommunication and radio technologies*, vol. 6, no. 4, pp. 417–420, 2023. (In Russ.).
[11] F. M. Squire, “Making Tubes Do Double Duty,” *Radio Broadcast*, vol. 2, no. 4. p. 299, February 1923.
[12] A. Hobart, “Reflex Circuits,” *Radio*, no. 05, p. 27, 1923.
[13] “Radio Lee de Forest D10,” *Faraday Ne*ws, no. 4, pp. 18–19, 2020.
[14] D. Gonshor, “The De Forest Reflex Radiophones,” *Antique radio classified*, vol. 14, no. 8. pp. 4–5, August 1997.
[15] H. Gernsback, “What is Coming,” *Radio News*, vol. 2, no. 8, p. 509, February, 1921.
[16] R. P. Wuerfel, “Radio receiver,” Patent US2017085. Patented October 15, 1935. Application October 31, 1933.
[17] P. E. Edelman, *Reflex Radio Receivers*,” New York: E. I. Comp., 1924.
[18] B. T. Bonaventure, “Reflexing With One Tube,” *Radio News*, no. 05, p. 1968, 1923.
[19] S. Apor and L. Mezericher, “Two-tube reflex receiver with double low-frequency amplification,” *Radio amator*, no. 2. pp. 41–42, 1926. (In Russ.).
[20] J. Scott-Taggart, “Improvements in and relating to Wireless Receiving Apparatus and the like,” Patent GB243039. Complete Accepted: November 18, 1925. Application Date: June 18, 1924.
[21] G. Tkachenko, “Reflex Receiver 3-V-5 with Increased Sensitivity and Stability,” Yuny Technic, no. 10, pp. 42–44, 50, 1969. (In Russ.).

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.

Infocommunications and Radio Technologies, vol. 9, no. 5, pp. 1052–1064, 2026.
Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2026. Т. 9, № 5. С. 1052—1064.
ISSN: 2587-9936
DOI: 10.21227/53sk-9586

УДК 621.396(091)

Легендарный радист нашей страны Эрнст Теодорович Кренкель

Пузанков Л. А.

Российский телеграфный клуб
Симферополь, Крым, Российская Федерация
r7ka@mail.ru

Получено: 2 апреля 2026 г.
Отрецензировано: 9 апреля 2026 г.
Принято к публикации: 9 апреля 2026 г.

Аннотация: *55 лет назад ушел из жизни легендарный радист нашей страны — советский полярник, доктор географических наук, Герой Советского Союза, директор НИИ гидрометеорологического приборостроения Эрнст Теодорович Кренкель (1903—1971). В статье отражена краткая биография Э. Т. Кренкеля, участие в экспедиции на ледоколе «Челюскин», работа в ОСОАВИАХИМ, а также встреча в Москве по случаю юбилея Кренкеля в 2018 году, участником которой был автор статьи. Приведены фото этой встречи, а также другие материалы, связанные с именем Кренкеля.*

Ключевые слова: *НИИ гидрометеорологического приборостроения, ледокол «Челюскин», ОСОАВИАХИМ, карточки-квитанции, QSL-карточка.*

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Пузанков Л. А. Легендарный радист нашей страны Эрнст Теодорович Кренкель // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2026. Т. 9, № 5. С. 1052—1064.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Пузанков, Л. А. Легендарный радист нашей страны Эрнст Теодорович Кренкель / Л. А. Пузанков // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2026. — Т. 9, № 5. — С. 1052—1064.

1. Введение

Двадцатый век подарил миру уникального человека — Эрнста Теодоровича Кренкеля. Он родился 11 (24) декабря 1903 года в г. Тарту/Белосток (умер в Москве 8.12.1971 года).

Э. Т. Кренкель — советский полярник, доктор географических наук, Герой Советского Союза, директор НИИ гидрометеорологического приборостроения. Но главной профессией этого уникального человека являет-

ся его специальность радиста! Он — полярный радист! При своей активной жизненной позиции Э. Т. Кренкель был также страстным филателистом (первый председатель правления Всесоюзного общества филателистов — ВОФ СССР). При создании в СССР Федерации радиоспорта Эрнст Кренкель возглавил ее, став первым председателем. Участник арктических экспедиций на дирижабле «Граф Цеппелин», судах «Сибиряков», «Челюскин», был радистом первой дрейфующей станции «Северный полюс». Осуществил радиосвязь на коротких волнах, установив мировой рекорд дальней радиосвязи между Землей Франца Иосифа» и Антарктидой.

В 1922 году Эрнст окончил годичные радиокурсы (курсы были расположены в Москве на ул. Гороховской). Учитывая, что на выпускных экзаменах он показывает лучший результат по приему радиограмм (150 зн/мин), его направляют работать радистом Люберецкой приемной радиостанции. Параллельно с работой Кренкель становится студентом радиотехникума.

В конце лета 1924 года Э. Кренкель через экспедиционную организацию «Севледок» («Северный ледовой комитет», Ленинград) из Архангельска отправляется на экспедиционном судне «Юшар» радистом экипажа второго заезда на первую полярную станцию, построенную в бухте Тихой (пролив Маточкин Шар). Кренкель настолько полюбил Север, что сделал на правой руке себе татуировку — очертание Новой Земли и даты: 1924—1925. И для себя принял решение: делать их в память о каждой полярной экспедиции.

В апреле 1925 года Э. Т. Кренкель призывается в ряды Красной Армии и попадает во Владимир, где становится радистом радиостанции в отдельном радиотелеграфном батальоне. Соседом по казарме оказался Рудольф Абель — будущий легендарный разведчик. Второй раз Эрнст встретился с Рудольфом Ивановичем Абелем в Москве уже в 1965 году. Абель подарил Кренкелю свою книгу с надписью: «Учителю азбуки Морзе, старому товарищу, уважаемому человеку, другу и на память!»

Первую КВ-аппаратуру для любительской радиосвязи Э. Кренкель установил в Арктике в октябре 1928 года на Полярной станции «МШ» (Маточкин Шар). Передатчик и приемник для любительской связи были изготовлены в Нижегородской радиолаборатории, которую он посетил в год отъезда на ПСТ и где познакомился с профессорами Михаилом Александровичем Бонч-Бруевичем и Владимиром Васильевичем Татариновым. Для работы с любительскими радиостанциями Кренкель «изобрел» себе позывной сигнал PGO («Полярная Геофизическая Обсерватория»). Провел несколько радиосвязей с радиолюбителями.

После отработанной вахты на «Матшаре» Кренкель в 1929 году некоторое время работает радистом на гидрологическом судне «Таймыр»,

совершавшем рейсы по маршруту Архангельск — о. Колгуев — Маточкин Шар — о. Вайгач — Канин Нос — Архангельск.

По возвращению с ЗФИ Э. Кренкель с 1931 г. работает заведующим ЛРС Центральной секции коротких волн ОДР СССР. Международное общество «Аэроарктик» в рамках программы «Международного полярного года 1930—1932 гг.» 24 июля осуществляет международную экспедицию — арктический полет немецкого дирижабля «Граф Цеппелин». В экипаже из 46 человек одним из радистов был Э. Т. Кренкель. Чистое полетное время экспедиции составило 104 часа. Полет проходил по маршруту: Фридрихсхафен — Берлин (приземление) — Хельсинки — Ленинград (приземление) — Архангельск — Земля Франца Иосифа (приводнение в районе о. Рудольфа и заранее запланированная встреча с ледоколом «Малыгин», с борта которого на дирижабль поднимался один из его туристов — знаменитый Умберто Нобиле) — о. Сев.Земля — м. Челюскина — о.Диксон — м. Желания — вдоль Новой Земли — Архангельск — Ленинград — Берлин — Фридрихсхафен. Периодически с борта дирижабля работала радиостанция с позывным сигналом DENNE. Из советских коротковолновиков с Э. Кренкелем удалось провести радиосвязь только москвичу Г. Г. Ситникову (участник гражданской войны в Испаниии 1936—1939 гг.).

2. Участие Э. Т. Кренкеля в экспедиции на «Челюскине»

12 декабря 1932 года в Москву, после завершения похода «А. Сибирякова», возвратился Отто Юльевич Шмидт. 17 декабря Совет Народных Комиссаров СССР принял решение об организации нового учреждения — «Главсевморпуть». Начальником Главсевморпути Совнарком назначил О. Ю. Шмидта. Новорожденное Главное управление Севморпути и его энергичнейший начальник очень быстро заявили о себе. Тщательно обосновав идею нового полярного сквозного плавания, Шмидт обратился в правительство. Дальше события развивались стремительно.

10 августа 1933 года абсолютно новый, казалось бы, самый современный по тем временам ледокольный пароход «Челюскин», на борту которого находилось более ста пассажиров и членов экипажа, вышел из Мурманска и взял курс на восток. Это был его фактически первый и, как потом оказалось, последний поход. Радистом на борту был Эрнст Кренкель. За месяц «Челюскин» преодолел три четверти пути и в первой половине сентября достиг Чукотского моря, девять десятых поверхности которого уже было покрыто льдом. Лед вскоре остановил судно. Как позднее описывал Э.Кренкель: «Сентябрьские заморозки объединились с ветрами, делали ледовую обстановку все более и более трудной. Сплошной лед закрывал поверхность моря… По настоящему растолкать лед, как это дела-

ют ледоколы, у нас явно не хватает сил. Темп продвижения снижается. Льды с нарастающей цепкостью хватают корабль. Неподалеку от мыса Ванкарем "Челюскин" остановился».

