

ISSN 2587-9936
eISSN 0000-0000

**ИНФОКОММУНИКАЦИОННЫЕ
И
РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ
ТЕХНОЛОГИИ**

**Infocommunications
and
Radio Technologies**

**Том 9
№ 6**

**Vol. 9
No. 6**

2026

ИНФОКОММУНИКАЦИОННЫЕ и РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ

2026

Том 9

№ 6

Журнал основан в 2018 г.

Выходит 6 раз в год

Почетный главный редактор

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

Главный редактор

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

Заместитель главного редактора

Ермолов Павел Петрович — кандидат технических наук, профессор кафедры «Радиоэлектроника и телекоммуникации» 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 нанoeлектроники, заведующий научно-исследовательской лабораторией «Физика приборов микро- и нанoeлектроники» Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники (Минск, Беларусь)

Афонин Игорь Леонидович — доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой «Радиоэлектроника и телекоммуникации» 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)

Peev 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

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

Евстигнеев Максим Павлович — доктор физико-математических наук, профессор, проректор по научной деятельности 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)

Содержание

Физические науки (1.3)

Вольвач А. Е., Борняков С. А., Коган Л. П., Вольвач Л. Н. Краткосрочные статистические индикаторы подготовки ледового удара на озере Байкал по данным механического напряжения	1089
Кирпанев А. В., Кирпанев Н. А. Особенности сферического сканирования при исследовании радиозаметности объектов радиолокации	1103
Кононов Ал. А., Кононов Ан. А., Усков Г. К. Алгоритм дифференциального прогнозирования для непрерывного отслеживания движения мобильного объекта по показаниям датчиков электрического поля	1117
Кононов А. А., Усков Г. К. Методы аналитической реконструкции апертурного распределения электромагнитного поля по его координатной зависимости в ближней зоне	1131
Короткова Н. А., Конкин Н. А. Интерпретируемое прогнозирование максимальной применимой частоты КВ-радиолиний по данным среднеширотных ионозондов	1149
Величкина А. С., Усков Г. К. Формирование сверхширокополосных сигналов с помощью неортогональной спектральной суперпозиции	1171

Электроника, фотоника, приборостроение и связь (2.2)

Обухов И. А., Обухов И. И., Чаусов Д. Н. Фотоприемник на основе нанопроводов антимоноида индия	1184
Нестеров В. Ю., Ипатьев А. С. О возможности ускорения оптимизации S-параметров пассивных СВЧ-устройств с помощью сопряженного анализа чувствительности и метода внутренней точки	1210
Петров Ю. В., Васильковский М. В. Сравнение вариантов кодирования уровней яркости растровых полутоновых изображений различных спектральных диапазонов при наличии одиночных битовых ошибок в цифровых каналах связи	1229
Букин С. П., Михайлов М. А., Корж В. Н., Крутиев С. В. Многослойный SIW-фильтр с перекрестной связью и подавлением высших мод	1241
Криворучко Ю. Т., Филин А. Д., Макаридин Р. А. Методология организации полунатурного моделирования бортовой части авиационного виртуального электронного полигона	1256
Шабанова И. С., Мыкольников Я. В., Кузищин Д. С. Моделирование широкополосного навигационного сигнала и анализ его влияния на сигналы ГНСС в диапазоне L1	1272
Кочевой Г. Ю., Зимакова А. П., Комиссарова Е. В. Синтез топологии микрополосковых антенн с использованием локальной языковой модели и программного интерфейса PyAEDT	1282

Исаев А. А., Губский Д. С., Крутиев С. В. Электродинамический анализ и синтез многозвенного волноводного фильтра на основе резонаторов TE ₁₀₁ и антирезонансных секций	1296
Казак Д. В., Крутиев С. В., Павленко А. В. Магнитоуправляемые SIW-антенны с реконфигурируемыми частотными и поляризационными характеристиками	1312
Жидков А. Ю., Овчинникова Е. В. Модернизация антенной системы для малых космических аппаратов	1326
Сухарев Е. С., Пелёвин В. К., Кочевой Г. Ю., Комиссарова Е. В. Многодиапазонная антенна с круговой поляризацией электромагнитного поля L-диапазона	1342
Михайлов М. А., Крутиев С. В., Букин С. П., Клещенко А. Б. Волноводный полосно-пропускающий фильтр на тонких резонансных диафрагмах	1356
Крутиев С. В., Кафаров Р. Г., Корж В. Н., Тарасенко С. А., Бельшев А. А., Бичурин М. И. Разработка и исследование диплексера на основе SIW-технологии	1367
Криворучко Ю. Т., Король В. М., Бузылев В. В. Проблемы перевода радиомаячной системы инструментального захода воздушных судов на посадку категории II ПРМГ-ОМД в международный диапазон волн и методы их разрешения	1378
Рубцов Е. А. Определение оптимального размещения маяков DME для обеспечения навигационной спецификации A-RNP	1397
Дубченко Н. И., Малышев И. В., Паршина Н. В. Технологические особенности моделирования и экспериментального изготовления полосковых линий передач с поверхностными гаммадионными структурами	1415
Сычев А. Н., Артищев С. А., Рагимова Н. С., Шестериков Е. В. Фазовращатель отражательного типа на основе поперечно-направленного ответвителя с трансформацией импеданса на связанных линиях с накладным керамическим бруском	1431

История науки и техники (5.6.6)

Криворучко Ю. Т., Король В. М. Создатель систем навигации, посадки и управления воздушным движением самолетов гражданской, государственной и космической авиации (к 80-летию НИИ-33 — ВНИИРА)	1445
---	------

INFOCOMMUNICATIONS and RADIO TECHNOLOGIES

2026

Vol. 9

No. 6

The journal was founded in 2018
Published 6 times a year

Honorary Chief Editor

Gulyaev Yuri 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)

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

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

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

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

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

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

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)

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

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>

Contents

Physical sciences

A. E. Volvach, S. A. Bornyakov, L. P. Kogan, and L. N. Volvach Short-Term Statistical Indicators of Ice Burst Preparation on Lake Baikal Based on Mechanical Stress Data	1089
A. V. Kirpanev and N. A. Kirpanev Features of Spherical Scanning While Research on Radar Objects Radio Visibility.....	1103
Al. A. Kononov, An. A. Kononov, and G. K. Uskov A Differential Prediction Algorithm for Continuous Tracking of a Mobile Object Motion Based on the Electric Field Sensors Readings	1117
A. A. Kononov and G. K. Uskov Methods of Analytically Reconstructing the Aperture Distribution of Electromagnetic Field Based on Its Coordinate Dependence in the Near Zone	1131
N. A. Korotkova and N. A. Konkin Interpretable Forecasting of the Maximum Usable Frequency of HF Radio Links Using Mid-Latitude Ionosonde Data	1149
A. S. Velichkina and G. K. Uskov Generation of Ultra-Wideband Signals Using Non-Orthogonal Spectral Superposition	1171

Electronics, photonics, instrumentation and communications

I. A. Obukhov, I. I. Obukhov, and D. N. Chausov Photodetector Based on Indium Antimonide Nanowires	1184
V. Yu. Nesterov and A. S. Ipatiev On the Possibility of Accelerating the Optimization of S-Parameters of Passive Microwave Devices Using Adjoint Sensitivity Analysis and the Interior Point Method	1210
Yu. V. Petrov and M. V. Vaskovsky Encoding Variants Comparison for Brightness Levels of Raster Grayscale Various Spectral Ranges Images in the Presence of Single Bit Errors in Digital Communication Channels	1229
S. P. Bukin, M. A. Mikhailov, V. N. Korzh, and S. V. Krutiev Multilayer SIW Filter With Cross Coupling and High Mode Suppression	1241
Yu. T. Krivoruchko, A. D. Filin, and R. A. Makaridin A Methodology for Organizing Semi-Natural Modeling of the On-Board Part of an Aviation Virtual Electronic Test	1256
I. S. Shabanova, Y. V. Mykolnikov, and D. S. Kuzischin Modeling of a Wideband Navigation Signal and Analysis of Its Impact on GNSS Signals in the L1 Band	1272
G. Y. Kochevoy, A. P. Zimakova, and E. V. Komissarova Synthesis of Microstrip Antenna Topologies using a Local Language Model and the PyAEDT Software Interface	1282
A. A. Isaev, D. S. Gubsky, and S. V. Krutiev Electrodynamic Analysis and Synthesis of a Multi-Section Waveguide Filter Based on TE101 Resonators and Antiresonant Sections	1296

D. V. Kazak, S. V. Krutiev, and A. V. Pavlenko Magnetically Controlled SIW Antennas with Reconfigurable Frequency and Polarization Characteristics	1312
A. Yu. Zhidkov and E. V. Ovchinnikova Modernization of the Antenna System for Small Spacecraft	1326
E. S. Sukharev, V. K. Pelyovin, G. Y. Kochevoy, and E. V. Komissarova Multi-Band Antenna with Circular Polarization of the Electromagnetic Field for L Frequency Band	1342
M. A. Mikhailov, S. V. Krutiev, S. P. Bukin, and A. B. Kleschenkov Waveguide Bandpass Filter on Thin Resonant Diaphragms	1356
S. V. Krutiev, R. G. Kafarov, V. N. Korzh, S. A. Tarasenko, A. A. Belyshev, and M. I. Bichurin Development and Investigation of SIW-Based Diplexer	1367
Yu. T. Krivoruchko, V. M. Korol, and V. V. Buzylev Problems Transver Radio Beacom Systems of Instrumental Approach Aircrafts Cathegory II PRMG-OMD in International UNF Range WAVE and Methods Solve	1378
E. A. Rubtsov Determining the Optimal Positions of DME to Support the A-RNP Navigation Specification	1397
N. I. Dubchenko, I. V. Malyshev, and N. V. Parshina Technological Features Modeling and Experimental Production of Strip Transmission Lines with Surface Gammadion Structures	1415
A. N. Sychev, S. A. Artishchev, N. S. Ragimova, and E. V. Shesterikov Reflection-Type Phase Shifter Based on an Impedance-Transforming Transdirectional Coupler Utilizing Coupled Lines with a Ceramic Overlay Bar	1431

History of science and technology

Yu. T. Krivoruchko and V. M. Korol Creator of Navigation, Landing and Air Traffic Control Systems for Civil, State and Space Aviation (on the 80th anniversary of Research Institute 33 – VNIIRA)	1445
--	------

Краткосрочные статистические индикаторы подготовки ледового удара на озере Байкал по данным механического напряжения

¹Вольвач А. Е., ²Борняков С. А., ¹Коган Л. П., ¹Вольвач Л. Н.

¹*Отдел радиоастрономии и геодинамики,
Крымская астрофизическая обсерватория РАН
Ялта, 298688, Российская Федерация*

²*Институт земной коры Сибирского отделения Российской академии наук
ул. Лермонтова, 128, Иркутск, 664033, Российская Федерация*
volvach@bk.ru

Получено: 23 мая 2026 г.

Отрецензировано: 30 мая 2026 г.

Принято к публикации: 30 мая 2026 г.

Аннотация: *Исследуются краткосрочные изменения статистических характеристик механического напряжения ледового покрова Байкала в период подготовки ледового удара 6 марта 2022 года. На основе анализа временных реализаций напряжений выявлены квазилинейные структуры высокого уровня детерминированности, формирующиеся незадолго до момента хрупкого разрушения льда. Эти структуры проявляются в виде устойчивых ограничивающих линий статистического функционала и служат индикаторами перехода системы в предкритическое состояние. Показано, что концентрация таких статистических индикаторов наблюдается в интервале менее 30 минут до ледового удара, что позволяет рассматривать их как информативные признаки краткосрочной подготовки события.*

Ключевые слова: *ледовый покров; механическое напряжение; ледовый удар; статистические индикаторы; детерминированные структуры; функционал L_n .*

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Вольвач А. Е., Борняков С. А., Коган Л. П., Вольвач Л. Н. Краткосрочные статистические индикаторы подготовки ледового удара на озере Байкал по данным механического напряжения // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2026. Т. 9, № 6. С. 1089—1102.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Вольвач, А. Е. Краткосрочные статистические индикаторы подготовки ледового удара на озере Байкал по данным механического напряжения / А. Е. Вольвач, С. А. Борняков, Л. П. Коган, Л. Н. Вольвач // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2026. — Т. 9, № 6. — С. 1089—1102.

1. Введение

В ряде работ была показана эффективность подхода, основанного на анализе изменений статистических характеристик измеряемых физических полей на завершающей стадии подготовки резких переходов в сложных природных системах [1, 2]. Ранее этот метод применялся преимущественно к задаче краткосрочного прогноза землетрясений, однако его концептуальная основа позволяет использовать его и в других средах, где наблюдаются процессы хрупкого разрушения.

Ледовый покров озера Байкал представляет собой уникальную модельную среду для изучения таких процессов. Вертикальный температурный градиент — от нулевых значений у подошвы до отрицательных температур в верхней части — формирует выраженную реологическую стратификацию, при которой в приповерхностном слое доминируют упругие свойства, а с глубиной возрастает вклад пластических и вязких деформаций. Это приводит к тому, что при весеннем термическом расширении лед накапливает напряжения и разрушается по хрупкому механизму, сопровождаясь сейсмоподобными эффектами, известными как ледовые удары [3—5]. Сходство деформационных процессов, предшествующих ледовым ударам и тектоническим землетрясениям, подробно обсуждается в [6], что делает Байкал удобным полигоном для тестирования методов краткосрочного прогноза и изучения закономерностей подготовки хрупких разрушений.

В настоящей работе анализируются данные высокочастотного деформационного мониторинга ледового покрова, выполненного 6 марта 2022 года. Измерительный комплекс, использованный ранее в наблюдениях 2021 года, подробно описан в [7]; в ходе новых измерений частота регистрации была увеличена с 4 до 470 Гц, что позволило существенно повысить чувствительность к быстрым изменениям напряженного состояния льда. Для анализа отобраны временные интервалы, в пределах которых были зарегистрированы ледовые удары, а также участки, предшествующие им.

Дополнительную мотивацию к проведению исследования дают результаты недавних англоязычных работ [8, 9], где показано, что перед ледовыми ударами в статистических функционалах, построенных по данным деформаций, формируются устойчивые линейные структуры, отражающие переход системы от преимущественно стохастического режима к более упорядоченному. Настоящая статья развивает эти результаты, предлагая русскоязычное изложение методики и анализируя особенности краткосрочных статистических индикаторов подготовки ледового удара 6 марта 2022 года.

2. Математический аппарат

Для анализа динамики механического напряжения ледового покрова используется подход, основанный на выделении в измеряемом сигнале двух компонент, отражающих различные физические процессы. В рамках данной схемы временной ряд $x(t)$, регистрируемый датчиком, представляется в виде суммы

$$x(t) = x_1(t) + x_2(t). \quad (1)$$

Здесь $x_1(t)$ трактуется как совокупность фоновых колебаний, возникающих под действием обычных процессов в ледовом массиве, тогда как $x_2(t)$ связывается с перестройками, сопровождающими финальную стадию подготовки хрупкого разрушения. Предполагается, что вклад $x_2(t)$ относительно мал, однако его появление способно изменить статистические свойства суммарного сигнала. Гипотеза о слабой зависимости компонент используется исключительно для интерпретации результатов и не накладывает ограничений на вычислительные процедуры.