«Челюскин» дрейфовал вместе с экипажем и пассажирами в течение почти пяти месяцев. 4 ноября 1933 года благодаря удачному дрейфу вместе со льдами «Челюскин» вошел в Берингов пролив. До чистой воды оставались считанные мили. Однако затем судно течением было увлечено назад, в северо-западном направлении. 13 февраля 1934 года в результате сильного сжатия «Челюскин» был раздавлен льдами и затонул в течении двух часов. Вот как это описывал Э. Т. Кренкель: «"Челюскин" медленно погружается. Машины кочегарки уже залиты. Двухмесячный паек продовольствия уже выгружен… Вот уже когда моя профессия продемонстрировала оборотную сторону медали! Радист в любой экспедиции — лицо привилегированное, знатное. Через него идут все новости. С ним заигрывают корреспонденты газет, когда нужно передать корреспонденцию-простыню. За весь этот почет обычной мирной работы пришлось расплачиваться теперь, в часы опасности. Во время аварии радисту полагается быть в радиорубке, как собаке на привязи. Так я и сидел, утешая себя тем, что нахожусь в самой высокой точке корабля. Отсоединять провода уже было некогда, и я их безжалостно отрезал. Всей бригадой мчимся на крышу радиорубки за аккумуляторами. Чертыхаясь, тащим эти многопудовые банки по узким скользким трапам. Забираю маленький ламповый передатчик. Теперь надо бы забрать чемодан с личными вещами. Увы, времени на это не хватило. Личные вещи так и остались в каюте… Страшные кадры — корабль уходил под лед. Скрежет, грохот, летящие обломки, клубы пара и дыма. Все было кончено. Из майны, куда ушел корабль, вынырнула мерзкая зеленая льдина. Плоская, изъеденная морскими течениями, она, вероятно, дрейфовала вместе с «Челюскиным». Льдина пришла, как последнее известие из морской пучины, словно сказав нам: это все…»

Связь с Большой землей осуществлял радист Эрнст Кренкель. Он так вспоминал о первых часах на льдине: «В крохотной палатке, куда влезаешь на четвереньках, темно и сыро. Палатка не обжита. Вещи и люди еще не успели найти свои места. При тускловатом свете фонаря Отто Юльевич Шмидт пишет телеграмму, на которой стоит номер 1, а через несколько минут я начинаю ее отстукивать ключом передатчика. «13 февраля в 15 часов 30 минут от мыса Северный и в 144 милях от мыса Уэллен "Челюскин" затонул, раздавленный сжатием льдов. Уже последняя ночь была тревожной из-за частых сжатий и сильного торошения льда. 13 февраля в 13 часов 30 минут внезапным сильным напором разорвало левый борт на большом протяжении от носового трюма до машинного отделе-

ния. Одновременно лопнули трубы паропровода, что лишило возможности пустить водоотливные средства, бесполезные, впрочем, ввиду величины течи. Через два часа было все кончено. За эти два часа организованно, без единого проявления паники, выгружены на лед давно подготовленные аварийный запас продовольствия, палатки, спальные мешки, самолет и радио. Выгрузка продолжалась до того момента, когда нос судна уже погрузился под воду. Руководители экипажа сошли с парохода последними за несколько секунд до полного погружения. Пытаясь сойти с судна, погиб завхоз Могилевич. Он был придавлен бревном и увлечен в воду. Начальник экспедиции Шмидт».

Этой радиограммой, переданной уже из лагеря Шмидта, мы как бы подвели итог плавания и открыли новый этап экспедиции — жизнь на льдине. От момента выхода «Челюскина» из Ленинграда до гибели прошло полгода…»

Дальнейшая история со спасением 104 человек, оказавшихся на льдине, известна всем. Роль Кренкеля в том, что в течение всего периода нахождения на льдине радиосвязь осуществлялась надежно, что в итоге все закончилось благополучно, его участие в спасательной операции, трудно переоценить.

Челюскинцы вывозились на м. Ванкарем экипажами самолетов М. В. Водопьянова, И. В. Доронина, Н. П. Каманина, С. А. Леваневского, А. В. Ляпидевского, В. С. Молокова и М. Т. Слепнева, которым за эту операцию первыми в СССР были присвоены звания Героя Советского Союза. Эрнст улетел со льда со своей рацией 13 апреля 1934 года на последнем самолете.

Позывной радиостанции «Челюскина» — RAEM — впоследствии был навечно закреплен за Кренкелем в качестве его личного радиолюбительского позывного — это единственный в своем роде случай. Челюскинская эпопея стала яркой страницей в арктической истории, прославившей мужество советских людей и возможности страны в ситуации, когда дальше деваться, казалось, некуда...

22 марта 1936 года Э. Кренкеля, механика Н. Махреньгина и 400 кг груза перебрасывают на двух самолетах на законсервированную ПСТ на о. Домашний для метеорологического обеспечения полета самолетов М. В. Водопьянова и В. М. Махоткина из Москвы на Землю Франца-Иосифа. Вскоре экспедиционеры серьезно заболели цингой, о чем Кренкель сообщил в Центр. 1 сентября к острову подошел ледокол «Сибиряков» с новой сменой полярников на борту.

Продолжая осваивать просторы за северным полярным кругом, в мае 1937 года начала работать первая дрейфующая станция «Северный полюс-

1», на которой радистом также был Э. Т. Кренкель. Экспедиция, дрейф которой на льдине проходил 275 дней, была снята 19 февраля 1938 года ледоколами «Мурман» и «Таймыр». В 1938 году Э. Т. Кренкель за участие в этом многодневном дрейфе был удостоен звания Героя Советского Союза (вместе с другими участниками авиадесанта: И. Д. Папаниным, Е. К. Федоровым и П. П. Ширшовым.

3. ОСОАВИАХИМ накануне Великой Отечественной войны

21 апреля 1940 года Центральным Советом оборонного общества был учрежден значок «Коротковолновик ОСОАВИАХИМа СССР», которым награждались радиолюбители за выполнение нормативов [2]:

— прием на слух и передача на ключе несмыслового текста со скоростью 50 зн./мин;

— определение неисправности приемо-передающей аппаратуры;

— правила станционно-эксплуатационной службы радиста;

— знание радиолюбительских кодов;

— практические навыки в проведении радиообмена.

Фактически это были требования для военных радистов, в ком наша армия очень нуждалась. Это было важно для повышения обороноспособности нашей страны, так как в мире уже шла вторая мировая война, развязанная фашистской Германией.

Центральный Совет ОСОАВИАХИМа СССР, обеспокоенный положением нашей страны в мире, принимает «Постановление о развитии коротковолнового движения в стране». В мае 1941 года в журнале «Радиофронт» [3] было опубликовано «Обращение старейших коротковолновиков Москвы ко всем коротковолновикам Советского Союза», которое было принято на совещании старейшин. Председательствовал на совещании Герой Советского Союза Э. Т. Кренкель. Было отмечено, что многие коротковолновики «отошли от коротковолнового любительства». Как показывает сравнительный анализ, количество зарегистрированных любительских радиостанций в период с 1933 по 1941 гг. уменьшилось вдвое по сравнению с числом открытых радиостанций с 1928 по 1933 гг.! (Это же прослеживалось и на данных количества любительских радиостанций в Крыму). Эрнст Кренкель на совещании говорил: «Создается специальный сектор коротких волн. Мы должны помочь ОСОАВИАХИМу и, прежде всего, начать работать на станциях. Если же почему-то не удается иметь свою рацию, то надо идти на коллективную радиостанцию, чтобы передать свой опыт молодым товарищам». В принятом обращении старейшин, в частности, говорилось:

«Постановление ЦС ОСОАВИАХИМа СССР о развитии коротковолнового движения встречено всеми коротковолновиками с чувством глубокого удовлетворения. Коротковолновики вполне правильно оценили жизненность и важность этого решения, ставящего вопросы подготовки кадров военных радистов с такой же серьезностью и глубиной, с какой осуществляется подготовка ворошиловских стрелков, парашютистов, значкистов ПВХО. ОСОАВИАХИМ, призванный заниматься военным воспитанием гражданского населения, отныне вручает радиолюбителям-коротковолновикам путевку в эфир, предоставляя им все возможности для учебы в экспериментальной деятельности». В заключении Обращения было сказано: «Надо воспитывать новые кадры мастеров коротковолновой связи, которые будут прославлять нашу Родину так же, как прославляют ее мастера меткого огня».

На тот момент это было очень актуально. Буквально через месяц фашистская Германия вероломно напала на Советский Союз. С введением военного положения в стране работа на любительских радиостанциях была прекращена. С началом Великой Отечественной войны тысячи коротковолновиков ушли на фронт. Один из организаторов радиосвязи в военные годы, генерал-майор В. Иванов позже писал: «Радиолюбители-коротковолновики в годы Великой Отечественной войны были лучшими связистами. Их воинское мастерство, находчивость и смелость высоко ценились военным командованием. Когда на фронт прибывало новое пополнение связистов, мы, прежде всего, интересовались: есть ли среди них радиолюбители? Ведь именно радиолюбители быстро осваивали боевые радиостанции, им доверялось обеспечение самых ответственных связей и, надо сказать, что они оправдывали это доверие».

4. Встреча в Москве по случаю одного из юбилеев Э. Т. Кренкеля

Автор настоящей статьи был участникои юбилейной встречи в Москве, посвященной Эрнсту Теодоровичу Кренкелю. 24 декабря 2018 г. в «Музее радио и радиолюбительства им. Э. Т. Кренкеля» прошла торжественная встреча российской общественности и активистов Союза радиолюбителей России, посвященная 115-летию со дня рождения Кренкеля — радиста первой советской дрейфующей станции «Северный полюс-1», Героя Советского Союза, видного общественного деятеля, депутата Верховного Совета СССР, члена ВКП(б)/КПСС, радиолюбителя-коротковолновика, первого Председателя Совета Центрального радиоклуба (ЦРК) СССР, Председателя Федерации радиоспорта СССР.

Несколько слов о музее. По инициативе сотрудника технического отдела Центрального радиоклуба СССР Евгения Васильевича Суховерхова в 2004 году в Москве был создан «Музей радио и радиолюбительства имени Э. Т. Кренкеля». В настоящее время музей зарегистрирован в государственной системе музеев России. Усилиями Е. В. Суховерхова удалось получить для музея помещения в здании главного корпуса московского колледжа связи № 54 по адресу Рязанский проспект, дом 8. В помещениях оборудованы стенды, полки и стеллажи для различных экспонатов (в коллекции музея более 1000 экспонатов, включая уникальные довоенные экземпляры аппаратуры, в том числе специальной, и бытовой техники). Среди экспонатов нашлось место для размещения комплекта домашней аппаратуры любительской радиостанции Эрнста Теодоровича Кренкеля — радиопередатчика *SCR*-399, которые наша страна получала из США по лендлизу. В планах руководителя музея была организация работы в эфире на аппаратуре Кренкеля.

Не равнодушным к истории радиолюбительства в Крыму, автором настоящей статьи было собрано большое количество документов и фотографий по этой теме. После систематизации всех материалов, был оформен большой альбом по истории радиолюбительского движения и радиоспорта в Крыму (в фотографиях) этот альбом был передан Е. В. Суховерхову. Позднее в Музей радио и радиолюбительства была передана книгу автора настоящей статьи и несколько альбомов с радиолюбительскими дипломами автора и отца автора, Александра Игнатьевича Пузанкова. Среди переданных материалов особое место занимает диплом первой степени о награждении за третье место в первых соревнованиях коротковолновиков *CQ-MIR* 4-5 мая 1957 года, подписанный Председателем Совета Центрального радиоклуба СССР Э. Т. Кренкелем.

В радиолюбительский период автору посчастливилось провести несколько радиосвязей на любительских диапазонах с Э. Т. Кренкелем. Карточки, подтверждающие эти радиосвязи, хранятся как ценнейшие реликвии.

На мероприятие в музее по случаю юбилея Э. Т. Кренкеля были приглашены: сын юбиляра Теодор Эрнстович Кренкель, председатель Совета Московского радиоклуба Юрий Иванович Федотов, президент Союза радиолюбителей вооруженных сил Сергей Викторович Смирнов, сын легендарного полярного летчика Михаила Васильевича Водопьянова — капитан дальнего плавания Алексей, активисты московского радиоклуба (Герман Сайкин, Леонид Шувалов, Геннадий Шульгин, Константин Хачатуров, Владимир Обносов, Леонид Клыков, Андрей Белоусов и др.), руководитель «Музея средств радиосвязи двух мировых войн РКК» Валерий Борисович Громов, Сергей Георгиевич Жутяев — автор разработки кон-

вертеров для трех диапазонов УКВ диапазона, конструкции которых повторили многие радиолюбители, в том числе и автор этих строк.

Почти все участники встречи выступили с краткими сообщениями об огромном вкладе Эрнста Теодоровича Кренкеля в историю нашей страны. Яркую речь произнес сын Э. Т. Кренкеля — Теодор Кренкель. На встречу он принес большой фотоальбом, посвященный столетию со дня рождения своего отца. В альбоме была отражена практически вся деятельность легендарного радиста Советского Союза. В альбоме было представлено несколько фотографий о встречах Эрнста Теодоровича с вождем нашей страны Иосифом Виссарионовичем Сталиным.

5. Заключение

В настоящей статье в научный оборот введены факты и события, касающиеся встречи в Москве по случаю 115-летию со дня рождения Эрнста Теодоровича Кренкеля — радиста первой советской дрейфующей станции «Северный полюс-1», Героя Советского Союза, видного общественного деятеля, депутата Верховного Совета СССР, члена ВКП(б)/КПСС, радиолюбителя-коротковолновика, первого Председателя Совета Центрального радиоклуба (ЦРК) СССР, Председателя Федерации радиоспорта СССР.

Список литературы

1. Члиянц Г. Его позывной — RAEM (рукопись). 2003.
2. Пузанков Л. А. История радиолюбительского движения и радиоспорта в Крыму. Симферополь : изд-во «Форма», 2023. 236 с.
3. Совещание старейшин // Радиофронт. 1941. № 9. С. 28.
4. Кренкель Э. Т. РАЕМ — мои позывные. М. : Советская Россия, 1973. 496 с.

Информация об авторе

Пузанков Леонид Александрович, член Российского телеграфного клуба, Симферополь, Крым, Российская Федерация.

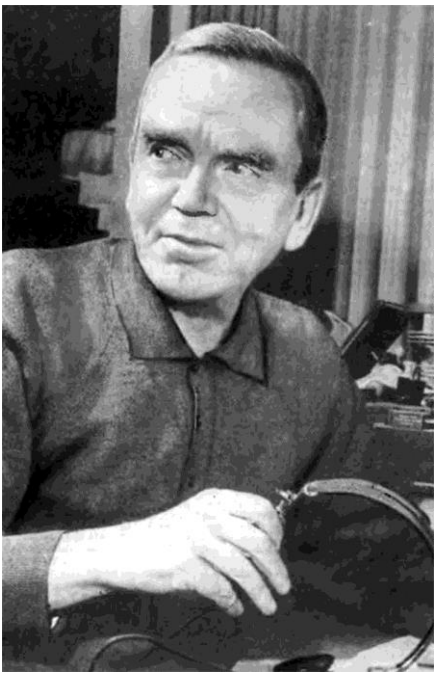


Рис. 1. Э. Т. Кренкель

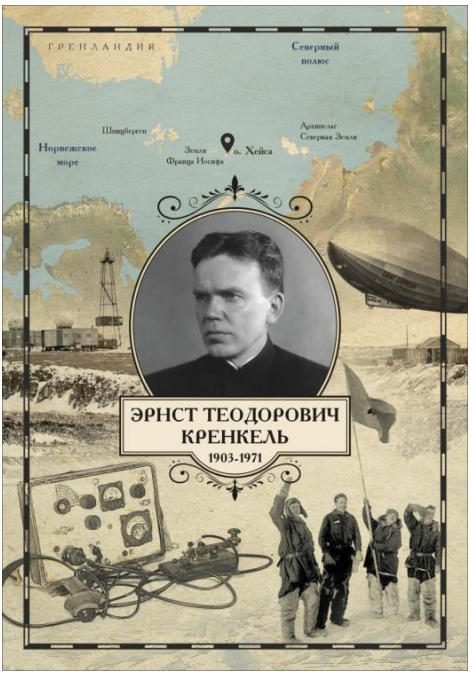


Рис. 2. Почтовая открытка, посвященная советским покорителям Севера



Рис 3. Э. Т. Кренкеель за радиостанцией



Рис. 4. Настольная медаль имени Э. Т. Кренкеля



Рис. 5. Первый диплом из Центрального радиоклуба, подписанный Э. Кренкелем

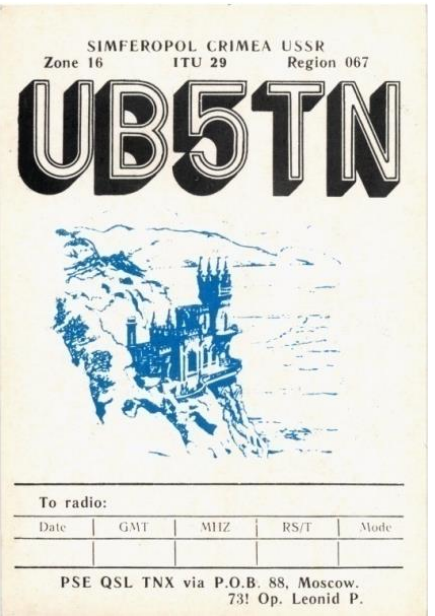
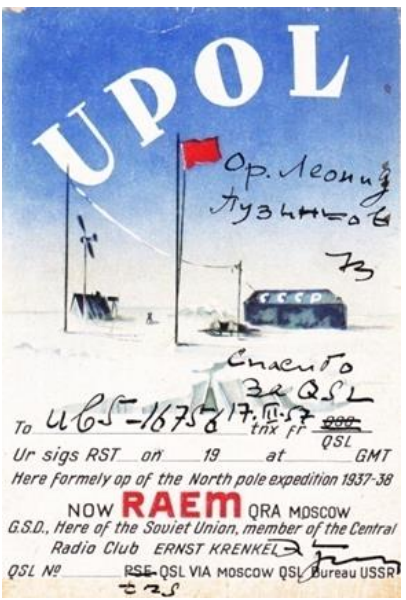


Рис. 6. QSL-карточка автора



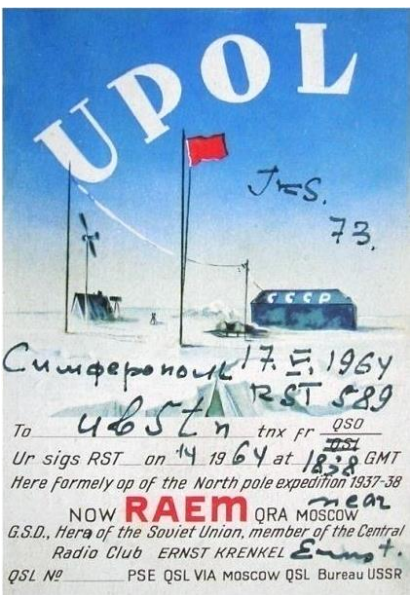


Рис. 7. Карточки-квитанции от Э. Т. Кренкеля



Рис. 8. Участники встречи в Москве, посвященной 115-летию Э. Т. Кренкеля

Our Country's Legendary Radio Operator Ernst Teodorovich Krenkel

L. A. Puzankov

Russian Telegraph Club
Simferopol, Crimea, Russian Federation
r7ka@mail.ru

Received: April 2, 2026
Peer-reviewed: April 9, 2026
Accepted: April 9, 2026

Abstract: *Fifty-five years ago, Ernst Teodorovich Krenkel (1903–1971), a legendary radio operator of our country and a Soviet polar explorer, Doctor of Geographical Sciences, Hero of the Soviet Union, and Director of the Research Institute of Hydrometeorological Instrumentation, passed away. This article covers a brief biography of E. T. Krenkel, his participation in the Chelyuskin icebreaker expedition, his work at OSOAVIAKhIM, and a meeting in Moscow to mark Krenkel's anniversary in 2018, which the author attended. Photos from this meeting are included, as well as other materials related to Krenkel.*

Keywords: *Research Institute of Hydrometeorological Instrumentation, icebreaker Chelyuskin, OSOAVIAKHIM, receipt cards, QSL card.*

For citation (IEEE): L. A. Puzankov, "Our Country's Legendary Radio Operator Ernst Teodorovich Krenkel," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 9, no. 5, pp. 1052–1064, 2026, doi: 10.21227/53sk-9586. (In Russ.).

References

[1] G. Chliyants, *His call sign is RAEM* (mss). 2003. (In Russ.).
[2] L. A. Puzankov, *The history of the amateur radio movement and radio sports in the Crimea*. Simferopol : Forma publ. house, 2023. (In Russ.).
[3] "Meeting of Elders," *Radiofront*, no. 9, p. 28, 1941. (In Russ.).
[4] E. T. Krenkel, *RAEM – my call signs*, Moscow: Sovetskaya Rossiya, 1973. (In Russ.).

Information about the author

Leonid A. Puzankov, member of the Russian Telegraph Club, Simferopol, Crimea, Russian Federation.

Infocommunications and Radio Technologies, vol. 9, no. 5, pp. 1065–1087, 2026.
Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2026. Т. 9, № 5. С. 1065—1087.
ISSN: 2587-9936
DOI: 10.21227/dvn1-4a54

УДК 654.1:93/94(075.4)

История испытаний на Черноморском флоте средств РЭБ, инфракрасных средств и боевых информационных постов

Ермолов П. П.

Севастопольский государственный университет
ул. Университетская, 33, Севастополь, 299053, Российская Федерация

ppyermolov@sevsu.ru

Получено: 18 февраля 2026 г.
Отрецензировано: 25 февраля 2026 г.
Принято к публикации: 25 февраля 2026 г.

Аннотация: *В статье рассмотрена история испытаний на Черноморском флоте средств РЭБ в 1952—1958 гг., инфракрасных средств в 1933—1950 гг. и боевых информационных постов в 1948—1954 гг. Результаты исследования изложены в формате компендиума, сведены в таблицы и проиллюстрированы инфографикой.*

Ключевые слова: *«Анкер», «Накат», «Коралл», «Краб», «Уран», «Омега», «Гамма», «Огонь», «Хмель», «Звено», «Цепь», «Планшет».*

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Ермолов П. П. История испытаний на Черноморском флоте средств РЭБ, инфракрасных средств и боевых информационных постов // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2026. Т. 9, № 5. С. 1065—1087.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Ермолов, П. П. История испытаний на Черноморском флоте средств РЭБ, инфракрасных средств и боевых информационных постов / П. П. Ермолов // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2026. — Т. 9, № 5. — С. 1065—1087.