Для вероятностной плотности суммы двух случайных величин справедливо сверточное представление

$$\rho(w) = \int_{-\infty}^{\infty} \rho_1(w - w') \rho_2(w') dw', \quad (2)$$

где ρ_1 и ρ_2 — плотности распределения компонент x_1 и x_2 (Рис. 2). В реальных измерениях распределения являются дискретными, что описывается выражением

$$\rho_{1,2}(w) = \sum_{m=0}^{N-1} P_{1,2}(m) \delta(w - m), \quad (3)$$

где $P_{1,2}(m)$ — эмпирические вероятности попадания значений $x_{1,2}(t)$ в интервалы шириной h :

$$x(t)_{\min} + mh \leq x(t) < x(t)_{\min} + (m + 1)h, \quad (4)$$

$$\mathcal{N} = \left[\frac{x(t)_{\max} - x(t)_{\min}}{h} \right], \quad 0 \leq m \leq N - 1.$$

Если дисперсия распределения компоненты $x_2(t)$ удовлетворяет условию

$$2\sigma_2 \geq (2 \div 3)h, \quad (5)$$

то мелкомасштабные флуктуации плотности $\rho_1(w)$ при свертке эффективно сглаживаются, что приводит к заметному изменению формы результирующего распределения $\rho(w)$. Это свойство используется как индикатор

появления дополнительного статистического вклада, связанного с процессом подготовки разрушения.

Для усиления различий между распределениями применяется нелинейное преобразование

$$\mathcal{F}[x(t)] = \sin[x(t)]. \quad (6)$$

Плотность распределения преобразованной величины F имеет особенности при $|w| \rightarrow 1$, что приводит к увеличению амплитуды локальных вариаций:

$$\rho_{\mathcal{F}}(w) = (1 - w^2)^{-1/2} \rho_1\{\arcsin(w)\}. \quad (7)$$

Таким образом, переход к функции $\sin[x(t)]$ играет роль «увеличительного стекла», позволяя более отчетливо фиксировать изменения статистической структуры сигнала.

Для количественного анализа используется статистический функционал

$$L_0(\mu) = \frac{A}{M} \sum_{l=\mu-M+1}^{\mu} |\mathcal{L}_l|, \quad \mathcal{L}_l = \sum_{m=0}^{N-1} (-1)^m P_{m,l} \quad (8)$$

где $A=1000$ — масштабный множитель, M — число усредняемых сегментов, $P_{m,l}$ — вероятность попадания значений $\sin[x(t)]$ в интервал m на l -м сегменте реализации. Интервалы задаются выражением

$$\sin[x(t)]_{\min} + mh \leq \sin[x(t)] < \sin[x(t)]_{\min} + (m+1)h, \quad 0 \leq m \leq N-1. \quad (9)$$

В дальнейшем используется зависимость $L(n)$, получаемая из (8) пересчетом аргумента μ в минуты наблюдений с учетом числа отсчетов N_1 в одном сегменте реализации. Значения параметров M , h и N_1 выбирались индивидуально для анализируемого временного интервала.

Для интерпретации поведения функционала $L(n)$ вводятся следующие элементы структуры: направляющие точки, локальные тренды, скользящие границы, каналы и осевые сектора. Эти объекты позволяют выделять устойчивые квазилинейные конфигурации, возникающие в предкритическом режиме. Их формальные определения и критерии выделения приведены в следующем разделе.

3. Структурные элементы анализа функционала $L(n)$

Для интерпретации поведения статистического функционала $L(n)$ вводится набор геометрических объектов, позволяющих выделять устойчивые элементы структуры, возникающие в предкритическом режиме. Эти элементы отражают моменты, когда динамика функционала перестает

быть полностью стохастической и приобретает признаки упорядоченности. Ниже приведены определения основных объектов анализа.

Направляющие точки. В качестве направляющих точек выбираются характерные экстремумы зависимости $L(n)$, которые служат опорными узлами для построения линейных конфигураций. К ним относятся: локальные максимумы и минимумы, удовлетворяющие критериям выделения локальных трендов; глобальный максимум и глобальный минимум на интервале наблюдений до момента ледового удара — они включаются в набор направляющих точек независимо от выполнения дополнительных условий. Эти точки задают геометрическую «скелетную» структуру функционала, относительно которой строятся остальные элементы анализа.

Локальные тренды. Локальным трендом называется участок кривой $L(n)$, на котором наблюдается выраженная квазилинейная динамика. Для выделения таких участков используются следующие критерии: 1) Границы тренда. Начальная и конечная точки тренда должны быть направляющими точками. 2) Достаточная амплитуда. Разность значений функционала на границах тренда должна составлять не менее 20 % от полной амплитуды ΔL на интервале до ледового удара: $L(n)_{\max} - L(n)_{\min} \geq 0.2\Delta L$. 3) Малая кривизна. Максимальное отклонение кривой $L(n)$ от прямой, соединяющей границы тренда, не должно превышать 10 % ее длины: $\Delta s \leq 0,1\Delta L$. 4) Изолированность. Каждая направляющая точка, образующая тренд, должна быть отделена от других характерных точек по горизонтали не менее чем на 10 минут. Эти условия позволяют выделять протяженные и достаточно прямолинейные участки, отражающие временные интервалы относительной стабильности динамики функционала.

Тестирование прямых линий. Для оценки взаимодействия кривой $L(n)$ с линейными объектами вводится процедура тестирования. Прямая считается тестирующей кривую в точке $\{n_t, L(n_t)\}$, если выполняется одно из условий: прямая пересекает кривую в этой точке; либо проходит на вертикальном расстоянии ζ , удовлетворяющем условию: $\delta = \frac{\zeta}{L(n_t)} \cdot 100\% \leq 1,2\%$. Это позволяет фиксировать моменты, когда кривая $L(n)$ приближается к линейной структуре настолько, что ее можно считать взаимодействующей с ней.

Скользящие границы. Скользящей границей называется прямая линия, проходящая через две направляющие точки и дополнительно тестирующая кривую $L(n)$ в третьей направляющей точке. Таким образом, скользящая граница — это линейная структура, которая: опирается на две опорные точки, и при этом «касается» кривой в еще одной характерной точке. На графиках такие линии изображаются сплошными наклонными

прямыми. Появление скользящих границ указывает на усиление линейной упорядоченности в поведении функционала.

Каналы. Канал представляет собой пару почти параллельных прямых, каждая из которых проходит через две направляющие точки. Для того чтобы две прямые считались границами канала, угол между ними должен удовлетворять условию: $\Delta\alpha \leq 1,4^\circ$. Каналы отражают появление устойчивых «коридоров», внутри которых развивается кривая $L(n)$. На графиках они изображаются пунктирными линиями. В ряде случаев одна из границ канала может совпадать со скользящей границей.

Осевые секторы. Осевой сектор — это пара квазипараллельных прямых, проведенных через начальную и конечную направляющие точки одного и того же локального тренда. Условие параллельности такое же, как для каналов: $\Delta\alpha \leq 1,4^\circ$. Осевые секторы позволяют оценить степень линейности тренда и выявить моменты, когда кривая $L(n)$ начинает «выстраиваться» вдоль определенного направления.

Моменты регистрации предвестников. Для всех типов линейных структур (скользящие границы, каналы, осевые секторы) моментом регистрации предвестника считается: либо время последнего тестирования кривой $L(n)$ данной структурой, либо момент ее формирования (появления соответствующей пары направляющих точек). Эти моменты используются для построения временной шкалы предкритических индикаторов.

4. Результаты исследований

На горизонтальной оси указаны значения времени, измеряемого в минутах, начиная от 00:00:00 6 марта 2022 года (время UTC). Момент начала первого ледового удара, за которым следует серия афтершоков, соответствует 03:07 и, также как и далее на рис. 4—9, отмечен вертикальной красной линией. На рис. 1—5 значения величин M , h и N_1 , определяющих свойства функционала $L(n)$, определялись с помощью датчика случайных чисел. При этом использовались следующие равномерные распределения: для M — на интервале $100 \div 300$ (с округлением до ближайшего целого значения, кратного 25), для h — на интервале $0.14 \div 0.25$ (с округлением до сотых) и для N_1 — на интервале $140 \div 350$ (с округлением до ближайшего целого значения, кратного 5). С целью систематизации представления полученных результатов последовательность рис. 1—5 соответствует возрастанию значений введенного в (8) интервала усреднения M .

На рис. 1 приведена зависимость $L(n)$ при значениях $M = 125$, $h = 0,19$, $N_1 = 315$. Здесь интервалы T_{1-4} соответствуют точкам последнего тестирования для осевого сектора 1—2, канала 3—4, скользящей гра-

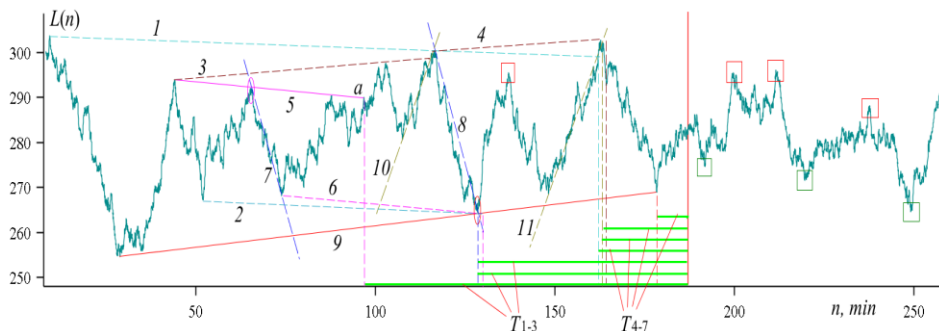


Рис. 3. Зависимость $L(n)$ при значениях $M = 175, h = 0,23, N_1 = 185$.

Fig. 3. Dependence $L(n)$ for values $M = 175$, $h = 0.23$, $N_1 = 185$

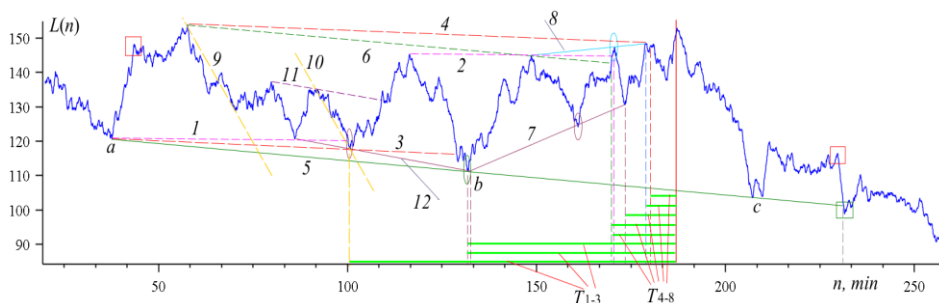


Рис. 4. Зависимость $L(n)$ при значениях $M = 250, h = 0,15, N_1 = 320$.

Fig. 4. Dependence $L(n)$ for values $M = 250$, $h = 0.15$, $N_1 = 320$

На рис. 4 приведена зависимость $L(n)$ при значениях $M = 250$, $h = 0,15$, $N_1 = 320$. В этом случае интервалы T_{1-8} соответствуют точкам последнего тестирования для осевого сектора 9—10, скользящей границы 12 и канала 11—12 (в данном случае $T_2 = T_3$), каналов 5—6, 1—2, скользящих границ 7 и 8 и канала 3—4 (при этом $T_7 = T_8$). Кроме того, на рисунке отмечена точка последнего тестирования для скользящей границы 5 (проведенной через направляющие точки a и c при направляющей точке b). Эта точка относится к промежутку времени после начала рассматриваемого ледового события.

На рис. 5 приведена зависимость $L(n)$ при значениях $M = 275$, $h = 0,12$, $N_1 = 155$. В этом случае интервалы T_{1-4} соответствуют точкам последнего тестирования для скользящей границы 5, канала 3—4, а также каналов 6—7 и 1—2 (в данном случае $T_3 = T_4$). Кроме того, на рисунке отмечена точка последнего тестирования для канала 8—9. Эта точка относится к промежутку времени после начала рассматриваемого ледового события.

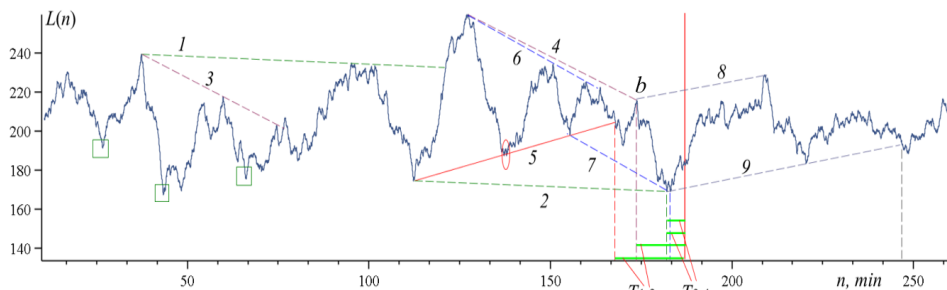


Рис. 5. Зависимость $L(n)$ при значениях $M = 275$, $h = 0,12$, $N_1 = 155$.

Fig. 5. Dependence $L(n)$ for values $M = 275$, $h = 0.12$, $N_1 = 155$

5. Анализ полученных результатов

При анализе приведенных на рис. 1—5 зависимостей приходим к следующим выводам относительно группы статистических явлений, интерпретируемых как предвестники исследуемого ледового удара, произошедшего 6 марта 2002 года.

1. Предлагаемый подход дает возможность с помощью применения математического алгоритма с жесткими параметрами визуализировать статистические феномены, которые интерпретируются как предвестники приближения ледового удара.

2. Во всех рассматриваемых случаях имеет место эффект концентрации абсолютного большинства моментов последнего тестирования линейных структур, выявленных на рис. 1—5, в пределах 25 минут перед началом ледового события. На рис. 1—5 интервалы времени, где имеет место такая концентрация, оказываются значительно, от 7 до 15 раз, меньшими 187-минутного промежутка измерений от начала отсчета в 00:00:00 03.06.2022 и до момента начала первого ледового удара в 03:03 того же дня, см. рис. 1. Таким образом, приходим к выводу о высокой вероятности связи моментов регистрации рассматриваемых статистических феноменов, интерпретируемых как предвестники, с процессом подготовки предстоящего ледового удара.

3. Как следует из анализа рис. 1—5, первая группа предвестников имеет место на промежутке от 90 до 38 минут (со средним значением 63 минуты) перед временем начала первого ледового удара. В данном случае средний интервал времени между моментами регистрации соседних предвестников составляет $t_1 = 6,3$ минуты.

4. Вторая группа предвестников, которая является намного более плотно сгруппированной по времени, относится к локальному промежутку

от 25 до 2 минут (со средним значением 14 минут) перед событием. При этом средний интервал времени между моментами регистрации соседних предвестников является значительно меньшим по сравнению с t_1 и оценивается как $t_2 = 1,0$ минуты.

5. На всех рис. 1—5 имеют место от одной до нескольких скользящих границ, отвечающих промежутку времени порядка 30—60 минут. При этом наиболее продолжительный по продолжительности прямолинейный объект такого рода завершается за время порядка 15 или менее минут перед началом первого ледового удара. Как было указано ранее, значения используемого функционала $L(n)$ с высокой вероятностью являются обратно пропорциональными эффективной амплитуде случайного слагаемого $x_2(t)$, см. (1), связанного с влиянием процесса подготовки приближающегося ледового события. Поэтому возникновение любой скользящей границы может быть интерпретировано как возникающий при таянии льда процесс трехкратного тестирования системой состояния, при реализации которого происходит качественный скачок, сопровождающийся переходом к критическому состоянию и разрушению ледового покрова озера Байкал. Как следует из рис. 1—5, после реализации от одной до трех (по числу скользящих границ) серий подобного трехкратного тестирования система переходит в состояние катастрофической трансформации, приводящей к ледовому удару. Возникновение каналов и скользящих секторов, моменты завершения которых также концентрируются вблизи времени начала первого рассматриваемого ледового события, также может быть интерпретировано в рамках подобной физической логики.

6. При построении объектов высокого уровня детерминированности в виде скользящих границ, каналов и осевых секторов на рис. 1—5 соответствующие прямые проходят и/или тестируют при выполнении (13) почти все направляющие точки, определенные при жестких условиях (10)—(12). При этом порядка половины направляющих точек обладает тем свойством, что через них проходят или их указанным образом тестируют одновременно несколько подобных прямых линий. Этот факт может быть интерпретирован как свидетельство высокого уровня связности процессов подготовки ледового удара.

6. Выводы

Проведенный анализ показал, что статистический функционал $L(n)$, построенный по данным высокочастотных измерений механического напряжения ледового покрова Байкала, демонстрирует выраженную перестройку динамики на завершающей стадии подготовки ледового удара. В

поведении функционала последовательно формируются локальные тренды, скользящие границы, осевые секторы и каналы — элементы структуры, отражающие усиление упорядоченности в системе.

Установлено, что: первые признаки изменения статистики появляются за 40—60 минут до разрушения; устойчивые линейные структуры формируются за 20—30 минут; наиболее информативные индикаторы — каналы — возникают в интервале 1—5 минут до ледового удара; временные метки появления структур согласованы между собой и устойчивы при варьировании параметров анализа.

Такое поведение функционала свидетельствует о том, что перед хрупким разрушением ледовый массив проходит через стадию, характеризующуюся ростом согласованности деформационных процессов и снижением роли фоновых флуктуаций. Выявленные линейные структуры могут рассматриваться как краткосрочные индикаторы перехода системы в предкритическое состояние.

Список литературы

1. Cornell C. A. Engineering seismic risk analysis // *Bulletin of the Seismological Society of America*. 1968. Vol. 58, no. 5. P. 1583–1606.
2. V olvach A. E. et al. Changes in the properties of the statistics of physical and biophysical fields as earthquake precursor // *Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulation*. 2022. Vol. 108. Art. 106200.
3. V olvach A. E. et al. A Possible Relationship between the Sets of Quasi-Linear Local Trends Statistically Detected in the Variations of the Magnetic Field Parameters before Earthquakes in Seismically Active Zones of the Black Sea, Caucasus, and Western Asia // *Geodynamics & Tectonophysics*. 2022. Vol. 13, no 5. Art. 0680.
4. Добрецов Н. Л. и др. Ледовый покров озера Байкал как модельная среда для изучения тектонических процессов в земной коре // *ДАН*. 2007. Т. 412, № 5. С. 656—660.
5. Добрецов Н. Л. и др. О совершенствовании способов прогноза землетрясений средствами физического моделирования в ледовом покрове Байкала // *Физическая мезомеханика*. 2011. Т. 14, № 4. С. 69—79.
6. Псахье С. Г. и др. Модельные исследования процессов возникновения и развития деформационных структур субдукционного типа в ледовом покрове озера Байкал // *Физическая мезомеханика*. 2008. Т. 11, № 1. С. 55—65.
7. Борняков С. А. и др. О подобии деформационных процессов перед ледовыми ударами и тектоническими землетрясениями // *ДАН*. 2023. Т. 509, № 2. С. 243—249.
8. Салко Д. В., Борняков С. А. Автоматизированная система для мониторинга геофизических параметров на геодинамических полигонах // *Приборы*. 2014. № 6. С. 24—28.
9. V olvach A. E., Bornyakov S. A., Kogan L. P., V olvach L. N. Deterministic statistical patterns preceding ice shocks revealed by ice deformation measurements // *Scientific Reports*. 2026. Vol. 16. Art. 13931.
10. V olvach A. E., Bornyakov S. A., Kogan L. P., V olvach L. N. Deterministic structures in functionals of Baikal ice deformations // *Geomatics, Natural Hazards and Risk*. 2026. Vol. 17, no. 1. Art. 2669026.

Информация об авторах

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

Борняков Сергей Александрович, кандидат геолого-минералогических наук, Институт земной коры Сибирского отделения Российской академии наук, Иркутск, Россия.

Коган Лев Петрович, кандидат физико-математических наук, научный сотрудник ФГБУН «Крымская астрофизическая обсерватория РАН», пгт. Научный, Крым.

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

Short-Term Statistical Indicators of Ice Burst Preparation on Lake Baikal Based on Mechanical Stress Data

A. E. Volvach¹, S. A. Bornyakov², L. P. Kogan¹, and L. N. Volvach¹

¹*Radio Astronomy and Geodynamics Department, Crimean Astrophysical Observatory
Yalta, 298688, Russian Federation*

²*Institute of the Earth's Crust, Siberian Branch, Russian Academy of Sciences
128, Lermontov St., Irkutsk, 664033, Russian Federation*

volvach@bk.ru

Received: May 23, 2026

Peer-reviewed: May 30, 2026

Accepted: May 30, 2026

Abstract: Short-term changes in the statistical characteristics of the mechanical stress of the Baikal ice cover during the preparation of the ice strike of March 6, 2022, are studied. Based on the analysis of time-domain stress realizations, quasi-linear structures of high determinism are identified, forming shortly before the brittle failure of the ice. These structures manifest themselves as stable limiting lines of the statistical functional and serve as indicators of the system's transition to a precritical state. It is shown that the concentration of such statistical indicators is observed in an interval of less than 30 minutes before an ice strike, which allows us to consider them as informative signs of short-term preparation for the event.

Keywords: ice cover; mechanical stress; ice strike; statistical indicators; deterministic structures; Ln functional.

For citation (APA): A. E. Volvach, S. A. Bornyakov, L. P. Kogan, and L. N. Volvach (2026). Short-term statistical indicators of ice strike preparation on Lake Baikal based on mechanical stress data. *Infocommunications and Radio Technologies*, 9(6), 1089–1102, doi: 10.21227/4bmr-at55.

References

- [1] C. A. Cornell, "Engineering seismic risk analysis," *Bulletin of the Seismological Society of America*, vol. 58, no. 5, pp. 1583–1606, 1968.
- [2] A. E. Volvach, et al, "Changes in the properties of the statistics of physical and biophysical fields as earthquake precursor," *Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulation*, vol. 108, art.106200, 2022.
- [3] A. E. Volvach, et al., "A Possible Relationship between the Sets of Quasi-Linear Local Trends Statistically Detected in the Variations of the Magnetic Field Parameters before Earthquakes in Seismically Active Zones of the Black Sea, Caucasus, and Western Asia," *Geodynamics & Tectonophysics*, vol. 13, no. 5, art. 0680, 2022.

- [4] N. L. Dobretsov, et al., “Ice cover of Lake Baikal as a model for studying tectonic processes in the Earth’s crust,” *Doklady Earth Sciences – Springer Nature BV*, vol. 413, no 1, pp. 155–159, 2007.
- [5] N. L. Dobretsov, et al., “On improving the methods of earthquake prediction by means of physical modeling in the ice cover of Lake Baikal,” *Physical Mesomechanics*, vol. 14, no. 4, pp. 69–79, 2011.
- [6] S. G. Psakhie, et al., “Model studies of the processes of emergence and development of subduction-type deformation structures in the ice cover of Lake Baikal,” *Physical Mesomechanics*, vol. 11, no. 1, pp. 55–65, 2008.
- [7] S. A. Bornyakov, et al., “On similarities between deformation processes preceding ice shocks and tectonic earthquakes,” *DAN*, vol. 509, no. 2, pp. 243–249, 2023.
- [8] D. V. Salko and S. A. Bornyakov, “The automated tool system for monitoring of geophysical parameters on geodynamic polygons,” *Pribory*, no. 6, pp. 24–28, 2014.
- [9] A. E. Volvach, S. A. Bornyakov, L. P. Kogan, and L. N. Volvach, “Deterministic statistical patterns preceding ice shocks revealed by ice deformation measurements,” *Scientific Reports*, vol. 16, art. 13931, 2026.
- [10] A. E. Volvach, S. A. Bornyakov, L. P. Kogan, and L. N. Volvach, “Deterministic structures in functionals of Baikal ice deformations,” *Geomatics, Natural Hazards and Risk*, vol. 17(1), art. 2669026, 2026.

Information about the authors

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

Sergey A. Bornyakov, Candidate of Geological and Mineralogical Sciences, Institute of the Earth’s Crust, Siberian Branch of the Russian Academy of Sciences, Irkutsk, Russia.

Lev P. Kogan, Candidate of Physical and Mathematical Sciences, Researcher at FSBSI “Crimean Astrophysical Observatory of RAS”, Nauchni, Crimea, Russian Federation.

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

УДК 621.391.2

Особенности сферического сканирования при исследовании радиозаметности объектов радиолокации

¹Кирпанев А. В., ²Кирпанев Н. А.

¹ НПП «Радар ммс»

ул. Новосельковская, д. 37, лит. А, Санкт-Петербург, 197375, Российская Федерация

²Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого

ул. Политехническая, д. 29, Санкт-Петербург, 195251, Российская Федерация

kirpanev_av@radar-mms.com

Получено: 20 мая 2026 г.

Отрецензировано: 27 мая 2026 г.

Принято к публикации: 27 мая 2026 г.

Аннотация: Рассмотрены особенности построения предложенных кинематических схем сканеров, предназначенных для определения полных радиолокационных характеристик рассеяния исследуемых радиолокационных объектов. Электромагнитное поле рассеяния исследуемых радиолокационных объектов измеряется на окружающей их сферической поверхности, радиус которой удовлетворяет критерию дальней зоны по отношению к исследуемому объекту. Первый вариант сканера обеспечивает измерения моностатических и бистатических характеристик рассеяния за счет перемещения измерительного зонда по части сферы вокруг исследуемого объекта. Во втором варианте предложено использовать дуговую зондовую решетку. Положение исследуемого объекта относительно передающего зонда в обоих случаях определяется двухкоординатным опорно-поворотным устройством. Показана возможность применения сверхширокополосного подхода в измерениях с целью развязки по времени измеряемых сигналов, обусловленных полем, рассеянным исследуемым объектом и полем излучающего зонда. Приведена методика определения матрицы рассеяния исследуемого объекта в сферической системе координат, а также показана возможность определения характеристик рассеяния в тех случаях, когда условия дальней зоны не выполняются.

Ключевые слова: электромагнитное поле рассеяния, антенна-зонд, сферические координаты, сферический сканер, дальняя зона, ближняя зона, поляризационная матрица рассеяния, эффективная площадь рассеяния, сверхширокополосные измерения.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Кирпанев А. В., Кирпанев Н. А. Особенности сферического сканирования при исследовании радиозаметности объектов радиолокации // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2026. Т. 9, № 6. С. 1103—1116.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Кирпанев, А. В. Особенности сферического сканирования при исследовании радиозаметности объектов радиолокации / А. В. Кирпанев, Н. А. Кирпанев // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2026. — Т. 9, № 6. — С. 1103—1116.

1. Введение

Определение характеристик рассеяния радиолокационных объектов (РЛО) являлось и является одной из приоритетных задач как на всем историческом этапе развития радиолокации, так и на современном этапе. В настоящее время радиозаметность характеризуется не только такими характеристиками, как, например, эффективная площадь рассеяния РЛО, но и особенностями работы его бортовых радиосистем с учетом их расположения на носителе. Подобные задачи решаются в практике экспериментального исследования характеристик антенн бортовых радиосистем в составе носителя [1]. Не менее важным является дальнейшее развитие и совершенствование методов и средств определения характеристик рассеяния самих носителей, обусловленных стремительным развитием малогабаритных беспилотных летательных аппаратов сложной геометрии. На практике принято разделять моностатические и бистатические характеристики рассеяния РЛО. Моностатические характеристики рассеяния (МХР) соответствуют однопозиционным радиолокационным системам, у которых точка излучения в пространстве совпадает относительно радиолокационного объекта с точкой приема, а бистатические — у которых точки излучения и приема разнесены в пространстве [2, 3]. Так как в большинстве случаев радиолокационные системы однопозиционные, то и методы определения МХР различных РЛО достаточно развиты и всесторонне апробированы [4, 5, 6]. Вместе с тем существуют радиолокационные задачи, в которых необходимо знать бистатические характеристики рассеяния (БХР) как в небольшом угловом секторе, так и при значительных угловых разнесениях точек передачи и приема в пространстве. Последнее относится к такому направлению, как многопозиционная радиолокация [7]. Преимущества многопозиционных радиолокационных систем (МПРЛС) изложены подробно в [7], к основным из которых следует отнести повышенную информативность при распознавании РЛО, а также увеличение разрешающей способности, повышение точности определения координат, скоростей

и ускорений РЛО. При этом, так как угловые координаты, привязанные к базовой РЛС, определяются по дальностям с других позиций МПРЛС и разрешения по углам не определяется шириной диаграммы направленности, то можно использовать более низкие несущие частоты. Основной проблемой при построении многопозиционных радиолокационных систем является обеспечение пространственной когерентности. Не менее важным является знание БХР предполагаемых РЛО. Ввиду сложности определения БХР с помощью натурных исследований разработчики применяют современные компьютерные приложения для решения подобных задач [8]. Тем не менее, верификация применяемых методов компьютерного расчета БХР и оценка адекватности «цифрового двойника» РЛО должны основываться на экспериментальных исследованиях. Различные пути экспериментального определения БХР РЛО представлены в [9—12]. Следует отметить также наметившуюся в последние годы тенденцию применения в измерениях характеристик антенн и рассеяния РЛО беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) [13].

2. Варианты сканеров и методы измерений

Сложность реализации измерений БХР с целью определения полной поляризационной матрицы рассеяния исследуемого РЛО связана с необходимостью совмещения двух систем сканирования. Одна система должна обеспечить облучение испытуемого РЛО электромагнитной волной (ЭМВ) с плоским фронтом со всех направлений, а другая система — измерить характеристики электромагнитного поля (ЭМП), рассеянного РЛО, во всех представляющих интерес областях пространства. Например, при определении БХР по планарным измерениям в ближней зоне необходимо применять отдельные стойки, обеспечивающие независимое перемещение передающих и приемных зондов [11], или применять плоскую решетку из зондов, каждый из которых может независимо работать на излучение и прием [12]. При сферическом сканировании рассеянного испытуемым РЛО ЭМП приемный зонд (ПЗ) перемещается по сферической поверхности, охватывающей исследуемый РЛО, который размещается на опорно-поворотном устройстве (ОПУ). В зависимости от кинематической схемы сканера ОПУ может быть как двухкоординатным, так и однокоординатным. Как излучающий зонд (ИЗ), так и ПЗ должны излучать и принимать ЭМП на взаимноортогональных поляризациях. Если ИЗ и ПЗ обладают только линейными поляризациями ЭМП, то необходимо предусмотреть их вращение относительно продольной оси на 90° . Требования к поляризационным особенностям зонда характерно и для планарных сканеров [12].

Расстояние r_1 от ИЗ до исследуемого РЛО, и расстояние r_2 от РЛО до ПЗ должны соответствовать условию дальней зоны

$$r_1 \text{ и } r_2 \leq r = \frac{2D^2}{\lambda}, \quad (1)$$

где D — наибольший линейный размер исследуемого РЛО, λ — длина волны, соответствующая наибольшей частоте $\omega = \frac{2\pi}{\lambda}c = kc$, c — скорость света в свободной среде, k — волновое число. Ниже, на рис. 1, приведены системы координат, в которых определяются БХР исследуемого РЛО.