1. Введение

Черноморский флот стал полигоном для испытаний радиоэлектронных средств еще с начала 1-го периода [1] (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 статье [4] с использованием КТИ рассмотрена история испытаний на Черноморском флоте РЛС управления артиллерийским и торпедным оружием. В статье [5] с использованием КТИ рассмотрена история испытаний на Черноморском флоте навигационных РЛС, РЛС опознавания и приемопередатчиков РЛС. В статье [6] с использованием КТИ рассмотрена история испытаний на Черноморском флоте РЛС в составе управления ракетным оружием. В статье [7] с использованием КТИ рассмотрена история испытаний гидроакустических средств на Черноморском флоте.

В настоящей статье с использованием КТИ рассмотрена история испытаний на Черноморском флоте средств РЭБ, инфракрасных средств и боевых информационных постов.

2. Средства РЭБ

В послевоенный период большое развитие получили средства радиоэлектронной борьбы (РЭБ). Основным назначением этих средств является как нарушение нормального функционирования радиоэлектронных систем противника, так и маскировки корабля от его обнаружения и защиты от управляемых средств поражения. Практический опыт РЭБ в годы второй мировой войны показал ее высокую эффективность. Важными компонентами РЭБ являются средства радиотехнической (радиоэлектронной) разведки и средства радиопротиводействия.

2.1. Средства радиотехнической разведки

4-й период. В связи с бурным развитием средств радиолокации и все большим возрастанием их роли в боевой деятельности стало актуальным обоснование требований к средствам радиотехнической разведки. Был проведен анализ трофейных материалов и опыта только что окончившейся войны и определились взгляды на радиотехническую разведку. Серьезным стимулом к созданию станций обнаружения радиолокационных сигналов для подводных лодок явились результаты проведенных в 1946—1947 гг. на Балтийском море испытаний по определению эффективности средств поиска и предупреждения об облучении подводных лодок радиолокационными станциями противника. Испытания наглядно показали, что даже простые и малочувствительные приемники предупреждения обеспечивают

с подводных лодок возможность заблаговременного обнаружения работы корабельных и самолетных радиолокационных станций на дальностях, превышающих дальность обнаружения подводных лодок с помощью корабельных и самолетных РЛС. В результате научно-исследовательских работ к 1948 г. были сформулированы требования к созданию отечественных средств радиотехнической разведки для подводных лодок. В 1948—1950 гг. проводится серия исследований, которые выявили специфику использования станций обнаружения радиолокационных сигналов в условиях подводной лодки и уточнили тактико-технические требования к таким станциям. При их выполнении выбраны структуры станций, разработаны пути их построения, созданы экспериментальные макеты и осенью 1950 г. на Балтийском море проведены испытания. Положительные результаты натурных испытаний макетов создали необходимую научную и техническую базу, обеспечившую создание первой отечественной станции обнаружения радиолокационных сигналов «Анкер», государственные испытания которого были проведены в июне—сентябре 1952 г. на ПЛ проекта 613 Черноморского флота. Станция была построена на основе широкополосных детекторных приемников прямого усиления с широкополосными антенными устройствами. Рабочий диапазон радиоволн станции 2,7—12,4 см делился широкополосными полосовыми фильтрами на четыре поддиапазона. В качестве антенного устройства использовались антенны с круговой поляризацией, суммарная круговая диаграмма в горизонтальной плоскости образована четырьмя пересекающимися диаграммами, каждая шириной более 90°. При этом пеленгование осуществлялось сравнением амплитуд сигналов, принятых двумя приемниками, антенны которых располагались в горизонтальной плоскости под углом 90° друг к другу, а диаграммы направленности пересекались. На государственных испытаниях были получены следующие величины упреждения в дальности действия станции «Анкер» по отношению к дальностям обнаружения ПЛ:

— береговыми РЛС — 1,5 раза;

— корабельными РЛС обнаружения надводных целей — 2,8 раза;

— корабельными РЛС слежения — 3,1 раза.

При высоте полета самолета 250 м упреждение составило 6,8 раза, при высоте 800 м — 6,4 раза. Точность определения направления на береговую и корабельную РЛС составила ±20°. В 1953 г. станция «Анкер» принята на вооружение ВМФ [8].

Появление за рубежом станций, работающих в двухсантиметровом и дециметровом диапазонах волн, вызвало необходимость расширения диапазона средств радиотехнической разведки. В новой станции обнару-

жения радиолокационных сигналов «Накат» рабочий диапазон составил 1,8—30 см. Станция состояла из 16 приемников (по четыре на каждый поддиапазон), 32 широкополосных антенн (по две на каждый приемник) и 4 индикаторов (по одному на каждый поддиапазон). Имелся также общий звуковой индикатор. В ходе разработки были созданы новые широкополосные антенны, полосовые фильтры и детекторные секции. Государственные испытания станции «Накат», проведенные в сентябре 1954 г. на ПЛ проекта 613 Черноморского флота, показали результаты, превышающие результаты испытаний станции «Анкер» на 15—20 %. В 1955 г. станция «Накат» принята на вооружение взамен станции «Анкер» для всех типов подводных лодок [8]. Информация об испытаниях станций обнаружения радиолокационных сигналов «Анкер» и «Накат» на Черноморском флоте приведена также в [9].

Самые общие сведения об испытаниях на Черноморском флоте средств радиотехнической разведки за период 1952—1954 гг. приведены в таблице 1. С использованием средств инфографики эти данные отображены на рис. 1.

Таблица 1. Сведения об испытаниях на Черноморском флоте средств радиотехнической разведки.

Table 1. Information on tests of electronic reconnaissance equipment in the Black Sea Fleet

№ п/п	Наименование	Год испытаний	Носитель и/или место испытаний	λ	Основные особенности
1.	«Анкер»	1952	ПЛ пр. 613 ЧФ	2,7—12,4 см	Максимальное упреждение 6,8, 4 приемника, 4 антенны с круговой поляризацией
2.	«Накат»	1954	ПЛ пр. 613 ЧФ	1,8—30 см	Максимальное упреждение 8, 16 приемников, 32 антенны

2.2. Средства радиопротиводействия

4-й период. Первой работой по радиопротиводействию стала проведенная НИИ-10 (ныне ГНПО «Альтаир») в 1950 г. НИР «Фаза», поставившая целью исследование возможности постановки с кораблей эффективных радиопомех радиолокационным станциям различного назначения. Объектом радиопротиводействия (РПД) на первых порах стали корабельные РЛС обнаружения 10-см диапазона. В дальнейшем круг задач стал расширяться: рассматривались задачи подавления помехами корабельных стрельбовых РЛС самолетных бомбоприцелов 3-см диапазона, а впоследствии и радиолокационных головок самонаведения противокорабельных

ракет. Одной из основных задач НИР «Фаза» было определение возможности прикрытия помехой морских объектов — кораблей, обладающих большими отражающими поверхностями, с учетом особенностей распространения сигналов помех над поверхностью моря. Группа задач была связана с технической реализацией станции помех: повышение мощности передатчика помех, оптимизация диаграммы излучения антенны с учетом качки корабля, оптимизация ширины высокочастотного спектра помехи, оптимизация параметров модулирующего шума и др. Для экспериментальной проверки этих характеристик был создан макет станции шумовых помех 10-см диапазона на магнетроне непрерывного генерирования с шумовой модуляцией. «Наведение», то есть настройка частоты передатчика помех на частоту подавляемой РЛС, осуществлялось с помощью специального приемника радиолокационных сигналов, на панорамном индикаторе которого спектр импульсного сигнала РЛС и спектр передатчика помех совмещались вручную путем механической перестройки магнетрона. Широкоугольные приемная и передающая антенны направлялись также вручную на подавляемую РЛС. Первые успешные испытания макета станции помех проводились летом 1950 г. на Балтийском море. Летом 1951 г. подобные испытания нового макета станции помех 3-см диапазона были проведены на Черном море. Результаты НИР «Фаза» позволили обоснованно сформулировать требования и приступить к опытно-конструкторским разработкам серии корабельных станций прицельных шумовых помех [9].

В 1952—1954 гг. были разработаны первые две станции помех для диапазонов 10 см и 3 см «Коралл-14» и «Коралл-11». Антенное устройство станции, совмещенное с передатчиком, устанавливалось на мачте корабля, приемник наведения с пультом управления — в рубочном помещении. Опытные образцы станций помех «Коралл» в 1954 г. прошли государственные испытания на крейсере «Дзержинский» ЧФ, станции были приняты на вооружение и переданы на серийное изготовление [9].

С появлением новых магнетронов непрерывного генерирования стала возможной разработка новой серии станций прицельных шумовых помех большей мощности, перекрывающих более широкий частотный диапазон. Такие станции «Краб-11» и «Краб-12» были разработаны в 1953—1956 гг. и приняты на вооружение кораблей ВМФ. По принципу работы эти станции не отличались от станций «Коралл». Опытные образцы станций помех «Краб-11» и «Краб-12» прошли государственные испытания на крейсере «Адмирал Ушаков» Черноморского флота в сентябре 1956 г. Разработкой серии станций помех «Коралл» и «Краб» был сделан значитель-

ный вклад в дело вооружения флота средствами РПД. По результатам испытаний установлено, например, что станция помех «Краб-11» надежно закрывала крейсер от обнаружения самолетным бомбоприцелом, а станция «Коралл-14» своей помехой практически выводила из рабочего состояния корабельную РЛС надводной обстановки «Риф» [9].

В НИР «Воронеж» было проведено исследование широкого комплекса задач РПД ударного ракетного оружия. Разработан и изготовлен ряд макетов аппаратуры: станций предупреждений и целеуказания, передатчиков заградительных помех, передатчиков ответных, хаотических импульсных и «мерцающих» помех, приемников наведения, а также специальная измерительная аппаратура для исследования характеристик сигналов, отраженных от облака пассивных помех. Летом 1958 г. весь этот комплекс аппаратуры был установлен на трех кораблях — крейсере «Куйбышев», эсминцах «Безотказный» и «Безукоризненный» Черноморского флота и испытан против РЛС типов С-1, «Мыс», ПСБН, «Риф-А», «Шкот». При этом впервые на флоте применялись пассивные помехи и помехи одновременно с нескольких кораблей. В результате проведенных испытаний был получен богатый экспериментальный материал, послуживший основой для проектирования будущей системы РПД кораблей ВМФ. Однако в дальнейшем работы по этой тематике в НИИ-10 не получили развития. Объем работ и обширность новых задач превысили возможности НИИ-10, и в 1960 г. принимается решение о передаче тематики радиоразведки и радиопротиводействия вновь организованному Таганрогскому НИИ связи (НИИ-406, ТНИИС, ФГУП «ТНИИС»).

Самые общие сведения об испытаниях на Черноморском флоте средств радиопротиводействия за период 1951—1958 гг. приведены в таблице 2. С использованием средств инфографики эти данные отображены на рис. 2.

Таблица 2. Сведения об испытаниях на Черноморском флоте средств радиопротиводействия.