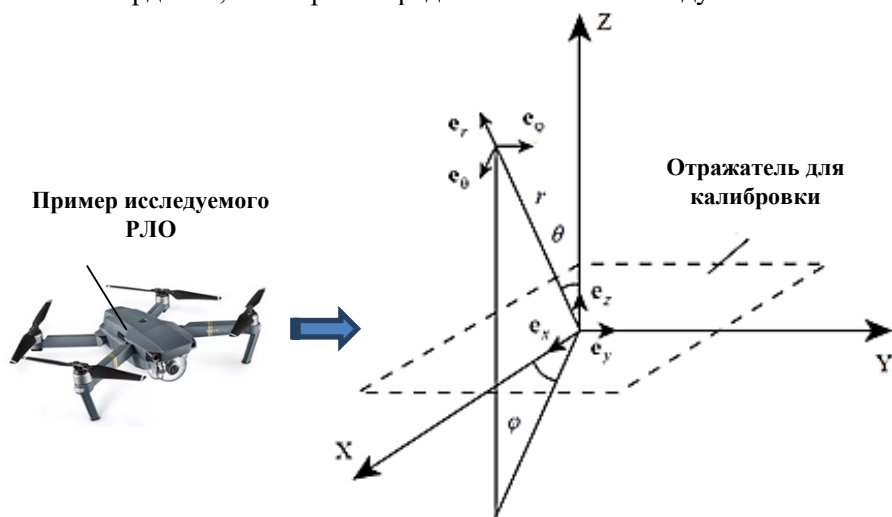


Рис. 1. Связанные с исследуемым РЛО системы координат.

Fig. 1. Coordinate systems associated with the radar object under study

На рис.1 $\mathbf{e}_x, \mathbf{e}_y, \mathbf{e}_z$ — единичные векторы декартовой системы координат, $\mathbf{e}_r, \mathbf{e}_\theta, \mathbf{e}_\phi$ — единичные векторы сферической системы координат, r, θ, ϕ — сферические координаты. В качестве отражателей для калибровки обычно используют прямоугольные пластины, круглые диски, круговые цилиндры, т. е. РЛО, БХР которых хорошо известны, например, в диапазоне частот, для которых справедливо приближение физической оптики [2]. Расположение РЛО на ОПУ относительно приведенной на рис.1 системы координат (координатная привязка) определяется областью пространства, в которой необходимо определить БХР и зависит от решаемой прикладной задачи. Такими областями пространства могут быть, напри-

мер, передняя или нижняя полусферы приведенного на рис. 1 квадрокоптера или передняя полусфера системы «антенна — обтекатель». Будем предполагать далее, что исследуемые РЛО имеют сравнительно небольшие волновые размеры, но обладают сложной геометрией и состоят из существенно отличающихся по своим характеристикам материалов. Для рассматриваемых ниже вариантов сканеров для измерения БХР дальняя зона $r \leq 7$ м.

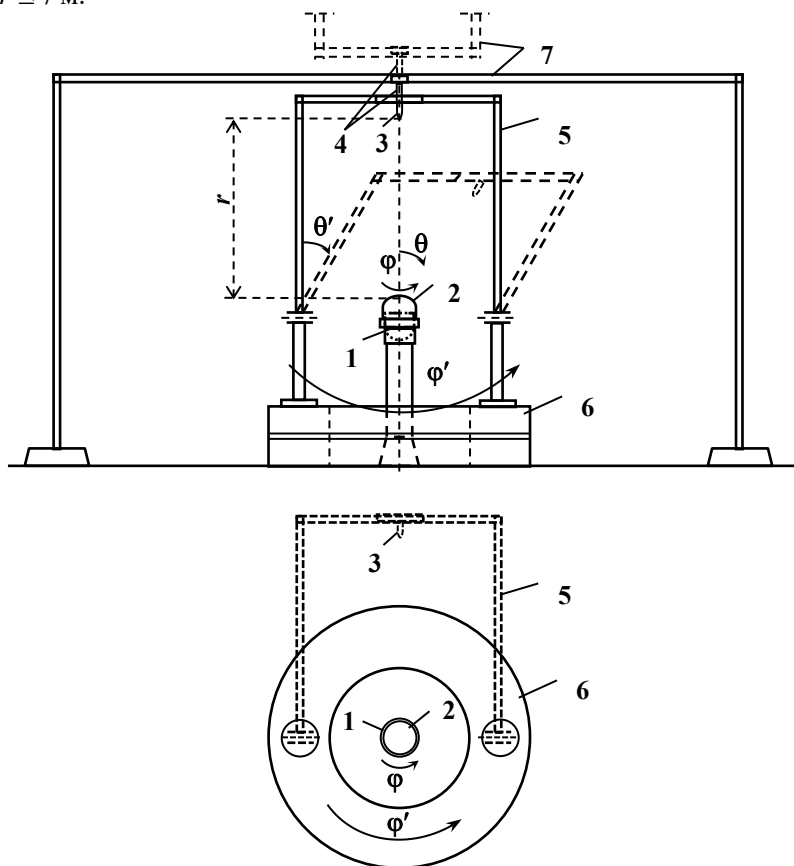


Рис. 2. Вариант сферического сканера с механическим перемещением ПЗ.

Fig. 2. A variant of a spherical scanner with mechanical movement of the receiving probe

На рис. 2 приведена приближенная схема сферического сканера для определения БХР исследуемых РЛО, где обозначены [14]: 1 — двухкоординатное ОПУ, на котором размещается исследуемый РЛО (2); 3 — ПЗ, перемещаемый вокруг РЛО с помощью подвижной стойки 5 (угол места) и

вращающегося основания 6 (азимут); 7 — варианты исполнения неподвижных стоек для размещения ИЗ; 4 — СВЧ-тракты ИЗ (в зависимости от варианта исполнения стойки); θ и φ — угловые координаты направления прихода волнового фронта (ВФ) на РЛО; θ' и φ' — координаты диаграммы обратного рассеяния (ДОР) для случая прихода волнового фронта на РЛО с направления θ – φ ; r — расстояние от излучающего зонда до РЛО. Сканер должен обеспечивать общую точку пересечения осей вращения ОПУ и осей вращения составной части сканера, перемещающей зонд 3 по сфере, заключающей в себе РЛО. В предлагаемой схеме область определения ДОР имеет ограничения по углам места: $0 \leq \theta \leq 45^\circ$ (угловой сектор $\pm 45^\circ$) и $0 \leq \theta' \leq 110^\circ$ (угловой сектор $\pm 110^\circ$). Такая область определения удовлетворяет большинству задач, в особенности для РЛО, радиозаметность которых определяется, в основном, антенной РЛС переднего обзора или системой «антенна — обтекатель».

Вариант сканера для определения БХР РЛО с иной кинематической схемой приведен ниже на рис.3 [15].

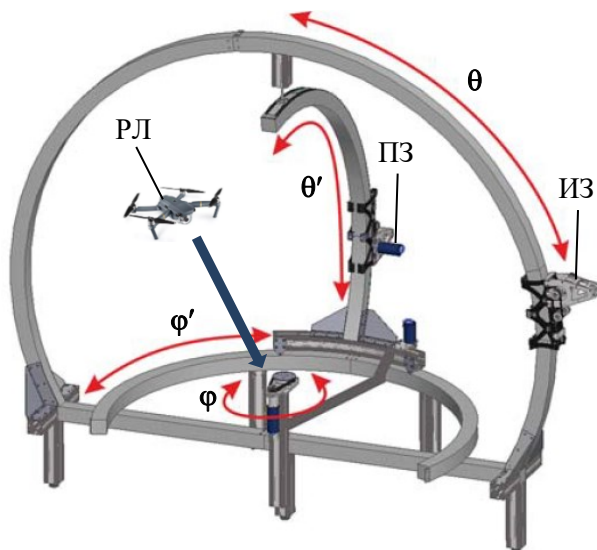


Рис. 3. Вариант сферического сканера с направляющими для перемещения ИЗ и ПЗ.

Fig. 3. A variant of a spherical scanner with guides for moving the emitting and receiving probes

Приведенная на рис. 3 схема сферического сканера имеет преимущество жесткой конструкции, однако сложна в реализации для РЛО больших волновых размеров, для которых $r \geq 6$ м. Общим недостатком приве-

денных выше вариантов сканеров является необходимость обеспечения пошаговых измерений за счет перемещения ИЗ и ПЗ относительно РЛО, что даже при безостановочном перемещении ПЗ делает такие измерения очень затратными по времени. В практике антенных измерений в ближней зоне, выполняемых сферическим сканером, известен подход с применением дуговой зондовой решетки, заменяющей пошаговое перемещение ПЗ по углу места [16]. Подобный подход положен в основу варианта сканера, приведенного ниже на рис. 4.

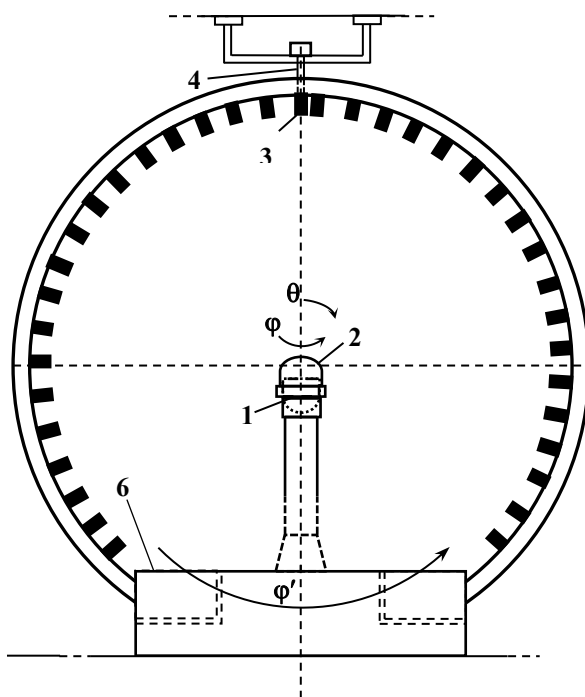


Рис. 4. Вариант сферического сканера с дуговыми зондовыми решетками ПЗ.

Fig. 4. Variant of a spherical scanner with arc probe arrays of receiving probes

Независимо от выбранного варианта практической реализации сканера, необходимо измерить составляющие напряженности ЭМП, рассеянного РЛО на фоне ЭМП ИЗ. Предполагая, что $r_1 = r_2 = r$, минимальная разность хода Δr до ПЗ фронта ЭМВ ЭМП, рассеянного РЛО, и фронта ЭМВ ЭМП, излученного ИЗ определится равенством

$$\Delta r = r(\sqrt{2} - 1) \approx 0,414r. \quad (2)$$

Согласно (2), например, при $r = 6$ м, $\Delta r \approx 2,485$ м, современные сверхширокополосные средства измерений позволяют генерировать импульсы с длительностью τ менее $20 \cdot 10^{-12}$ с [17]. Если ограничиться сантиметровым диапазоном длин волн, то для выполнения надежных измерений $\tau = 50 \cdot 10^{-12}$ с при длительности «окна» обработки по времени $T = 400 \cdot 10^{-12}$ с, для которого расстояние, прошедшее ЭМВ $\Delta r_T = cT = 0,12$ м и $\Delta r_T \ll \Delta r$. Дискретность измерений по углу места $\Delta\theta'$ и азимуту $\Delta\varphi'$ определяется известными из практики антенных измерений условиями [16]

$$\begin{cases} \Delta\theta' \leq \lambda/4r_a, \\ \Delta\varphi' \leq \lambda/2r_a, \end{cases} \quad (3)$$

где r_a — минимальный радиус сферы, полностью заключающей в себе РЛО. Линейный размер вынесенных апертур сверхширокополосных ИЗ и ПЗ может составлять около 2λ . На сканере, приведенном на рис. 4, ПЗ левой и правой дуговых решеток смещены относительно друг друга на $\Delta\theta'$ и угловое расстояние между фазовыми центрами ПЗ решеток составляет $2\Delta\theta'$. При выполнении измерений каждая дуговая решетка должна выполнить полный оборот по φ' от 0° до 360° . ИЗ и ПЗ, помимо широкополосности, должны обладать линейной поляризацией с возможностью переключения на ортогональную.

В общем случае составляющие напряженности рассеянного РЛО электрического поля в пространственно-временной области определяются равенством

$$\begin{bmatrix} E_{\theta'}^s(\theta', \varphi', t) \\ E_{\varphi'}^s(\theta', \varphi', t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{\theta'}^{\theta}(\theta, \varphi, \theta', \varphi', t) & S_{\theta'}^{\varphi}(\theta, \varphi, \theta', \varphi', t) \\ S_{\varphi'}^{\theta}(\theta, \varphi, \theta', \varphi', t) & S_{\varphi'}^{\varphi}(\theta, \varphi, \theta', \varphi', t) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} E_{\theta}^p(\theta, \varphi, t) \\ E_{\varphi}^p(\theta, \varphi, t) \end{bmatrix}, \quad (4)$$

где $E_{\theta}^p(\theta, \varphi, t)$ и $E_{\varphi}^p(\theta, \varphi, t)$ — составляющие напряженности электрического поля ЭМВ, падающей на РЛО от ИЗ, а свойства самого РЛО определяются поляризационной матрицей рассеяния

$$\mathbf{S}(\theta, \varphi, \theta', \varphi', t) = \begin{bmatrix} S_{\theta'}^{\theta}(\theta, \varphi, \theta', \varphi', t) & S_{\theta'}^{\varphi}(\theta, \varphi, \theta', \varphi', t) \\ S_{\varphi'}^{\theta}(\theta, \varphi, \theta', \varphi', t) & S_{\varphi'}^{\varphi}(\theta, \varphi, \theta', \varphi', t) \end{bmatrix}. \quad (5)$$

Составляющие $E_{\theta}^p(\theta, \varphi, t)$ и $E_{\varphi}^p(\theta, \varphi, t)$ определяются по предварительным измерениям или расчетным путем в месте расположения РЛО. Переход в пространственно-частотную область осуществляется Фурье-преобразованиями

$$\begin{cases} E_{\theta'}^s(\theta', \varphi', \omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-T/2}^{T/2} E_{\theta'}^s(\theta', \varphi', t) e^{-i\omega t} dt, \\ E_{\varphi'}^s(\theta', \varphi', \omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-T/2}^{T/2} E_{\varphi'}^s(\theta', \varphi', t) e^{-i\omega t} dt. \end{cases} \quad (6)$$

Составляющие $E_{\theta}^p(\theta, \varphi, \omega)$ и $E_{\varphi}^p(\theta, \varphi, \omega)$, определяются равенствами, аналогичными (6). В пространственно-частотной области для представляющей интерес частоты ω

$$\begin{bmatrix} E_{\theta'}^s(\theta', \varphi', \omega) \\ E_{\varphi'}^s(\theta', \varphi', \omega) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{\theta'}^{\theta}(\theta, \varphi, \theta', \varphi', \omega) & S_{\theta'}^{\varphi}(\theta, \varphi, \theta', \varphi', \omega) \\ S_{\varphi'}^{\theta}(\theta, \varphi, \theta', \varphi', \omega) & S_{\varphi'}^{\varphi}(\theta, \varphi, \theta', \varphi', \omega) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} E_{\theta}^p(\theta, \varphi, \omega) \\ E_{\varphi}^p(\theta, \varphi, \omega) \end{bmatrix} \quad (7)$$

При ориентации поляризации ИЗ вдоль оси OX составляющая $E_{\varphi}^p(\theta, \varphi, \omega) = 0$, а при ориентации поляризации вдоль оси OY $E_{\theta}^p(\theta, \varphi, \omega) = 0$. Выполняя измерения ПЗ с переключаемой поляризацией для каждой из поляризаций ИЗ определяются все элементы обобщенной матрицы рассеяния $S(\theta, \varphi, \theta', \varphi', t)$ исследуемого РЛО (5), а также составляющие $E_{\theta'}^s(\theta', \varphi', \omega)$ и $E_{\varphi'}^s(\theta', \varphi', \omega)$. МХР РЛО определяется сверхширокополосным ИЗ, работающим в режиме излучения и приема для каждой из ортогональных поляризаций. При выполнении условия (1) бистатистическая эффективная площадь рассеяния (ЭПР) РЛО в сферической системе координат

$$\sigma(\theta, \varphi, \theta', \varphi', \omega) = 4\pi r^2 \frac{|E_{\theta'}^s(\theta', \varphi', \omega)|^2 + |E_{\varphi'}^s(\theta', \varphi', \omega)|^2}{|E_{\theta}^p(\theta, \varphi, \omega)|^2 + |E_{\varphi}^p(\theta, \varphi, \omega)|^2}. \quad (8)$$

Если $\theta' = \theta$ и $\varphi' = \varphi$, то равенством (7) определяется моностатическая ЭПР РЛО, измеряемая сверхширокополосным ИЗ в импульсном режиме в процессе измерения бистатистической ЭПР.

Если есть необходимость по измерениям в дальней зоне определить ЭМП, рассеянное РЛО на любом расстоянии от него, то для решения такой задачи в декартовой системе координат (рис. 1) можно воспользоваться принципом суперпозиции однородных плоских волн [18].

Составляющие векторного амплитудного спектра $\mathbf{B}^s(k'_x, k'_y)$ рассеянного РЛО ЭМП через измеренные ПЗ $E_{\theta'}^s(r, \theta', \varphi', \omega)$ и $E_{\varphi'}^s(r, \theta', \varphi', \omega)$ выражаются следующим образом [19]

$$\begin{cases} B_x^s(k'_x, k'_y, \omega) = \frac{1}{2\pi k} \frac{i}{k'_z \sqrt{k^2 - k_z'^2}} (kk'_y \hat{E}_\varphi^s(r, \theta', \varphi', \omega) - k'_z k'_x \hat{E}_\theta^s(r, \theta', \varphi', \omega)), \\ B_y^s(k'_x, k'_y, \omega) = -\frac{1}{2\pi k} \frac{i}{k'_z \sqrt{k^2 - k_z'^2}} (kk'_x \hat{E}_\varphi^s(r, \theta', \varphi', \omega) - k'_z k'_y \hat{E}_\theta^s(r, \theta', \varphi', \omega)), \end{cases} \quad (9)$$

где $k'_x = k \sin \theta' \cos \varphi'$, $k'_y = k \sin \theta' \sin \varphi'$, $k'_z = k \cos \theta' = \sqrt{k^2 - k_x'^2 - k_y'^2}$,
 $\hat{E}_\varphi^s(r, \theta', \varphi', \omega) = E_\varphi^s(r, \theta', \varphi', \omega) r e^{ikr}$, $\hat{E}_\theta^s(r, \theta', \varphi', \omega) = E_\theta^s(r, \theta', \varphi', \omega) r e^{ikr}$. Про-
 дольная составляющая вектора $\mathbf{B}^s(k'_x, k'_y)$

$$B_z^s(k'_x, k'_y, \omega) = -\frac{1}{k'_z} (k'_x B_x^s(k'_x, k'_y, \omega) + k'_y B_y^s(k'_x, k'_y, \omega)). \quad (10)$$

Зная все составляющие вектора $\mathbf{B}^s(k'_x, k'_y, \omega)$, можно определить ЭМП рас-
 сеяния РЛО в декартовой системе координат на любом удалении от РЛО,
 включая ближнюю зону, по формуле

$$\mathbf{E}^s(\mathbf{r}, \omega) = \int_{-k}^k \int_{-k}^k \mathbf{B}^s(k'_x, k'_y, \omega) e^{-ik'\mathbf{r}} dk'_x dk'_y, \quad (11)$$

где радиус-вектор $\mathbf{r} = x\mathbf{e}_x + y\mathbf{e}_y + z\mathbf{e}_z$, векторное волновое число
 $\mathbf{k}' = k'_x\mathbf{e}_x + k'_y\mathbf{e}_y + k'_z\mathbf{e}_z$. При необходимости $\mathbf{E}^s(\mathbf{r}, \omega)$ можно определить в
 сферической системе координат, связанной с РЛО.

3. Заключение

Представленные выше методы и средства определения БХР РЛО
 позволяют сделать вывод о перспективности применения сверхширокопо-
 лосных измерений и зондовых решеток, позволяющих существенно сокра-
 тить время измерений. Применение облетных методов для определения
 БХР РЛО с помощью размещения зондов на малогабаритных БПЛА пока
 не обеспечивает требуемую точность позиционирования. Приведенные
 варианты сканеров применимы и для исследования характеристик излу-
 чения слабонаправленных антенн, работающих в составе БПЛА, а также ан-
 тенных измерений, включая антенны больших волновых размеров, для
 которых характеристики излучения определяются расчетным путем по
 измерениям ближнего поля на сфере.

Список литературы

1. Кирпанев А. В., Назаров В. С., Штраков Ю. Г., Шубников В. В. Особенности определения характеристик излучения системы антенна — фрагмент носителя по измерениям на сфере // *Успехи современной радиоэлектроники*. 2013. № 2. С.69—74.
2. Кобак В. О. Радиолокационные отражатели. М. : Советское радио, 1975. 248 с.
3. Штагер Е.А. Рассеяние радиоволн на телах сложной формы. М. : Радио и связь. 1986. 184 с.
4. Майзельс Е. Н., Торгованов В. А. Измерение характеристик рассеяния радиолокационных целей. М. : Советское радио, 1972. 232 с.
5. Неелов В. В., Капылов Е. Л., Самородов А. А., Самородов Б. А. Исследование формы волнового фронта, формируемого микроволновым коллиматором, при использовании сборки облучателей // *Радиопромышленность*. 2019. Т. 29, № 4. С. 7—17.
6. Капылов Е. Л., Неелов В. В., Самородов А. А., Самородов Б. А. Оценка систематической ошибки измерения диаграмм обратного рассеяния объектов, обусловленной квазиоднозначным характером схемы измерений при использовании комплектов сборок облучателей в безэховой камере коллиматорного типа // *Вопросы радиоэлектроники*. 2020. № 5. С. 17—27.
7. Черняк В. С. Многопозиционная радиолокация. М. : Радио и связь. 1993. 467с.
8. Банков С. Е., Гутцайт Э. М., Курушин А. А. Решение оптических и СВЧ задач с помощью HFSS. М. : Оркада, 2012. 250 с.
9. Falconer D. G. Extrapolation of Near-Field RCS Measurements to the Far Zone // *IEEE Trans. Ant. and Prop.* 1988. vol. AP-36, no. 6. P. 822—829.
10. Barry J. C., Charles E. Ryan Jr. Near-field scattering measurements for determining complex target RCS // *IEEE Trans. Ant. and Prop.* 1989. Vol. AP-37, no. 5. P. 576—585.
11. Кирпанев А. В. Применение плоскостного сканирования в ближней зоне для определения характеристик рассеяния объектов // *Электродинамика и техника СВЧ, КВЧ и оптических частот*. 2002. Т. 10, № 1(33). С. 61—68.
12. Кирпанев А. В. Определение характеристик рассеяния по планарным измерениям в ближней зоне // *Вопросы радиоэлектроники. Серия РЛТ*. 2007. № 3. С. 61—71.
13. Алешин И. Н., Андрющенко М. С. Применение беспилотных летательных аппаратов для измерения характеристик радиолокационной заметности танка при больших углах места // *Системный анализ, управление и обработка информацией*. 2024. № 12. С. 209—213.
14. Кирпанев А. В., Кирпанев Н. А., Лукичев Ю. Л. Вариант схемы сканера для определения радиозаметности радиолокационных объектов // *СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии*. 2023. Вып. 5. С.185—186.
15. Röding M. et al. A Double-Arch Positioner for Bistatic RCS Measurements with Four Degrees of Freedom. In : *Proceedings of the 47th European Microwave Conference*. Oct. 10—12, 2017. Nuremberg, Germany. P. 1272—1276.
16. Hansen J. E. *Spherical Near-Field Antenna Measurements*. London : Peter Peregrinus, 1988. 876 p.
17. Миляев П. В., Калинин Ю. Н., Савченко Д. И. Современные методы и средства измерения радиотехнических характеристик антенн // *Альманах современной метрологии*. 2019. № 2(18). С. 133—157.
18. Kerns D. M. *Plane-Wave Scattering-Matrix Theory of Antennas and Antenna-Antenna Interactions*. Washington : U.S. Government Printing Office, NBS Monograph 162, 1981. 192 p.
19. Кирпанев А. В., Кирпанев Н. А. Особенности исследования антенных систем крайне высокочастотного диапазона по измерениям на компактных полигонах // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2025. Т. 8, № 3. С. 398—417.

Информация об авторах

Кирпанев Алексей Владимирович, доктор технических наук, доцент, заместитель начальника отдела НПП «Радар ммс», г. Санкт-Петербург, Российская Федерация

Кирпанев Никита Алексеевич, ассистент Высшей школы прикладной физики и космических технологий Института электроники и телекоммуникаций Санкт-Петербургского политехнического университета Петра Великого, г. Санкт-Петербург, Российская Федерация

Features of Spherical Scanning While Research on Radar Objects Radio Visibility

A. V. Kirpanev¹ and N. A. Kirpanev²

¹Radar mms Co.

Novoselkovskaya St., 37, Lit. A, St. Petersburg, 197375, Russian Federation

²Peter the Great St. Petersburg Polytechnic University

Polytechnicheskaya st., 29B, St. Petersburg, 195251, Russian Federation

kirpanev_av@radar-mms.com

Received: May 20, 2026

Peer-reviewed: May 27, 2026

Accepted: May 27, 2026

Abstract: *The features of the proposed kinematic schemes construction for scanners designed for definition of complete radar characteristics scattering of the studied radar objects are considered. The studied radar objects scattering electromagnetic field is measured on the surrounding spherical surface which radius meets the criteria of the far zone in relation to the studied object. The first version of the scanner ensures measurements of monostatic and bistatic scattering characteristics by moving measuring probe along a part of the sphere around the studied object. In the second version it is proposed to use an arc probe array. In both cases the position of the studied object in relation to the transmitting probe is determined by two-axis rotary joint. It is presented the possibility of use ultra-wideband approach for measurements to provide time denouement of measured signals conditioned by the field dispersed by the studied object and the field of irradiating probe. The methodology of determination the scattering matrix of the studied object in the spherical coordinate system is presented. Also it is demonstrated the possibility of scattering characteristics determination when far zone conditions are not met.*

Keywords: *electromagnetic field of scattering, antenna-probe, spherical coordinates, spherical scanner, far zone, near zone, polarization scattering matrix, cross-section, ultra-wideband measurements.*

For citation (IEEE): A. V. Kirpanev and N. A. Kirpanev, "Features of Spherical Scanning While Research on Radar Objects Radio Visibility," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 9, no. 6, pp. 1103–1116, 2026, doi: 10.21227/bp6h-bd26. (In Russ.).

References

- [1] A. V. Kirpanev, V. S. Nazarov, Ju. G. Shatrakov, and V. V. Shubnikov, "Features of Determining the Radiation Characteristics of an Antenna-Carrier Fragment System Based on Measurements on a Sphere," *Uspekhi sovremennoy radioelektroniki*, vol. 2, pp. 69–74, 2013. (In Russ.)
- [2] V. O. Kobak, *Radar Reflectors*, Moscow: Sovetskoe radio Publ., 1975. (In Russ.).
- [3] E. A. Shtager, *Scattering of Radio Waves on Complex-Shaped Bodies*, Moscow: Radio i sviaz Publ., 1986. (In Russ.)

- [4] E. A. Maizels and V. A. Torgovanov, *Measuring the Scattering Characteristics of Radar Targets*, Moscow: Sovetskoe radio Publ., 1972. (In Russ.).
- [5] V. V. Neelov, et al., "Study of the Wavefront Shape Generated by a Microwave Collimator Using an Assembly of Feed Horns," *Radiopromyshlennost*, vol. 4, pp. 7–17, 2019. (In Russ.).
- [6] E. L. Kapilov, et al., "Estimation of the Systematic Error in Measuring the Backscattering Patterns of Objects Due to the Quasi-Monostatic Nature of the Measurement Scheme Using Sets of Feed Horn Assemblies in an Anechoic Collimator-Type Chamber," *Voprosy radioelektroniki*, vol. 5, pp. 17–27, 2020. (In Russ.).
- [7] V. S. Cherniak, *Multiposition Radar*, Moscow: Radio i sviaz Publ., 1993. (In Russ.).
- [8] S. E. Bankov, M. E. Guttsait, and A. A. Kurushin, *Solving Optical and Microwave Problems with HFSS*, Moscow: Orkada Publ., 2012. (In Russ.).
- [9] D. G. Falconer, "Extrapolation of Near-Field RCS Measurements to the Far Zone," *IEEE Trans. Ant. and Prop.*, vol. AP-36, no. 6, pp. 822–829, 1988.
- [10] J. C. Barry, E. Charles, and Jr. Ryan, "Near-field scattering measurements for determining complex target RCS," *IEEE Trans. Ant. and Prop.*, vol. AP-37, no. 5, pp. 576–585, 1989.
- [11] A. V. Kirpanev, "Application of Planar Scanning in the Near Field to Determine the Scattering Characteristics of Objects," *Elektrodinamika i tekhnika SVCh, KVCh i opticheskikh chastot*, vol. 1(33), pp. 61–68, 2002. (In Russ.).
- [12] A. V. Kirpanev, "Determination of Scattering Characteristics from Planar Measurements in the Near Field," *Voprosy radioelektroniki. Seriya RLT*, vol. 3, pp. 61–71, 2007. (In Russ.).
- [13] I. N. Aleshin and M. S. Andryushchenko, "Application of Unmanned Aerial Vehicles to Measure the Radar Visibility of a Tank at High Elevation Angles," *Sistemnyi analiz, upravlenie i obrabotka informatsii*, vol. 12, pp. 209–213, 2024. (In Russ.).
- [14] A. V. Kirpanev, N. A. Kirpanev, and Yu. L. Lukichev, "A variant of a scanner scheme for determining the radio signature of radar objects," *Microwave and Telecommunication Technology*, iss. 5, pp. 185–186, 2023. (In Russ.).
- [15] M. Röding, et al., "A Double-Arch Positioner for Bistatic RCS Measurements with Four Degrees of Freedom," in *Proceedings of the 47th European Microwave Conference*, Oct 10–12, Nuremberg, Germany, pp. 1272–1276, 2017.
- [16] J. E. Hansen, *Spherical Near-Field Antenna Measurements*, London: Peter Peregrinus, 1988.
- [17] P. V. Mil'ev, Ju. N. Kalinin, and D. I. Savchenko, "Modern methods and means for measuring the radiotechnical characteristics of antennas," *Almahah sovremenoy metrologii*, no 2(18), pp. 133–157, 2019. (In Russ.).
- [18] D. M. Kerns, *Plane-Wave Scattering-Matrix Theory of Antennas and Antenna-Antenna Interactions*, Washington: U.S. Government Printing Office, NBS Monograph 162, 1981.
- [19] A. V. Kirpanev and N. A. Kirpanev, "Features of Research on Millimeter-Wave Antenna Systems Using Compact Test Ranges," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 8, no. 3, pp. 398–417, 2025. (In Russ.).

Information about the authors

Aleksey V. Kirpanev, Doctor of Engineering Science, Professor, Deputy Head of Department, Radar mms Co., St. Petersburg, Russian Federation.

Nikita A. Kirpanev, Assistant, Higher school of applied physics and space technologies, Institute of Electronics and Telecommunications, Peter the Great St. Petersburg Polytechnic University, St. Petersburg, Russian Federation.

Алгоритм дифференциального прогнозирования для непрерывного отслеживания движения мобильного объекта по показаниям датчиков электрического поля

¹ Кононов Ал. А., ² Кононов Ан. А., ¹ Усков Г. К.

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

² Воронежский государственный технический университет
ул. 20-летия Октября, д. 84, г. Воронеж, 394006, Российская Федерация
kononov@phys.vsu.ru, kniga126@mail.ru, uskov@phys.vsu.ru

Получено: 20 мая 2026 г.

Отрецензировано: 1 июня 2026 г.

Принято к публикации: 1 июня 2026 г.