Table 2. Information on tests of radio countermeasures in the Black Sea Fleet

№ п/п	Наименование	Год испытаний	Носитель и/или место испытаний	λ	Основные особенности
1.	«Фаза» (НИР)	1951	ЧФ	3 см 10 см	Механическая перестройка магнетрона
2.	«Коралл-14»	1954	КР «Дзержинский» ЧФ	10 см	ОКР на основе НИР «Фаза»
3.	«Коралл-11»	1954	КР «Дзержинский» ЧФ	3 см	ОКР на основе НИР «Фаза»
4.	«Краб-11»	1956	КР «Адмирал Ушаков» ЧФ	3 см	Высокая мощность и более широкий частотный диапазон

№ п/п	Наименование	Год испытаний	Носитель и/или место испытаний	λ	Основные особенности
5.	«Краб-12»	1956	КР «Адмирал Ушаков» ЧФ	10 см	То же
6.	«Воронеж» (НИР)	1958	КР «Куйбышев», ЭМ «Безотказный» и «Безукоризненный» ЧФ	—	Впервые на флоте применялись пассивные помехи и помехи одновременно с нескольких кораблей

3. Инфракрасные средства

В 1930-е гг. во Всесоюзном электротехническом институте — ВЭИ (ныне ГНЦ ФГУП «Всероссийский электротехнический институт им. В. И. Ленина») сформировался коллектив исследователей, проводивших работы в области фотоэлектроники. Среди достижений этой группы были разработка отечественных фотоэлементов, приемных и передающих телевизионных трубок, фотоэлектронных умножителей и др. В 1936 г. в ВЭИ был начат проект «Разработка макета прибора для видения в темноте объектов, освещенных невидимыми для глаза лучами» (шифр 518-Г «Молния»). Цель проекта — создание прибора, дающего возможность видеть в темноте объекты, освещенные невидимыми для глаз лучами. Использовать его предполагалось в первую очередь для кораблевождения и наблюдения за кораблями противника. К концу 1937 г. был изготовлены все необходимые компоненты и собран макет первого отечественного прибора ночного видения. В результате его испытаний, в частности, было установлено, что наличие тумана значительно снижает дальность видения. Это обстоятельство обусловило преимущественное использование ИК-техники на южных театрах военных действий второй мировой войны. В ведомственном архиве института подробно описано использование приборов ВЭИ на Черноморском флоте [10]. Однако недоступность этого источника не позволяет сделать детальное рассмотрение этих работ, поэтому ограничимся сведениями, представленными, кроме [10], в [8 и 11].

Меньший интерес к истории инфракрасной техники (по сравнению с радиолокационной, см. [2—6]), связан с тем обстоятельством, что «…с появлением радиолокации внимание к теплопеленгаторной технике стало ослабевать. И хотя после войны еще в течение некоторого времени велась разработка теплопеленгаторов и их установка на постах НиС, они постепенно уступили место радиолокационной технике, обладающей значительно большими возможностями» [11].

3.1. Теплопеленгаторы

2-й период. Параллельно с работами, ведущимися ВЭИ, Научно-исследовательский морской институт связи — НИМИС (в настоящее время НИЦ телекоммуникационных технологий и разведки Военно-Морского Флота) разрабатывал макет первого корабельного теплопеленгатора. В 1933 г. макет, имевший зеркало диаметром 45 см, установили на торпедном катере Черноморского флота. Его создатели не учли качку торпедного катера, которая на первом же выходе не позволила произвести какое-либо обнаружение. На основе испытаний был сделан правильный вывод о необходимости создания системы стабилизации для удержания оптической оси зеркала на линии горизонта [11].

В 1936 г. специалисты ВЭИ изготовили и установили на крейсере «Красный Кавказ» Черноморского флота первый корабельный теплопеленгатор «Уран», снабженный системой автоматической стабилизации оптической оси в обеих плоскостях, с зеркалом диаметром 90 см. В целях повышения дальности действия теплопеленгатор решено было усовершенствовать, увеличив диаметр зеркала до 150 см. Новый теплопеленгатор «Уран-39» установили на крыше боевой рубки того же крейсера в 1939 г. Он обеспечивал обнаружение больших кораблей на дистанции 60—70 каб. со срединной ошибкой пеленгования 0,25° [11].

Самые общие сведения об испытаниях на Черноморском флоте теплопеленгаторов в 1933—1939 гг. приведены в таблице 3. С использованием средств инфографики эти данные отображены на рис. 3.

Таблица 3. Сведения об испытаниях теплопеленгаторов на Черноморском флоте.

Table 3. Information on thermal direction finder tests in the Black Sea Fleet

№ п/п	Наименование	Год испытаний	Носитель и/или место испытаний	Дальность обнаружения	Основные особенности
1.	Макет корабельного теплопеленгатора (НИИМС)	1933	ТК ЧФ	—	Зеркало диаметром 45 см. Сделан вывод о необходимости системы стабилизации для удержания оптической оси зеркала
2.	«Уран»	1936	КР «Красный Кавказ» ЧФ	—	Зеркало диаметром 90 см. Установлена система стабилизации для удержания оптической оси
3.	«Уран»	1939	КР «Красный Кавказ» ЧФ	13 км	Зеркало диаметром 150 см. Установлена система стабилизации для удержания оптической оси

3.2. Комплексные ИК-системы

2-й период. В 1938 г. создан макет морского прибора ночного видения, позже — комплекс приборов для морской навигации. С его помощью решались следующие задачи:

— замена видимых навигационных и створных огней невидимыми инфракрасными;

— обеспечение совместного плавания кораблей при полной светомаскировке;

— визуальная секретная связь между кораблями и береговыми точками и многие другие.

Для этих целей были разработаны и приняты на вооружение на флоте пеленгатор «Омега-ВЭИ», бинокль «Гамма-К» и аппаратура для совместного плавания «Огонь» [493].

3-й период. Велось систематическое наблюдение за эксплуатацией приборов «Омега», «Гамма» и «Огонь-44» на кораблях и в частях Черноморского флота [12].

4-й период. Наряду с созданием радиолокационных средств, в послевоенный период продолжались интенсивные работы по дальнейшему развитию инфракрасных средств для ВМФ. Направленность работ в области ИК-техники в этот период претерпела значительные изменения. Они предопределялись появлением новых кораблей, новых видов оружия, совершенствованием других средств освещения обстановки. Учитывая положительный опыт использования теплопеленгаторов в годы Великой Отечественной войны, с 1946 по 1957 гг. этому направлению уделялось достаточно большое внимание как в плане постановки и проведения научных исследований, так и в плане выполнения опытно-конструкторских работ. Многолетние работы в области теплопеленгаторов стимулировали создание более современных приемников лучистой энергии, оптических систем и корабельных устройств стабилизации. Приборы ночного видения (ПНВ) с электронно-оптическими преобразователями использовались в средствах освещения надводной обстановки, средствах навигации и связи. На основе имеющихся электронно-оптических преобразователей в 1951—1952 гг. была разработана и в 1952 г. принята на вооружение ВМФ инфракрасная аппаратура «Огонь-50», предназначенная для обеспечения совместного плавания кораблей и передачи сигналов в темное время суток в условиях полного затемнения. Она позволяла решать следующие задачи:

— удержание кораблем своего места в строю по пеленгу и расстоянию в пределах дистанции 92 м — 2,7 км; точность определения пеленга на объект равна ±0,25° (без учета поправки компаса); аппаратура допускает плавание в кильватерном строю кораблей по створу ИК-фонарей;

— опознавание кораблей с использованием знаков сигнальной азбуки, автоматически выдаваемых ИК-фонарями;

— обеспечение скрытной связи между кораблями.

В состав комплекта аппаратуры входили: коммутатор, кодовый механизм, фонари, клотиковые ключи, а также инфракрасный бинокль и оптический пеленгатор. Государственные испытания были проведены на эскадренных миноносцах Балтийского флота с 12 по 20 февраля 1952 г. [8].

Задача обеспечения ночного траления и проводки кораблей за тралами в условиях полной светомаскировки решена с разработкой и принятием на вооружение в 1951 г. ИК-аппаратуры «Хмель». Аппаратура имела четыре модификации: «Хмель-1», «Хмель-2», «Хмель-3» и «Хмель-4». Государственные испытания проводились на Черноморском флоте в период с 26 октября по 4 ноября 1950 г. Состав и принцип действия аппаратуры «Хмель» и «Огонь-50» аналогичны. Аппаратуру «Хмель» дополнял проблесковый механизм, бортовые фонари и прибор рулевого. Эта аппаратура была установлена на всех тральщиках. Она обеспечивает траление всеми видами тралов, обвехование протраленной зоны и ИК-связь между кораблями внутри трального ордера [8].

Самые общие сведения об испытаниях на Черноморском флоте комплексных ИК-систем в 1941—1950 гг. приведены в таблице 4. С использованием средств инфографики эти данные отображены на рис. 4.

Таблица 4. Сведения об испытаниях на Черноморском флоте комплексных ИК-систем.

Table 4. Information on tests of integrated IR systems in the Black Sea Fleet

№ п/п	Наименование	Год испытаний	Носитель и/или место испытаний	Основные особенности
1.	«Омега», «Гамма», «Огонь-44»	1941 — 1944	ЧФ	Замена видимых навигационных и створных огней невидимыми ИК, визуальная секретная связь
2.	«Хмель-1», «Хмель-2», «Хмель-3», «Хмель-4»	1950	ЧФ	Удержание кораблем места в строю, опознавание кораблей с использованием знаков сигнальной азбуки, скрытная связь между кораблями

4. Боевые информационные посты

4-й период. В первые послевоенные годы резко возросло количество и номенклатура радиотехнических средств обнаружения воздушных и надводных целей, увеличилась дальность их действия. Возросшие скоро-

сти средств воздушного нападения, их массовое применение привели к необходимости резкого сокращения времени на обработку информации, поступающей от средств технического наблюдения. Появилась необходимость создать на корабле специальный пост, в котором происходит сбор информации от всех источников и ее обработка, в целях доведения обстановки до командира корабля и командиров боевых частей и принятия ими решений по управлению кораблем и его оружием [8].

Опытный образец боевого информационного поста (БИП) «Звено» был установлен на крейсере «Молотов» Черноморского флота. 30 июля 1948 г. он был предъявлен на государственные испытания. Этот пост обеспечивал [8]:

— управление работой установленных на корабле радиолокационных станций надводного и воздушного обнаружения, аппаратуры опознавания, разведки и помех, а также других технических средств наблюдения;

— сбор и руководство сбором донесений от всех технических и визуальных средств наблюдения корабля;

— графическое нанесение данных надводной и воздушной обстановки на карты и планшеты;

— определение параметров движения целей;

— передачу обработанных данных обстановки на главный командный пункт (ГКП) и другие КП корабля;

— наведение истребителей на самолеты противника;

— наведение торпедных катеров и других кораблей на надводные цели и подводные лодки противника;

— наведение ударных групп авиации на надводные цели противника;

— выполнение расчетов по тактическому маневрированию кораблей;

— управление использованием противорадиолокационных средств.