Аннотация: Работа продолжает развивать идеи опубликованного ранее подхода к определению местоположения мобильного объекта без использования излучения радиоволн. Применяемый метод основан на обработке показаний набора стационарных датчиков электрического поля, создаваемого накопившимся на объекте статическим зарядом, с целью получения оптимальных оценок как величины этого заряда, так и непосредственно мгновенных значений координат отслеживаемой материальной точки. Для повышения быстродействия предложена модификация, в рамках которой прямому определению путем численной оптимизации подлежит только начальное положение объекта, а далее осуществляется непрерывное отслеживание его траектории с помощью явных расчетных формул, основанных на дифференциальном прогнозировании. Приведены результаты применения разработанного алгоритма к смоделированным данным, соответствующим движению по нетривиальной траектории и неизменной величине заряда, что позволило исследовать точность отслеживания и оценить длительность допустимого интервала между очередными запусками полной процедуры пеленгации.

Ключевые слова: датчики электрического поля, определение положения, отслеживание движения, метод наименьших квадратов, прогнозирование траектории.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Кононов Ал. А., Кононов Ан. А., Усков Г. К. Алгоритм дифференциального прогнозирования для непрерывного отслеживания движения мобильного объекта по показаниям датчиков электрического поля // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2026. Т. 9, № 6. С. 1117—1130.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Кононов, Ал. А. Алгоритм дифференциального прогнозирования для непрерывного отслеживания движения мобильного объекта по показаниям датчиков электрического поля / Ал. А. Кононов, Ан. А. Кононов, Г. К. Усков // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2026. — Т. 9, № 6. — С. 1117—1130.

1. Введение

Концепция пассивной электростатической пеленгации некоторого мобильного объекта обладает рядом достаточно весомых практических преимуществ [1]. В их числе можно назвать, в первую очередь, эффективность использования энергетических ресурсов и относительное упрощение аппаратуры (которая в рамках таких технологий строится на основе приемных датчиков, то есть ей не требуется содержать какие бы то ни было излучающие устройства), а также повышенные показатели электромагнитной совместимости и радионезаметности задействованного оборудования (обусловленные теми же вышеуказанными особенностями).

Актуальность задач отслеживания движений в современных исследованиях не вызывает сомнений ввиду широкого спектра их применения в разнообразных разработках [2—5]. Большинство этих исследований, однако, все же основываются на излучении тех или иных зондирующих сигналов, в том числе сверхширокополосных импульсов [2]. В работах [3, 5] обсуждаются различные способы осуществления навигации мобильного робота, так что все вычисления проводятся программно-аппаратным обеспечением, размещенным на самом движущемся объекте, но общая суть вопроса остается той же: обнаружение и отслеживание подвижных точек, в данном случае — координат препятствий, столкновения с которыми необходимо избежать. В качестве конкретных средств при этом предлагаются классические датчики зондирующей природы (то есть функционирующие на основе анализа излученного и отразившегося сигнала), а также инструменты непосредственной визуальной навигации (здесь речь идет об обработке информации, поступающей с видеокамер, с помощью систем машинного зрения).

Статья [4] рассматривает возможности применения технологий искусственного интеллекта для прогнозирования движения: абстрагируясь от конкретики, связанной с техническими деталями определения положения отслеживаемой точки, авторы обсуждают возможность экстраполяции известных данных о ее предыдущих перемещениях для предсказания дальнейших местоположений с помощью искусственной нейросети с пространственно-закрепленной структурой. С утилитарной точки зрения в

настоящей работе предлагается в чем-то аналогичный подход, однако, как будет видно далее из ее основной части, ключевыми отличиями являются детерминированный алгоритмический характер расчетной процедуры (не требующей обучения и т. п.), а также тесная взаимосвязь с аналитическим описанием физических явлений, напрямую относящихся к аппаратной реализации процесса измерений.

К технологиям компьютерного зрения обращаются и в работе [6], где отслеживающая система снова статична, а определению и прогнозированию траектории подвергается объект, идентифицируемый в видеопотоке (например, автомобиль или иное дорожно-транспортное средство, регистрируемое видеокameraми наружного наблюдения). Обработке подлежат непосредственно кадры получаемых изображений, а методы основаны на применении программно-реализованных цифровых фильтров для детекции контуров, сглаживания, сопровождения и экстраполяции траектории и т. д. (в статье также приводятся результаты оценок вероятности срыва слежения в зависимости от времени перекрытия объекта визуальными препятствиями, то есть, фактически, от длительности интервала, выдвигающего необходимость прогнозирования его перемещений, — отчасти аналогичные оценки будут интересовать и нас применительно к предлагаемому ниже методу).

Как было показано ранее [1], для мобильного объекта, удаленного в достаточной степени, чтобы его допустимо было считать материальной точкой, пеленгация местоположения может осуществляться на основе показаний системы пассивных датчиков, регистрирующих изменения поля, создаваемого переносимым на объекте электростатическим зарядом, которые как раз-таки вызваны, в первую очередь, его перемещениями. Результирующие оценки искомых величин вырабатываются на основе минимизации функции ошибок, принимающей на вход соответствующие гипотетические значения. При этом априори определению подлежат и координаты, и заряд, однако для последнего оказалось возможным вывести выражение для оптимальной оценки на основе метода наименьших квадратов, что позволило свести задачу к чисто координатной. Тем не менее, численная оптимизация по-прежнему предъявляла относительно высокие требования к быстродействию, — по крайней мере, достаточные для возникновения сомнений в практической возможности реализации непрерывного отслеживания в режиме реального времени.

Далее предлагается один из способов развития методики, позволяющий приближенно осуществлять «быстрое» непрерывное отслеживание в интервалах между очередными обращениями к точной пеленгации.

2. Основные положения электростатической пеленгации

Напомним важнейшие детали методики квазиоптимального определения положения мобильного объекта по данным с системы электростатических датчиков, подробно изложенной в работе [1].

Как известно, векторы электрической и магнитной напряженностей электромагнитного поля, создаваемого точечным электрическим зарядом q , движение которого характеризуется определяющей траекторию функцией $\mathbf{r}(t)$ (и соответственно, временными зависимостями мгновенных векторов скорости и ускорения $\mathbf{v}(t)$ и $\mathbf{w}(t)$), могут быть записаны в виде

$$\mathbf{E} = \frac{q}{4\pi\epsilon_0 R^2} \cdot \frac{\left(1 - \frac{|\mathbf{v}|^2}{c^2}\right) \left(\mathbf{n} - \frac{\mathbf{v}}{c}\right)}{\left(1 - \frac{(\mathbf{n}, \mathbf{v})}{c}\right)^2} + \frac{\mu_0 q}{4\pi R} \cdot \frac{\left[\mathbf{n}, \left[\left(\mathbf{n} - \frac{\mathbf{v}}{c}\right), \mathbf{w}\right]\right]}{\left(1 - \frac{(\mathbf{n}, \mathbf{v})}{c}\right)^2}, \quad (1)$$

$$\mathbf{H} = \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} \cdot [\mathbf{n}, \mathbf{E}], \quad \mathbf{n} = \frac{\mathbf{R}}{|\mathbf{R}|}, \quad (2)$$

где $\epsilon_0 \approx 8,854 \cdot 10^{-12}$ Ф / м — электрическая постоянная;

$\mu_0 \approx 1,2566 \cdot 10^{-6}$ Гн / м — магнитная постоянная;

$c = 299\,792\,458$ м / с — скорость света в вакууме;

$\mathbf{v}$ — вектор мгновенной скорости заряженной точки;

$\mathbf{w}$ — вектор мгновенного ускорения заряженной точки;

$\mathbf{R}$ — вектор, соединяющий мгновенное положение рассматриваемой заряженной материальной точки с точкой наблюдения.

Соотношения (1)—(2) в теоретической физике выводятся, например, с помощью запаздывающих потенциалов Льенара — Вихерта, то есть с учетом конечной величины скорости распространения сигнала, поэтому все входящие в (1) функции в правой части берутся в момент времени $t - R/c$.

В нерелятивистском приближении — при «медленном» (по сравнению со скоростью света) перемещении заряда, то есть в большинстве базовых прикладных случаях, — выражение (1) может быть существенно упрощено. Полагая $\mathbf{v} \approx \mathbf{w} \approx \mathbf{0}$, получаем формулу

$$\mathbf{E}_{st} = \frac{q}{4\pi\epsilon_0 R^2} \cdot \mathbf{n}, \quad (3)$$

в которой индекс подчеркивает ее полное сходство с видом электростатического поля неподвижного заряда. Для наших дальнейших целей, как уже показано в [1], будет вполне достаточно этого квазистатического приближения.

Чтобы иллюстрировать все рассуждения на конкретной модели параллельно с изложением теории в общем случае, зададимся следующим примером пространственно-временной зависимости положения объекта:

$$\mathbf{r} = (25 \cos(0,16t) + 400; 4,5t; 0); \quad (4)$$

соответственно, векторы скорости и ускорения могут быть описаны аналитическими выражениями

$$\mathbf{v} = (-25 \cdot 0,16 \sin(0,16t); 4,5; 0), \quad (5)$$

$$\mathbf{w} = (-25 \cdot 0,16^2 \cdot \cos(0,16t); 0; 0), \quad (6)$$

подстановка которых в (1) дает возможность смоделировать характер изменения электромагнитного поля в произвольной точке пространства.

Для определенности будем считать величину электростатического заряда равной $q = 1 \cdot 10^{-7}$ Кл, а моделирование проведем при t от 0 до 60 с. График траектории, определяемой законом (4), показан на рис. 1; там же изображены результаты ее непрерывного отслеживания и квазиоптимальной пеленгации, которые будут подробно обсуждаться далее.

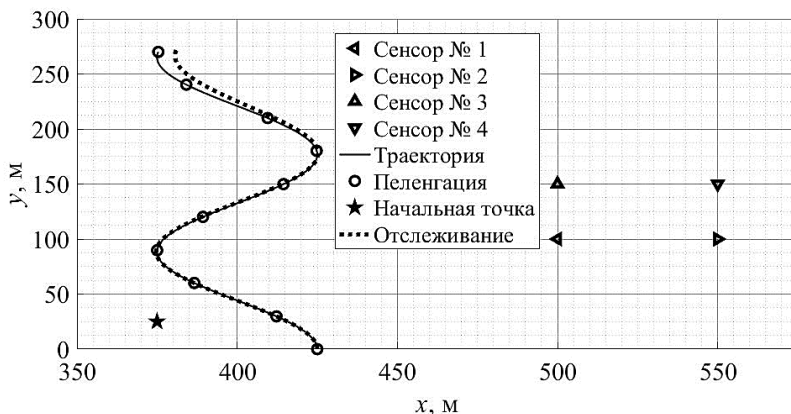


Рис. 1. Траектория движения мобильного объекта и результаты ее определения.

Fig. 1. The trajectory of the mobile object and the results of its determination

Кроме того, на рис. 1 показаны позиции, в которых в рамках нашей модели размещены сенсоры, то есть датчики поля, в количестве 4 штук. Примеры временных зависимостей результатов измерений как проекции поля E на выбранную ось (а именно, Ox), так и его абсолютной величины, изображены на рис. 2. Также на рис. 3 построены графики соответствующих погрешностей, вносимых переходом от расчетов по точной формуле (1) к приближенной версии (3).

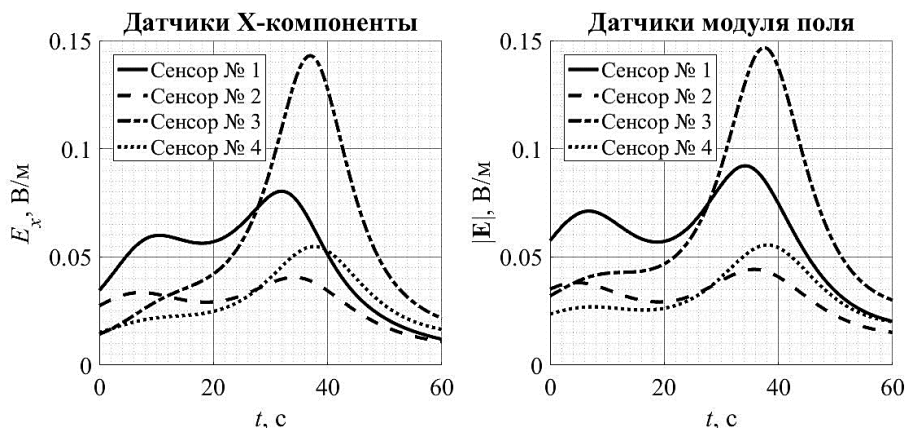


Рис. 2. Показания датчиков электрического поля.

Fig. 2. Electric field sensors measurements

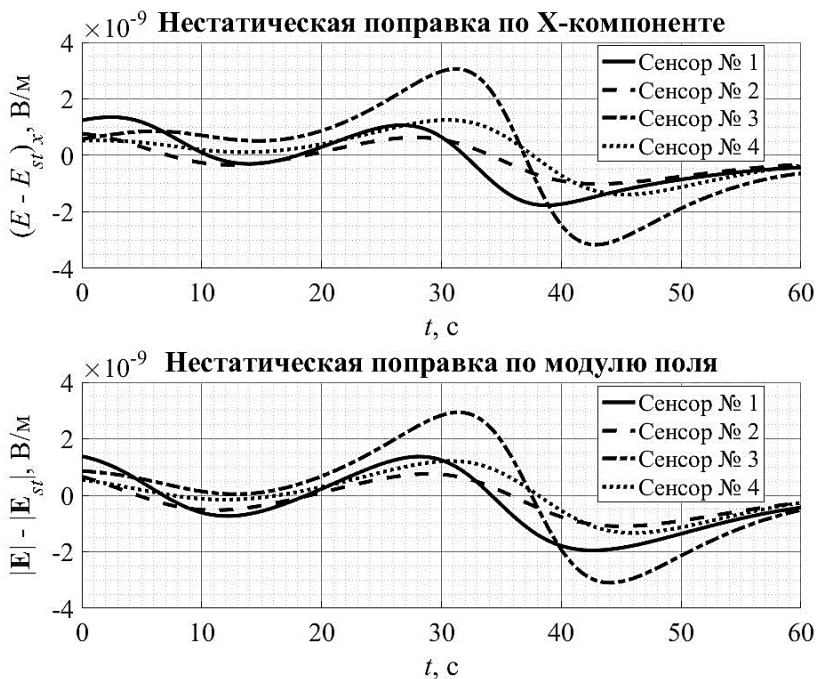


Рис. 3. Погрешность, вызванная переходом к квазистатическому приближению.

Fig. 3. The error caused by the transition to a quasi-static approximation

Как можно видеть из рис. 2—3, ввиду нерелятивистской скорости движения замена точных данных об электрическом поле на квазистатическое приближение, в соответствии с ожиданиями, вызывает погрешности, на много порядков меньшие самих значений $E(t)$. Поэтому при проведении расчетов, как и в [1], допустимо руководствоваться именно этим приближением (3); снимаемые же с датчиков показания, тем не менее, будут моделироваться с помощью точного соотношения (1).