Источниками информации являлись:

— радиолокационные станции обнаружения воздушных и надводных целей;

— выносные индикаторы кругового обзора радиолокационных станций обнаружения (ВИКО);

— радиолокационные станции опознавания;

— радиолокационные станции разведки и помех;

— навигационные радиолокационные станции;

— гидроакустические станции;

— теплопеленгаторные станции;

— средства внешней связи;

— посты визуального наблюдения за воздухом и морем.

Планшеты БИП «Звено» имели подсвечиваемые рабочие поверхности, на которые операторы-планшетисты вручную наносили данные о целях, передаваемые посредством телефонной связи операторами ВИКО, основных ИКО РЛС или других средств наблюдения, и графически решали задачи определения элементов движения целей, маневрирования и другие. Государственные испытания БИП «Звено» (в комплексе с РЛС «Риф» и «Гюйс-2») проводились в августе—сентябре 1948 г. на Черноморском флоте. Во время испытаний установлена возможность решения задач наведения:

— одного истребителя или группы истребителей на одиночную или групповую воздушную цель;

— одного самолета или группы самолетов на надводную цель;

— двух одиночных или двух групп торпедных катеров или других кораблей на одну надводную цель.

Комиссия предложила принять БИП на вооружение линейных кораблей, крейсеров, эсминцев, сторожевых кораблей и больших тральщиков. Опыт использования БИП «Звено» показал, что наряду с положительными характеристиками имеются и определенные недостатки. Основные из них:

— низкая пропускная способность — ведение трех—четырех целей в минуту при двух планшетистах и обработка до двух воздушных целей в минуту;

— недостаточные точности элементов движения целей — ошибки определения курса цели составляли 5—8°, скорости 5—8 %;

— отсутствие возможности быстрой передачи обработанной информации из БИП на командные пункты корабля.

Основные причины этих недостатков: низкий технический уровень оборудования БИП и сравнительно невысокие тактические и технические характеристики источников информации [8].

Основным оборудованием БИП «Цепь» являлись электронные планшеты с проекционной электронно-лучевой трубкой типа «скиатрон»[2]. Наличие прямой проекции изображения радиолокационной обстановки на рабочую поверхность планшета существенно ускоряло фиксацию на ней текущего местоположения целей. В планшетах надводной обстановки был предусмотрен режим истинного движения целей. В ходе выполнения ОКР «Цепь» создан опытный образец типового оборудования БИП для крейсера. Часть этого БИП, предназначенная для эскадренных миноносцев, была установлена в конце 1953 г. на ЭМ проекта 30бис ТОФ и в этом же году

[2] Электронно-лучевой прибор, экран которого покрыт кристаллическим слоем галогенида щелочного металла или содалита. Электронный луч оставляет на экране светящийся след, сохраняющийся до нескольких суток и даже месяцев; записанное изображение стирают посредством кратковременного прогрева экрана. Скиатрон используют преимущественно для записи радиолокационных сигналов.

прошла государственные испытания. Полный комплект БИП «Цепь» прошел государственные испытания в 1954 г. на крейсере «Дзержинский» Черноморского флота [41].

Более предпочтительным оказался вариант БИП с ЭЛТ типа «скиатрон», принятый в 1954 г. на вооружение под шифром «Планшет». Он предназначался для:

— сбора данных об обстановке от всех технических и визуальных средств наблюдения своего корабля, главных постов радиотехнических войск (ГП РТВ) ПВО страны, береговых БИП и БИП кораблей соединения;

— обработки полученных данных о надводной и воздушной обстановке;

— опознавания целей, определения характеристик целей;

— воспроизведения данных об обстановке на планшетах и картах и вычисления элементов движения целей;

— передачи обработанных данных о воздушной и надводной обстановке на КП корабля и БИП кораблей соединения;

— наведения торпедных катеров и других кораблей на надводные цели;

— руководства работой технических средств наблюдения своего корабля, аппаратуры опознавания, разведки и помех.

Основу оборудования БИП «Планшет» составляли:

— электронный планшет обстановки;

— маневренный планшет;

— аппаратура дистанционной передачи и воспроизведения обработанной информации;

— упрощенный выносной индикатор кругового обзора;

— аппаратура громкоговорящей связи;

— аппаратура радио- и телефонной связи и др.

Информация с приемника РЛС записывалась на ЭЛТ типа «скиатрон», изображение с которой с помощью оптической проекционной системы проецировалось на внутреннюю часть рабочей поверхности. Рабочая поверхность (матированное органическое стекло) имела сетку пеленгов и дальностей, что обеспечивало возможность работы операторов (нанесение отметок, прокладка курсов движения, определение элементов движения и т. п.) непосредственно по картине радиолокационного изображения. На планшете отображалась обстановка в радиусе 15 или 30 миль в режимах истинного или относительного движения кораблей и на масштабах 100 и 150 миль только в режиме относительного движения целей. Собственно рабочая поверхность имела диаметр 900 мм. В комплект БИП

«Планшет» входили один или несколько планшетов надводной обстановки (ПН) и планшетов воздушной обстановки (ПВ). Маневренный планшет (ПМ) обеспечивал решение задач, связанных с маневрированием корабля (когда, например, на основном ПН отражалась общая надводная обстановка). На ПМ имелась сетка пеленгов и дальностей, диаметр рабочей поверхности ПМ составлял 300 мм.

По сравнению с БИП «Звено» БИП «Планшет» имел более высокие тактико-технические характеристики за счет автоматизации воспроизведения обстановки и упрощения процессов фиксации целей на планшете. Пропускная способность по фиксации целей была на порядок выше. Она составляла 40—50 целей в минуту. Точности определения элементов движения целей выше, чем в БИП «Звено», и составляли по курсу 2—4° и по скорости 4—6 % от истинного значения. Аппаратура БИП «Планшет» ставилась на многие проекты надводных кораблей [8].

В течение 1953—1954 гг. были проведены государственные испытания на кораблях Тихоокеанского и Черноморского флотов, после чего аппаратуру БИП «Планшет» стали устанавливать на всех строящихся кораблях. БИП «Планшет» устанавливался на кораблях вплоть до создания боевых информационно-управляющих систем (БИУС) [11]. Информация в открытых источниках об испытаниях БИУС на Черноморском флоте не обнаружена.

Самые общие сведения об испытаниях на Черноморском флоте боевых информационных постов в 1948—1954 гг. приведены в таблице 5. С использованием средств инфографики эти данные отображены рис. 5.

Таблица 5. Сведения об испытаниях на Черноморском флоте боевых информационных постов.

Table 5. Information on testing of combat information posts in the Black Sea Fleet

№ п/п	Наименование	Год испытаний	Носитель и/или место испытаний	Основные особенности
1.	«Звено»	1948	КР «Молотов» ЧФ	Установлена возможность наведения: одного или группы самолетов на одиночную или групповую воздушную или надводную цель; двух одиночных или двух групп кораблей на одну надводную цель
2.	«Цепь»	1954	КР «Дзержинский» ЧФ	Использование скиатрона для прямой проекции изображения радиолокационной обстановки на рабочие поверхности планшетов

№ п/п	Наименование	Год испытаний	Носитель и/или место испытаний	Основные особенности
3.	«Планшет»	1953 — 1954	ТОФ и ЧФ	Реализован режим истинного движения целей, что позволило существенно повысить пропускную способность до нескольких десятков целей в минуту

5. Заключение

Для средств РЭБ радиотехнической разведки, которые проходили испытания на Черноморском флоте в 1952—1954 гг., характерны: достижение максимального упреждения до 8 с использованием 16 приемников и 32 антенн.

Для средств РЭБ радиопротиводействия, которые проходили испытания на Черноморском флоте в 1951—1958 гг., характерны: использование механической перестройки магнетрона, повышение мощности и расширение частотного диапазона, применение пассивных помех, в т. ч. одновременно с нескольких кораблей.

Для ИК-теплопеленгаторов, которые проходили испытания на Черноморском флоте в 1933—1939 гг., характерны: использование зеркал диаметром до 150 см и систем стабилизации для удержания оптической оси.

Для комплексных ИК-систем, которые проходили испытания на Черноморском флоте в 1941—1950 гг., характерны: замена видимых навигационных и створных огней невидимыми ИК, визуальная секретная связь, опознавание кораблей с использованием знаков сигнальной азбуки, скрытная связь между кораблями.

Для боевых информационных постов, которые проходили испытания на Черноморском флоте в 1948—1954 гг., характерны: установление возможности наведения одного или группы самолетов на одиночную или групповую воздушную или надводную цель, а также двух одиночных или двух групп кораблей на одну надводную цель; использование скиатрона для прямой проекции изображения радиолокационной обстановки на рабочие поверхности планшетов; реализация режима истинного движения целей, что наряду с прямым отображением обстановки позволило существенно повысить пропускную способность до нескольких десятков целей в минуту.

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. Методология «компендиум — таблица — инфографика» (КТИ) в историографии науки и техники // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2025. Т. 8, № 1. С. 124—151.
4. 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.
5. Ермолов П. П. История испытаний систем радиолокации на Черноморском флоте. Навигационные РЛС, РЛС опознавания и приемопередатчики РЛС // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2026. Т. 9, № 2. С. 350—365.
6. Ермолов П. П. История испытаний систем радиолокации на Черноморском флоте. РЛС в составе управления ракетным оружием // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2026. Т. 9, № 3. С. 547—559.
7. Ермолов П. П. История испытаний гидроакустических средств на Черноморском флоте // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2026. Т. 9, № 4. С. 716—736.
8. 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.
9. Радиолокационное вооружение Военно-Морского Флота России : сборник статей / Под ред. И. И. Тынянкина и В. Ф. Измайлова. М. : Научтехлитиздат, 2005. 446 с.
10. Овчаров И. В. Вклад ВЭИ в разработку инфракрасной техники военного назначения : вторая половина 1930-х — первая половина 1940-х гг. // Вопросы истории естествознания и техники. 2011. № 1. С. 154—156.
11. Попов Г. П., Старцев Г. В. Радиоэлектроника на флоте вчера и сегодня. М. : Воениздат, 1993. 240 с.
12. Овчаров И. В. Разработка и применение электронно-оптических приборов ВЭИ в период великой отечественной войны // Доклады 60-й научной сессии, посвященной Дню радио (17—19 мая 2005). [М., 2005]. С. 462—463.

Сведения об авторе

Ермолов Павел Петрович, кандидат технических наук, доцент, профессор Севастопольского государственного университета, г. Севастополь, Российская Федерация. ORCID: 0000-0001-9089-974X.