Далее заметим, что в [1] основное внимание уделялось датчикам проекции $\mathbf{E}$ на ось Ox (рис. 2, слева), в настоящей же работе вычисления будут преимущественно основываться на модуле поля, т. е. величине $|\mathbf{E}|$ (рис. 2, справа). Для магнитного поля также, в соответствии с (2), могут быть получены соответствующие временные зависимости (рис. 4), причем для проецирования целесообразно выбирать ось Oz . Малый порядок их амплитуды объясняется тем, что они целиком относятся к нестатической части (которая, как только что обсуждалось, сама по себе незначительна): действительно, подстановка (3) в (2) дает

$$\mathbf{H}_{st} = \mathbf{0}. \quad (7)$$

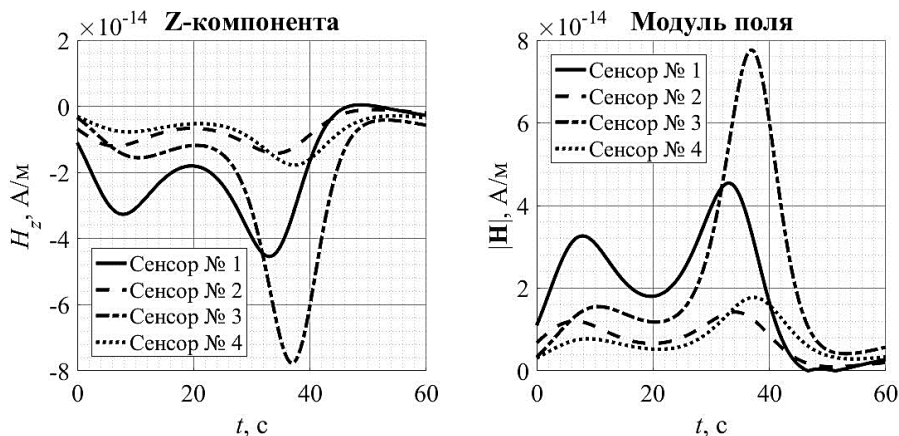


Рис. 4. Показания датчиков магнитного поля.

Fig. 4. Magnetic field sensors measurements

Общая последовательность действий в рамках пассивной электро-статической пеленгации такова. Определившись с соотношением вида

$$E_m = q \cdot f_m(\mathbf{r}, \mathbf{r}_m), \quad (8)$$

связывающим показания m -го сенсора (расположенного в точке $\mathbf{r}_m$) E_m с искомыми значениями заряда q и координаты объекта $\mathbf{r}$, сформируем выражение для функции, характеризующей ошибку:

$$\varepsilon^2 = \sum_m (q \cdot f_m(\mathbf{r}, \mathbf{r}_m) - E_m)^2, \quad (9)$$

где индекс m пробегает последовательно номера всех датчиков.

Заряд считается априорно неизвестным; методом наименьших квадратов для величины заряда получается следующая оценка [1]:

$$q_{est} = \left(\sum_m f_m E_m \right) / \left(\sum_m f_m^2 \right); \quad (10)$$

тогда квазиоптимальное определение положения объекта сводится к подстановке (10) в (9) и последующей минимизации ε^2 как функции от $\mathbf{r}$.

В настоящем исследовании в основу (8) была положена формула для модуля поля $\mathbf{E}$, вычисляемого на основе (3), то есть

$$|\mathbf{E}_{st}| = \frac{q}{4\pi\varepsilon_0 R^2}, \quad (11)$$

откуда

$$f_m(\mathbf{r}, \mathbf{r}_m) = \frac{1}{4\pi\varepsilon_0} \cdot \frac{1}{|\mathbf{r} - \mathbf{r}_m|^2} = \frac{1}{4\pi\varepsilon_0} \cdot \frac{1}{R_m^2}, \quad R_m = |\mathbf{r} - \mathbf{r}_m|; \quad (12)$$

результаты пеленгации нанесены на график с рис. 1 (вместе с положением начальной точки, которое необходимо задать перед запуском процедуры численной минимизации, в качестве которой использовалась одна из входящих в состав среды *MATLAB* подпрограмм).

Перейдем теперь к изложению способа обновления оценок положения материальной точки, позволяющего выполнять непрерывное отслеживание без необходимости привлечения оптимизационных алгоритмов.

3. Алгоритм дифференциального прогнозирования траектории

Запишем, по аналогии с (8), уравнение для показаний датчиков после перемещения объекта на малую величину $\delta\mathbf{r}$:

$$E_m + \delta E_m = q \cdot f_m(\mathbf{r} + \delta\mathbf{r}, \mathbf{r}_m). \quad (13)$$

Раскладывая (13) в ряд Тейлора, в первом порядке по $\delta\mathbf{r}$ получаем

$$E_m + \delta E_m = q \cdot f_m(\mathbf{r}, \mathbf{r}_m) + q \cdot (\nabla f_m(\mathbf{r}, \mathbf{r}_m), \delta\mathbf{r}), \quad (14)$$

то есть (снова принимая во внимание (8))

$$\delta E_m = q \cdot (\nabla f_m(\mathbf{r}, \mathbf{r}_m), \delta\mathbf{r}) = \sum_{r_k=x,y,z} \frac{\partial f_m(\mathbf{r}, \mathbf{r}_m)}{\partial r_k} \delta r_k. \quad (15)$$

В нашем случае вид функций f_m задан в соответствии с (12), поэтому

$$\frac{\partial f_m(\mathbf{r}, \mathbf{r}_m)}{\partial r_k} = \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \cdot \frac{-2}{|\mathbf{r} - \mathbf{r}_m|^3} \cdot \frac{r_k - r_{mk}}{|\mathbf{r} - \mathbf{r}_m|} = \frac{-2}{4\pi\epsilon_0} \cdot \frac{r_k - r_{mk}}{|\mathbf{r} - \mathbf{r}_m|^4}, \quad (16)$$

то есть входящие в (15) производные обладают сходными аналитическими выражениями (отличающимися лишь индексами у разности координат в числителе). Значит, для всего вектора градиента получается

$$\nabla f_m(\mathbf{r}, \mathbf{r}_m) = \frac{-2}{4\pi\epsilon_0} \cdot \frac{\mathbf{r} - \mathbf{r}_m}{|\mathbf{r} - \mathbf{r}_m|^4} = \frac{-2}{4\pi\epsilon_0} \cdot \frac{\mathbf{r} - \mathbf{r}_m}{R_m^4}, \quad (17)$$

следовательно, (15) дает

$$\delta E_m = q \cdot \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \cdot \frac{-2}{R_m^4} \cdot (\mathbf{r} - \mathbf{r}_m, \delta \mathbf{r}). \quad (18)$$

Составим из показаний датчиков δE_m вектор-столбец $\delta \mathbf{E}$. Тогда

$$\delta \mathbf{E} = \frac{-q}{2\pi\epsilon_0} \cdot \mathbf{P} \cdot \delta \mathbf{r}, \quad \mathbf{P} = \left\| (\mathbf{r} - \mathbf{r}_m)^\top / R_m^4 \right\|_1^m, \quad (19)$$

где $\mathbf{P}$ — матрица, в которой m -й ряд представляет собой не что иное, как вектор вида $(\mathbf{r} - \mathbf{r}_m) / |\mathbf{r} - \mathbf{r}_m|^4$, записанный в строку. Например, для рассматриваемого случая четырех датчиков будет

$$\mathbf{P} = \begin{pmatrix} (x - x_1)/R_1^4 & (y - y_1)/R_1^4 & (z - z_1)/R_1^4 \\ (x - x_2)/R_2^4 & (y - y_2)/R_2^4 & (z - z_2)/R_2^4 \\ (x - x_3)/R_3^4 & (y - y_3)/R_3^4 & (z - z_3)/R_3^4 \\ (x - x_4)/R_4^4 & (y - y_4)/R_4^4 & (z - z_4)/R_4^4 \end{pmatrix}. \quad (20)$$

В идеале однозначное решение у системы линейных алгебраических уравнений (19) существует при числе датчиков, равном трем. Для повышения же точности и устойчивости реального практического вычисления их количество целесообразно увеличить, а вместо решения вышеуказанной системы (с помощью взятия обратной матрицы и т. д.) перейти к применению операции псевдоинверсии, как это обычно и делается для перепределенных систем. В итоге запишем псевдорешение (19) как

$$\delta \mathbf{r} = \frac{-2\pi\epsilon_0}{q} \cdot \mathbf{P}^+ \cdot \delta \mathbf{E}, \quad (21)$$

где $\mathbf{P}^+$ — матрица, псевдообратная к $\mathbf{P}$ (в смысле Мура — Пенроуза).

Итак, окончательная форма принципа обновления положения объекта при отслеживании приобретает вид

$$\mathbf{r} \mapsto \mathbf{r} + \delta \mathbf{r} = \mathbf{r} - \frac{2\pi\epsilon_0}{q} \cdot \mathbf{P}^+ \cdot \delta \mathbf{E}; \quad (22)$$

величина заряда q и стартовое положение отслеживаемой точки $\mathbf{r}$ должны быть взяты из наиболее свежих результатов предварительного выполнения вышеизложенной процедуры квазиоптимальной пеленгации, но зато далее (при гипотезе неизменности заряда) каждый новый набор координат $\mathbf{r}$ может быть рассчитан по формуле (22) на основе предыдущего, что и представляет собой дифференциальное прогнозирование траектории.

Заметим, что похожая идея применялась для предсказания путей движения пешеходов в работе [7] (но преимущественно на основе видеоданных, как и в [6], а также с существенным привлечением нейросетей, по аналогии с [4]). Стоит отметить и статьи [8–10], где также обсуждались возможности дифференциального отслеживания и предсказания траектории полета воздушного средства [8, 9] или наземного объекта с потенциально нетривиальными кинематическими ограничениями [10] (вновь на основе искусственных нейронных сетей и подобных структур). Таким образом, одним из главных преимуществ предложенной выше методики является явный и детерминированный характер прямых рабочих соотношений (22).

Результат отслеживания траектории (4) нанесен пунктиром на график с рис. 1; погрешности показаны на рис. 5. Как можно видеть, из-за приближенного характера дифференциального прогнозирования (которое велось непрерывно от стартовой точки без последующих уточнений) со временем ошибка накапливается; противодействовать этому можно периодическим проведением полных пеленгаций (т. к. на протяжении некоторого начального участка ошибка практически не возрастает).

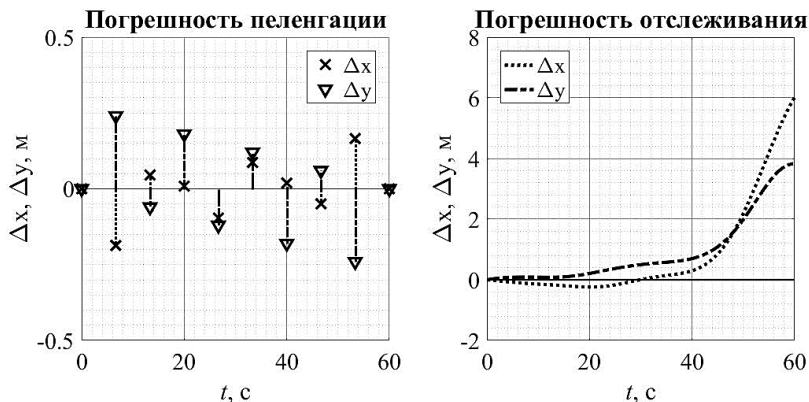


Рис. 5. Характеристики точности определения положения и отслеживания траектории.

Fig. 5. Accuracy characteristics for position determination and trajectory tracking

4. Заключение

В статье представлена модификация разработанного ранее метода определения местоположения мобильного объекта по показаниям системы неподвижных датчиков величины электростатического поля, предоставляющая возможность принципиального усовершенствования быстродействия и позволяющая осуществлять непрерывное отслеживание траектории на значительных пространственно-временных интервалах. Исходная методика основывалась на квазиоптимальной пеленгации и характеризовалась сравнительно высокими требованиями к вычислительным мощностям вследствие необходимости использования численного алгоритма нелинейной минимизации определенной целевой функции.

Полученные в настоящей работе прямые расчетные соотношения позволяют выполнять последовательное обновление оценок координат отслеживаемого объекта (под которым фактически понимается заряженная материальная точка) посредством решения системы линейных алгебраических уравнений, соответствующих дифференциальному прогнозированию каждого очередного малого перемещения в первом приближении (при предположении неизменности накопленного на объекте электростатического заряда), что может быть реализовано с помощью матричных операций псевдоинверсии, как правило, работающих достаточно быстро. В качестве исходных данных необходимо лишь один раз вначале проделать полную процедуру квазиоптимальной оценки положения и заряда.

Для иллюстрации все основные шаги были применены к смоделированному примеру, что позволило подтвердить корректность функционирования алгоритма и изучить характеристики точности. В частности, исследование показало, что, как и ожидалось, при применении непрерывного дифференциального отслеживания пути на протяжении длительного интервала может возникнуть эффект накопления ошибки, приводящий к отклонению от истинной траектории движения. Это свидетельствует о необходимости проведения периодических повторных вызовов полной процедуры пеленгации, что, впрочем, не составляет принципиального затруднения, так как может осуществляться заранее, параллельно с непрерывным отслеживанием на основе еще валидных на рассматриваемый момент исходных данных.

Благодарности

Работа выполнена при финансовой поддержке Российского научного фонда, проект № 24-19-00891, <https://rscf.ru/project/24-19-00891/>. Для выполнения численных расчетов в работе использовалось оборудование учебно-научного дизайн-центра проектирования радиоэлектронных систем СВЧ, терагерцового и оптического диапазонов на отечественной электронной компонентной базе ФГБОУ ВО «ВГУ» в рамках реализации федерального проекта «Подготовка кадров и научного фундамента для электронной промышленности».

Список литературы

1. Кононов Ал. А., Кононов Ан. А., Усков Г. К. Квазиоптимальное определение траектории движения мобильного объекта с помощью системы электростатических датчиков // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2025. Т. 8, № 6. С. 872—882.
2. Куковьякина Н. А., Куликов Р. С., Царегородцев Д. В. Пат. RU 2736876 С2 (РФ), МПК G01S 5/06. Способ и система отслеживания движений человека: № 2018145205: заявл. 19.12.2018; опубл. 23.11.2020; заявитель ООО «СКМ Трекинг».
3. Власов С. М., Бойков В. И., Быстров С. В., Григорьев В. В. Бесконтактные средства локальной ориентации роботов. СПб : Университет ИТМО, 2017. 169 с.
4. Соколов Д. Ю. Применение искусственной нейронной сети для решения задач прогнозирования движения наземных объектов // Труды МАИ. 2022. № 123. С. 404—435.
5. Першина Ж. С., Каздорф С. Я., Лопота А. В. Методы визуальной навигации мобильного робота и построения картографических моделей внешней среды // Автометрия. 2019. Т. 55, № 2. С. 92—102.
6. Пчелкин А. В., Никифоров М. Б. Алгоритм измерения координат объекта в видеопотоке для системы сопровождения объектов с прогнозом траектории движения // Известия ТулГУ. Технические науки. 2020. Вып. 12. С. 29—35.
7. Yue J., Manocha D., Wang H. Human Trajectory Prediction via Neural Social Physics. In : Proc. of 17th European Conference on Computer Vision – ECCV 2022 (Tel Aviv, Israel, Oct. 23–27, 2022). P. 376–394.
8. Guo D., Zhang Z., Yan Z., Zhang J., Lin Y. FlightBERT++ : A Non-Autoregressive Multi-Horizon Flight Trajectory Prediction Framework. In : Proc. of the 38th AAAI Conference on Artificial Intelligence (Vancouver, Canada, Feb. 20–27, 2024). P. 127–134.
9. Guo D., Zhang Z., Ye F., Yan Z., Zhang J., Yang H., Lin Y. A Non-Autoregressive Multi-Horizon Flight Trajectory Prediction Framework with Gray Code Representation // IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems. 2025. Vol. 26, no. 11. P. 21069–21084.
10. Westny T., Oskarsson J., Olofsson B., Frisk E. Evaluation of Differentially Constrained Motion Models for Graph-Based Trajectory Prediction. In : Proc. of 2023 IEEE Intelligent Vehicles Symposium (Anchorage, AK, USA, June 04–07, 2023). P. 1–8.

Информация об авторах

Кононов Александр Андреевич, аспирант кафедры электроники физического факультета Воронежского государственного университета, г. Воронеж, Российская Федерация.

Кононов Андрей Александрович, доктор технических наук, профессор кафедры систем управления и информационных технологий в строительстве Воронежского государственного технического университета, г. Воронеж, Российская Федерация.