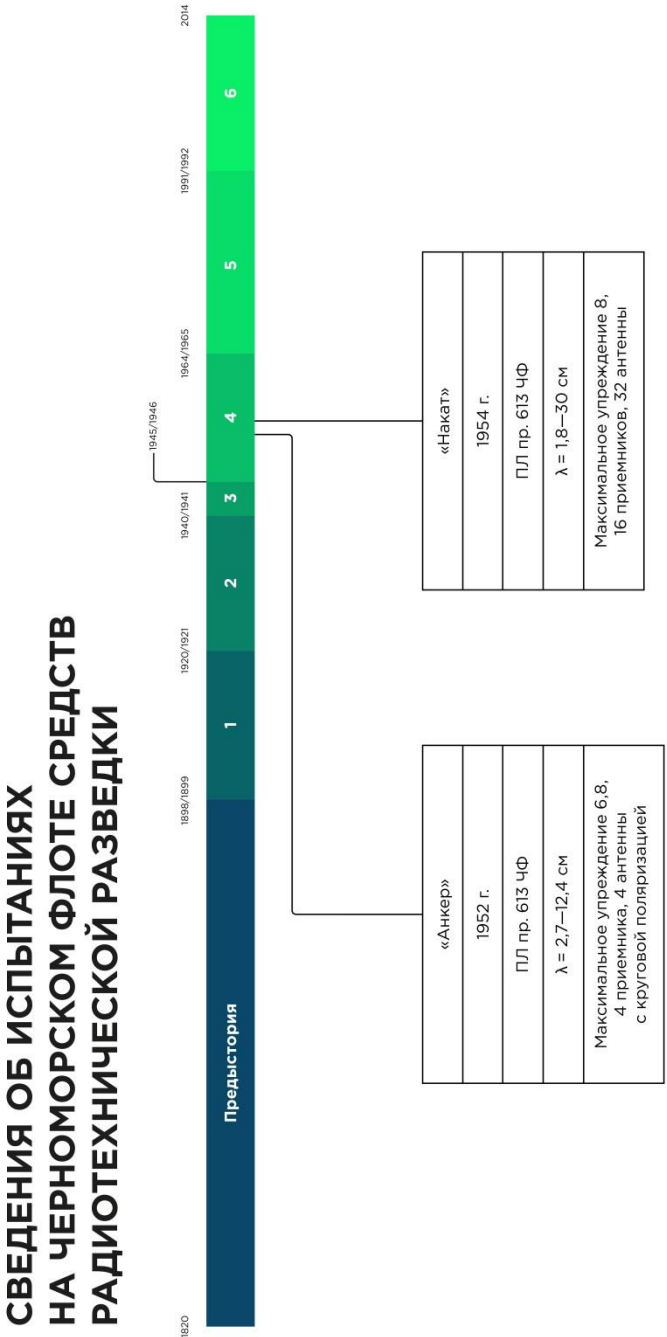

СВЕДЕНИЯ ОБ ИСПЫТАНИЯХ
НА ЧЕРНОМОРСКОМ ФЛОТЕ СРЕДСТВ
РАДИОТЕХНИЧЕСКОЙ РАЗВЕДКИ
1820
1898/1899
1920/1921
1940/1941
1945/1946
1964/1965
1991/1992
2014
Предыстория
1
2
3
4
5
6
«Анкер»
1952 г.
ПЛ пр. 613 ЧФ
λ = 2,7–12,4 см
Максимальное упреждение 6,8,
4 приемника, 4 антенны
с круговой поляризацией
«Накат»
1954 г.
ПЛ пр. 613 ЧФ
λ = 1,8–30 см
Максимальное упреждение 8,
16 приемников, 32 антенны

Рис. 1. – Fig. 1.

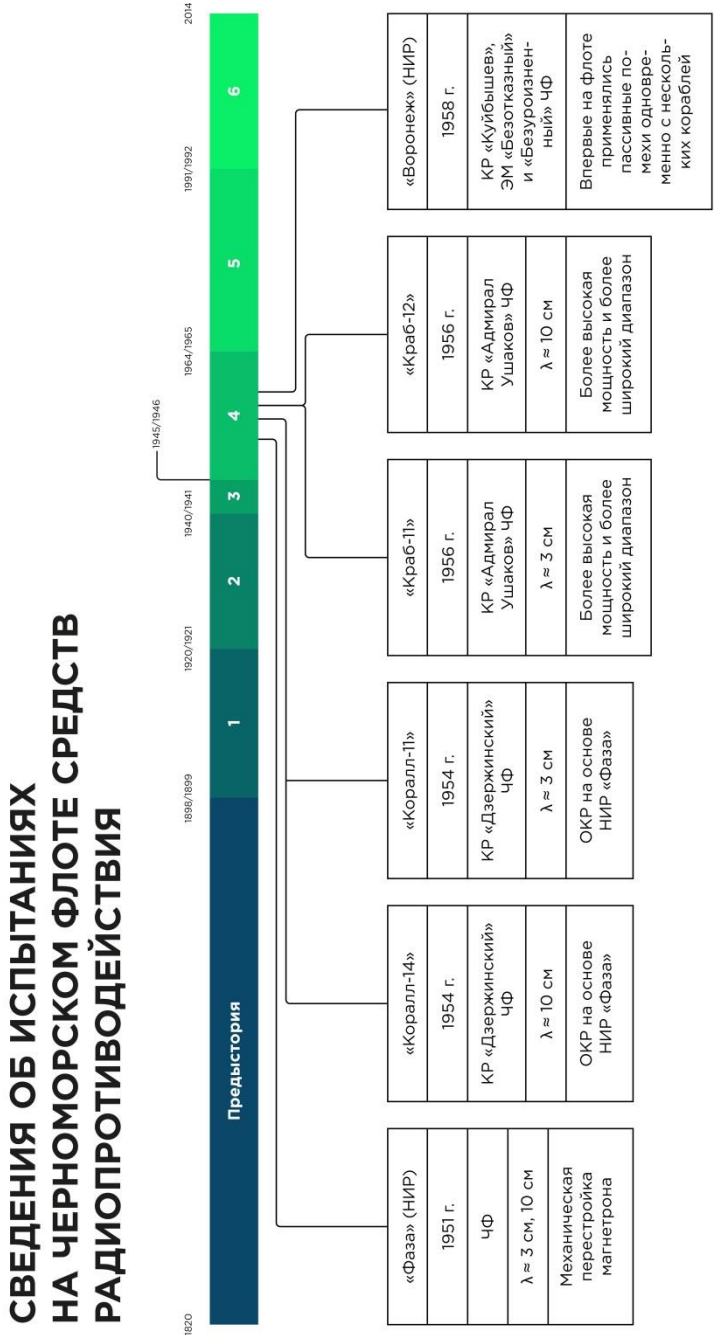

СВЕДЕНИЯ ОБ ИСПЫТАНИЯХ НА ЧЕРНОМОРСКОМ ФЛОТЕ СРЕДСТВ РАДИОПРОТИВОДЕЙСТВИЯ
1820
1898/1899
1920/1921
1940/1941
1945/1946
1964/1965
1991/1992
2014
Предыстория
1
2
3
4
5
6
«Фаза» (НИР)
1951 г.
ЧФ
λ ≈ 3 см, 10 см
Механическая перестройка магнетрона
«Коралл-14»
1954 г.
КР «Дзержинский» ЧФ
λ ≈ 10 см
ОКР на основе НИР «Фаза»
«Коралл-11»
1954 г.
КР «Дзержинский» ЧФ
λ ≈ 3 см
ОКР на основе НИР «Фаза»
«Краб-11»
1956 г.
КР «Адмирал Ушаков» ЧФ
λ ≈ 3 см
Более высокая мощность и более широкий диапазон
«Краб-12»
1956 г.
КР «Адмирал Ушаков» ЧФ
λ ≈ 10 см
Более высокая мощность и более широкий диапазон
«Воронеж» (НИР)
1958 г.
КР «Куйбышев», ЭМ «Безотказный» и «Безуроизненный» ЧФ
Впервые на флоте применялись пассивные помехи одновременно с нескольких кораблей

Рис. 2. – Fig. 2

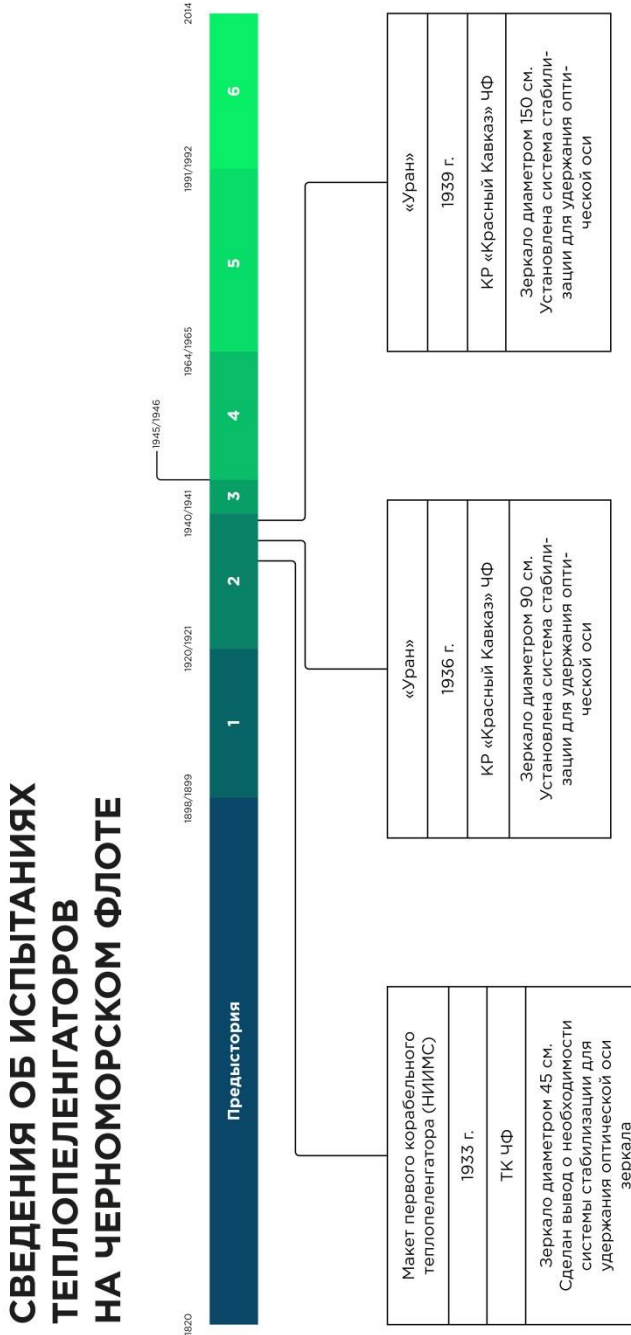

СВЕДЕНИЯ ОБ ИСПЫТАНИЯХ ТЕПЛОПЕЛЕНГАТОРОВ НА ЧЕРНОМОРСКОМ ФЛОТЕ
1820
1898/1899
1920/1921
1940/1941
1945/1946
1964/1965
1991/1992
2014
Предыстория
1
2
3
4
5
6
Макет первого корабельного теплопеленгатора (НИИМС)
1933 г.
ТК ЧФ
Зеркало диаметром 45 см. Сделан вывод о необходимости системы стабилизации для удержания оптической оси зеркала
«Уран»
1936 г.
КР «Красный Кавказ» ЧФ
Зеркало диаметром 90 см. Установлена система стабилизации для удержания оптической оси
«Уран»
1939 г.
КР «Красный Кавказ» ЧФ
Зеркало диаметром 150 см. Установлена система стабилизации для удержания оптической оси

Рис. 3. – Fig. 3

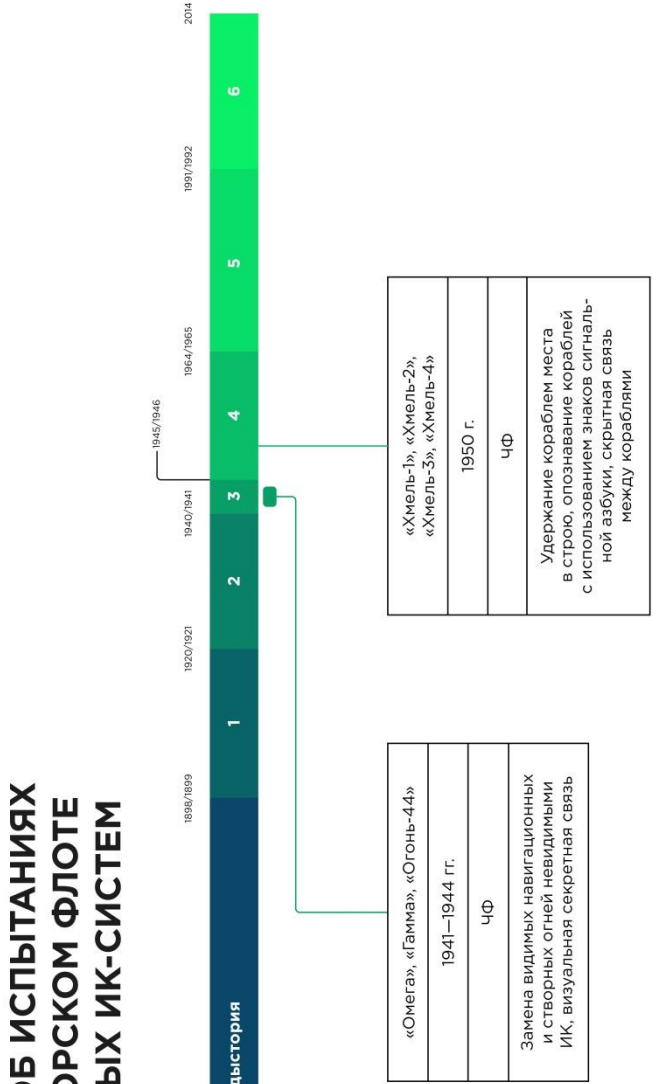

СВЕДЕНИЯ ОБ ИСПЫТАНИЯХ НА ЧЕРНОМОРСКОМ ФЛОТЕ КОМПЛЕКСНЫХ ИК-СИСТЕМ
1820
1898/1899
1920/1921
1940/1941
1945/1946
1964/1965
1991/1992
2014
Предыстория
1
2
3
4
5
6
«Омега», «Гамма», «Огонь-44»
1941–1944 гг.
ЧФ
Замена видимых навигационных и створных огней невидимыми ИК, визуальная секретная связь
«Хмель-1», «Хмель-2», «Хмель-3», «Хмель-4»
1950 г.
ЧФ
Удержание кораблем места в строю, опознавание кораблей с использованием знаков сигнальной азбуки, скрытная связь между кораблями

Рис. 4. – Fig. 4

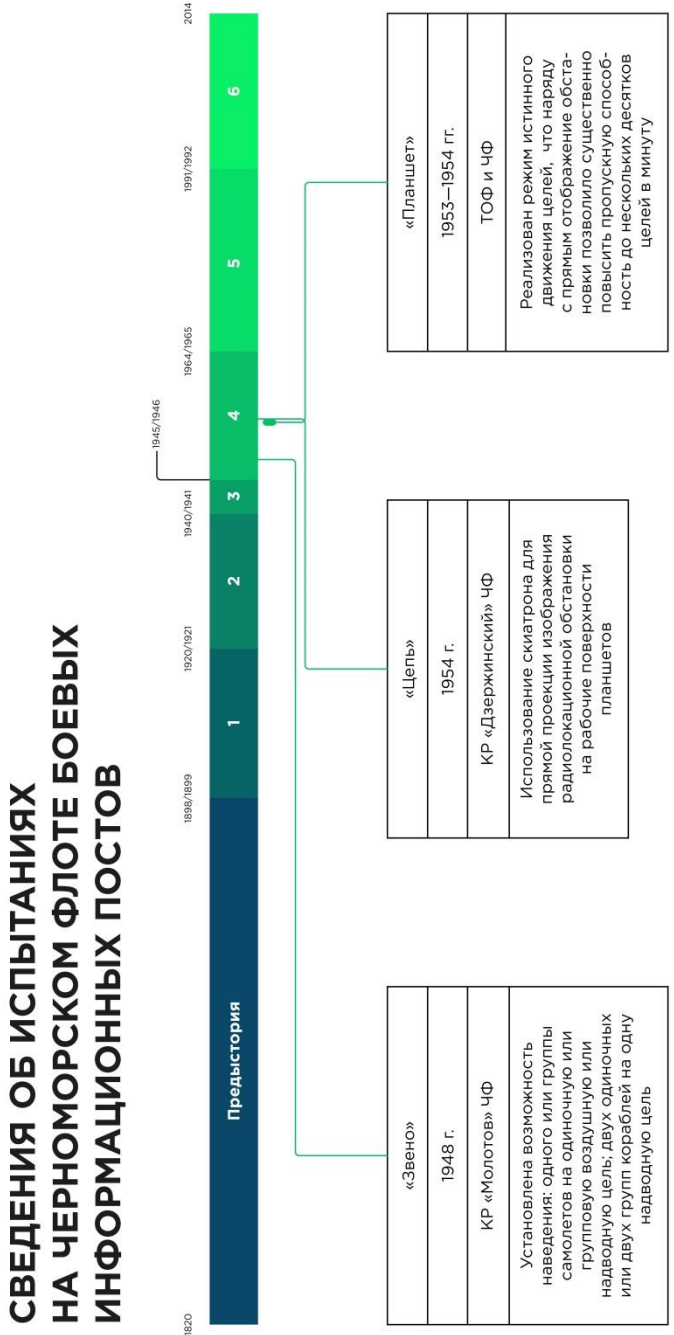

СВЕДЕНИЯ ОБ ИСПЫТАНИЯХ НА ЧЕРНОМОРСКОМ ФЛОТЕ БОЕВЫХ ИНФОРМАЦИОННЫХ ПОСТОВ
1820
1898/1899
1920/1921
1940/1941
1945/1946
1964/1965
1991/1992
2014
Предыстория
1
2
3
4
5
6
«Звено»
1948 г.
КР «Молотов» ЧФ
Установлена возможность наведения: одного или группы самолетов на одиночную или групповую воздушную или надводную цель; двух одиночных или двух групп кораблей на одну надводную цель
«Цепь»
1954 г.
КР «Дзержинский» ЧФ
Использование скиатрона для прямой проекции изображения радиолокационной обстановки на рабочие поверхности планшетов
«Планшет»
1953–1954 гг.
ТОФ и ЧФ
Реализован режим истинного движения целей, что наряду с прямым отображение обстановки позволило существенно повысить пропускную способность до нескольких десятков целей в минуту

Рис. 5. – Fig. 5

History of Testing of Electronic Warfare Systems, Infrared Systems, and Combat Information Posts in the Black Sea Fleet

P. P. Yermolov

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

ppyermolov@sevsu.ru

Received: February 18, 2026
Peer-reviewed: February 25, 2026
Accepted: February 25, 2026

Abstract: *The article examines the history of testing of electronic warfare systems in the Black Sea Fleet from 1952 to 1958, infrared systems from 1933 to 1950, and combat information posts from 1948 to 1954. The research results are presented in a compendium format, summarized in tables, and illustrated with infographics.*

Keywords: *"Anker", "Nakat", "Korall", "Krab", "Uran", "Omega", "Gamma", "Ogon'", "Khmel'", "Zveno", "Tsep'", "Planshet".*

For citation (IEEE): P. P. Yermolov, "History of Testing of Electronic Warfare Systems, Infrared Systems, and Combat Information Posts in the Black Sea Fleet," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 9, no. 5, pp. 1065–1087, 2026, doi: 10.21227/dvn1-4a54. (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. (In Russ.).

[3] 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.).

[4] 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. (In Russ.).

[5] P. P. Yermolov, "History of Testing of Radar Systems in the Black Sea Fleet. Navigation Radars, Identification Radars and Radar Transceivers," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 9, no. 2, pp. 350–365, 2026. (In Russ.).

[6] P. P. Yermolov, “History of Testing of Radar Systems in the Black Sea Fleet. Radar as Part of Missile Weapons Control,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 9, no. 3, pp. 547–559, 2026. (In Russ.).
[7] P. P. Yermolov, “History of Hydroacoustic Testing in the Black Sea Fleet,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 9, no. 4, pp. 716–736, 2026. (In Russ.).
[8] Yu. A. Bakalenko, G. S. Baskakov, S. I. Polonsky, and A. S. Romanovsky, *History of the creation and development of naval radar (up to 1955)*, Moscow: USSR Ministry of Defense, 1990. (In Russ.).
[9] *Radar weapons of the Russian Navy: a collection of articles* / Ed. by I. I. Tynyankin and V. F. Izmailov. Moscow: Nauchtekhlitizdat, 2005. (In Russ.).
[10] I. V. Ovcharov, “The contribution of VEI to the development of infrared technology for military purposes: the second half of the 1930s – the first half of the 1940s,” *Voprosy istorii estestvoznaniia i tekhniki*, no. 1, pp. 154–156, 2011. (In Russ.).
[11] G. P. Popov and G. V. Startsev, *Radio electronics in the navy yesterday and today*, Moscow: Voenizdat, 1993. (In Russ.).
[12] I. V. Ovcharov, “Development and Application of Electron-Optical Devices of the VEI During the Great Patriotic War,” *Doklady 60th nauchnoy sessii, posvyashchennoy Dnyu radio* (May 17–19, 2005), Moscow, pp. 462–463, 2005. (In Russ.).

Information about the author

Pavel P. Yermolov, Candidate of Technical Sciences, Professor of Sevastopol State University, Sevastopol, Russian Federation. ORCID: 0000-0001-9089-974X.