Усков Григорий Константинович, доктор физико-математических наук, профессор, заведующий кафедрой электроники физического факультета Воронежского государственного университета, руководитель передовой инженерной школы «Российская электроника, инфокоммуникации и радиосвязь» Воронежского государственного университета, г. Воронеж, Российская Федерация.

A Differential Prediction Algorithm for Continuous Tracking of a Mobile Object Motion Based on the Electric Field Sensors Readings

Al. A. Kononov¹, An. A. Kononov², and G. K. Uskov¹

¹ Voronezh State University

1, Universitetskaya sq., Voronezh, 394018, Russian Federation

² Voronezh State Technical University

84, 20-letiya Oktyabrya st., Voronezh, 394006, Russian Federation

kononov@phys.vsu.ru, kniga126@mail.ru, uskov@phys.vsu.ru

Received: May 20, 2026

Peer-reviewed: June 1, 2026

Accepted: June 1, 2026

Abstract: *This paper continues to develop the ideas of the previously published approach to determining a mobile object location without using radio waves radiation. The method used is based on processing the readings of a stationary electric field sensors system caused by the static charge accumulated on the object, in order to obtain optimal estimates of both the magnitude of this charge and the instantaneous coordinates of the material point being tracked. In order to improve the operation speed, a modification has been proposed in which only the initial position of the object is directly determined by numerical optimization, and then its trajectory is continuously tracked using explicit calculation formulas based on differential prediction. The results of applying the developed algorithm to simulated data corresponding to motion along a non-trivial trajectory and a constant charge value are presented. This allowed to investigate the tracking accuracy and estimate the duration of the acceptable interval between subsequent launches of the full location detection procedure.*

Keywords: *electric field sensors, location detection, motion tracking, least squares method, trajectory prediction.*

For citation (IEEE): Al. A. Kononov, An. A. Kononov, and G. K. Uskov, “A Differential Prediction Algorithm for Continuous Tracking of a Mobile Object Motion Based on the Electric Field Sensors Readings,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 9, no. 6, pp. 1117–1130, 2026, doi: 10.21227/d0dz-1j71. (In Russ.).

References

- [1] Al. A. Kononov, An. A. Kononov, and G. K. Uskov, “Quasi-Optimal Determination of a Mobile Object Trajectory Using a System of Electrostatic Sensors,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 8, no. 6, pp. 872–882, 2025. (In Russ.).
- [2] N. A. Kukovyakina, R. S. Kulikov, and D. V. Tsaregorodtsev, “Method and System for Tracking Movements of a Person,” RU Patent 2736876, Nov. 23, 2020. (In Russ.).

- [3] S. M. Vlasov, V. I. Boykov, S. V. Bystrov, and V. V. Grigoryev, *Contactless means of local robots orientation*, St. Petersburg: ITMO University, 2017. (In Russ.).
- [4] D. Yu. Sokolov, "Artificial neural network application for solving ground objects motion prediction problems," *Works of MAI*, no. 123, pp. 404–435, 2022. (In Russ.).
- [5] Zh. S. Pershina, S. Ya. Kazdorf, and A. V. Lopota, "Methods of Mobile Robot Visual Navigation and Environment Mapping," *Optoelectronics, Instrumentation and Data Processing*, vol. 55, no. 2, pp. 181–188, 2019.
- [6] A. V. Pchelkin and M. B. Nikiforov, "Algorithm for measuring the coordinates of an object in a video stream for the object tracking system with a forecast of the trajectory of movement," *Proceedings of TulSU. Technical Sciences*, vol. 12, pp. 29–35, 2020. (In Russ.).
- [7] J. Yue, D. Manocha, and H. Wang, "Human Trajectory Prediction via Neural Social Physics," in *Proc. 17th European Conference on Computer Vision (ECCV 2022)*, Tel Aviv, Israel, Oct. 23–27, 2022, pp. 376–394.
- [8] D. Guo, Z. Zhang, Z. Yan, J. Zhang, and Y. Lin, "FlightBERT++: A Non-Autoregressive Multi-Horizon Flight Trajectory Prediction Framework," in *Proc. 38th AAAI Conference on Artificial Intelligence*, Vancouver, Canada, Feb. 20–27, 2024, pp. 127–134.
- [9] D. Guo, Z. Zhang, F. Ye, Z. Yan, J. Zhang, H. Yang, and Y. Lin, "A Non-Autoregressive Multi-Horizon Flight Trajectory Prediction Framework With Gray Code Representation," *IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems*, vol. 26, no. 11, pp. 21069–21084, 2025.
- [10] T. Westny, J. Oskarsson, B. Olofsson, and E. Frisk, "Evaluation of Differentially Constrained Motion Models for Graph-Based Trajectory Prediction," in *Proc. 2023 IEEE Intelligent Vehicles Symposium (IV 2023)*, Anchorage, AK, USA, June 04–07, 2023, pp. 1–8.

Information about the authors

Alexander A. Kononov, postgraduate student, Department of Electronics, Faculty of Physics, Voronezh State University, Voronezh, Russian Federation.

Andrey A. Kononov, Doctor of Technical Sciences, Professor of the Department of Management Systems and Information Technologies in Construction of Voronezh State Technical University, Voronezh, Russian Federation.

Grigoriy K. Uskov, Doctor of Physical and Mathematical Sciences, Professor, Head of the Department of Electronics, Faculty of Physics, Voronezh State University, Head of the Advanced Engineering School "Russian Electronics, Infocommunications and Radio Communications" of Voronezh State University, Voronezh, Russian Federation.

УДК 537.862

Методы аналитической реконструкции апертурного распределения электромагнитного поля по его координатной зависимости в ближней зоне

Кононов А. А., Усков Г. К.

Воронежский государственный университет

Университетская пл., д. 1, г. Воронеж, 394018, Российская Федерация

kononov@phys.vsu.ru, uskov@phys.vsu.ru

Получено: 20 мая 2026 г.

Отрецензировано: 1 июня 2026 г.

Принято к публикации: 1 июня 2026 г.

Аннотация: В работе рассматриваются способы аналитического решения обратной задачи восстановления распределения электромагнитного поля в апертуре некоторого источника по известным данным о характере его излучения с помощью применения интегральных рабочих соотношений, подобных решениям для прямых задач. Вводится концепция формул обратного излучения, в которых под знаком интеграла вклад элементарных точечных источников заменяется на функции, соответствующие сходящимся волнам. На основе результатов систематизации расчетных выражений апертурной теории, полученных ранее, для каждого из них построена аналогичная конструкция, предназначенная для решения соответствующей обратной задачи. Показано, что явный вид предлагаемых формул позволяет избавиться от затруднений, связанных с неустойчивостью, свойственной альтернативным методам решения обратной апертурной задачи. Также оценивается степень потери информации об исходном поверхностном распределении поля, сопутствующая применению изложенного подхода.

Ключевые слова: апертурная теория, анализ ближней зоны, функция Грина, формулы обратного излучения, задача синтеза, структура электромагнитного поля.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Кононов А. А., Усков Г. К. Способы теоретического расчета векторной структуры электромагнитного поля в ближней зоне апертурного излучателя // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2026. Т. 9, № 6. С. 1131—1148.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Кононов, А. А. Способы теоретического расчета векторной структуры электромагнитного поля в ближней зоне апертурного излучателя / А. А. Кононов, Г. К. Усков // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. — 2026. — Т. 9, № 6. — С. 1131—1148.

1. Введение

Проблема восстановления закона распределения поля в апертуре некоторого поверхностного излучателя имеет большую теоретическую и прикладную значимость, а практические методы ее решения представляют собой весьма востребованную тему для исследований [1, 2]. Актуальность подобных обратных задач объясняется разнообразием их потенциальных применений; в первую очередь, конечно, интерес вызывают две основные отрасли. Прежде всего, именно на их основе может и должно осуществляться распознавание апертурных свойств того или иного реального источника радиоволн при известной картине созданного им излучения [1]. В частности, такие методы могут пригодиться в разработках, связанных с изучением и контролем зависимостей полей, например, в раскрытии рупорной антенны, или вблизи фазированной антенной решетки, и в целом в тех обстоятельствах, когда непосредственное зондирование ближней зоны измерительной аппаратурой сопряжено с неоправданным риском внести в исследуемый паттерн поля искажения вследствие переотражений и наводок. Действительно, имея в своем распоряжении средства для решения обратных задач, можно было бы позволить себе ограничиваться проведением экспериментальных измерений в точках, размещенных на безопасном (в плане вышеупомянутых искажений) расстоянии от источника, с последующим пересчетом их в плоскость, расположенную уже ближе к нему.

Еще одна сфера применений связана с неоспоримой актуальностью задач синтеза излучателя, обладающего теми или иными заданными свойствами. Речь идет здесь об исследовании фундаментальных возможностей так или иначе рассчитывать апертурное распределение, которое создавало бы в ближней зоне поле с требуемой зависимостью от координат точки наблюдения, — или хотя бы обеспечивало бы оптимальное приближение к целевому закону в случае, когда он оказывается не реализуемым в идеальной точности никаким реальным физическим устройством [2].

Стандартный подход к решению проблем, подобных вышеозначенным, заключается в формировании для заданного или целевого поля уравнений на основе тех или иных соотношений, выражающих решение прямой задачи, и последующем определении из полученной системы искомых свойств поверхностного источника. Сам процесс, однако, как правило, существенно осложняется некорректным характером таких задач в целом, а также неустойчивостями численной реализации [2, 3]. В настоящей работе предлагается метод, лишенный указанного недостатка, поскольку в его основе лежат расчетные интегральные выражения, имеющие явный вид (для которых вводится название «формулы обратного излучения»).

2. Основная идея явных методов реконструкции апертуры

Сначала изложим основную идею для случая наиболее базовой версии математического описания процесса распространения радиоволн (в терминологии работы [4] это соответствует т. н. «скалярным моделям»).

Итак, пусть искомое поле (обозначим его E) удовлетворяет волновому уравнению Гельмгольца [5]

$$\Delta E + k^2 E = 0, \quad (1)$$

где $k = \omega / c = 2\pi f / c$ — волновое число. Под E , как известно, можно, в частности, понимать любую из скалярных декартовых компонент векторов напряженностей электрического ($\mathbf{E}$) и магнитного ($\mathbf{H}$) полей в свободном пространстве [6]. Как показывается в математической физике, применение интегральных тождеств Грина [5] позволяет получить соотношение, справедливое для произвольной точки наблюдения $\mathbf{r}$ [4, 6, 7]:

$$E(\mathbf{r}) = \iint_{S_a} \left(E_a(\mathbf{r}_a) \cdot \frac{\partial \psi}{\partial \mathbf{n}_a} - \psi \cdot \frac{\partial E_a}{\partial \mathbf{n}_a} \right) \frac{dS_a}{4\pi}, \quad (2)$$

где используется обозначение

$$\psi = \frac{e^{-ikR}}{R}, \quad R = |\mathbf{R}|, \quad \mathbf{R} = \mathbf{r} - \mathbf{r}_a, \quad (3)$$

соответствующее функции влияния точечного источника. Таким образом, (2) представляет собой непрерывную суперпозицию вкладов элементарных участков dS_a поверхности S_a , которая в идеале окружает счетный объем (то есть множество возможных расположений $\mathbf{r}$) целиком, отделяя его от всего остального пространства, но на практике обычно ограничивается до некоего фрагмента, как раз и называемого апертурой [4].

Входящая в (2) единичная нормаль $\mathbf{n}_a$ считается направленной из-за S_a внутрь счетного объема (так что речь идет о внутренней нормали) и, вообще говоря, зависит от рассматриваемой точки $\mathbf{r}_a$, используемой при интегрировании по S_a . Принимая во внимание проверяемое непосредственным вычислением свойство [4]

$$\bar{\nabla} \psi = \bar{\nabla}_{\mathbf{r}_a} \frac{e^{-ik|\mathbf{r}-\mathbf{r}_a|}}{|\mathbf{r}-\mathbf{r}_a|} = \left(ik + \frac{1}{R} \right) \frac{e^{-ikR}}{R} \cdot \frac{\mathbf{r} - \mathbf{r}_a}{|\mathbf{r} - \mathbf{r}_a|} = \left(ik + \frac{1}{R} \right) \psi \cdot \mathbf{e}_R, \quad (4)$$

где $\mathbf{e}_R = \mathbf{R} / |\mathbf{R}|$ — единичный вектор направления из $\mathbf{r}_a$ в точку наблюдения, можно записать (2) в более явной форме

$$E(\mathbf{r}) = \iint_{S_a} \left(E_a(\mathbf{r}_a) \cdot \left(ik + \frac{1}{R} \right) \cdot (\mathbf{e}_R, \mathbf{n}_a) - \frac{\partial E_a}{\partial \mathbf{n}_a} \right) \psi \frac{dS_a}{4\pi}. \quad (5)$$

Напомним теперь, что функция (3) соответствует расходящимся волнам [5]. Действительно, поскольку возвращение из частотной области во временную происходит путем домножения на $e^{i\omega t}$ и последующего взятия вещественной части, для ψ получится

$$\operatorname{Re}(\psi e^{i\omega t}) = \operatorname{Re} \frac{e^{i(\omega t - kR)}}{R} = \frac{\cos(\omega t - kR)}{R}, \quad (6)$$

и аргумент косинуса с течением времени остается постоянным при увеличении R (что и означает удаление волнового фронта от источника).

С другой стороны, уравнение (1) инвариантно относительно формальной смены знака переменной k . Другими словами, ψ можно беспрятственно заменить всюду на функцию

$$\psi_1 = \frac{e^{+ikR}}{R} = \frac{e^{+ik|\mathbf{r} - \mathbf{r}_a|}}{|\mathbf{r} - \mathbf{r}_a|}, \quad (7)$$

описывающую уже сходящиеся волны [5] (это следует из рассуждений, аналогичных (6)). Теперь рассмотрим достаточно типичную ситуацию, подобную изображенной на рис. 1: пусть излучаемое поле известно для точек наблюдения $\mathbf{r}$, принадлежащих расположенной на некотором расстоянии от S_a поверхности S , и требуется перейти от $E(\mathbf{r})$ к $E_a(\mathbf{r}_a)$.

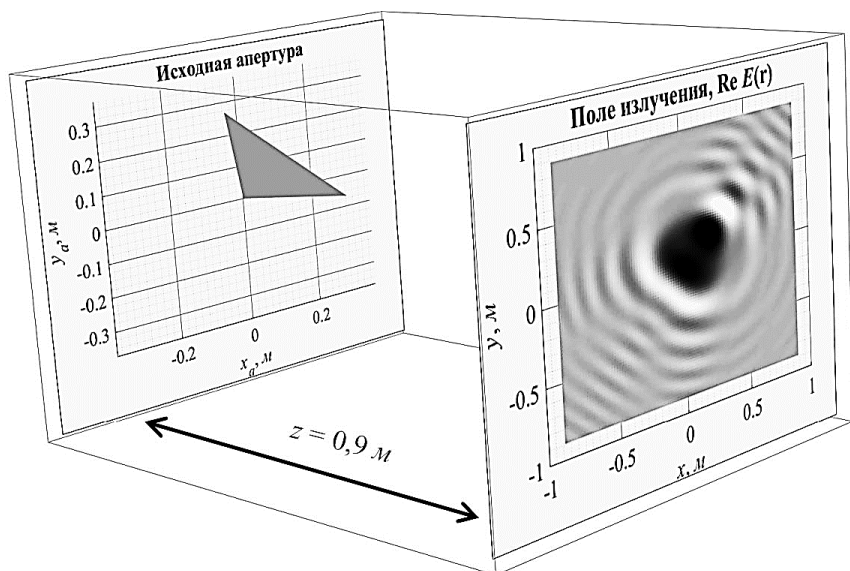


Рис. 1. Схема пространственной структуры задачи восстановления апертуры.

Fig. 1. Spatial structure diagram for the aperture reconstruction problem

Поставленная задача характеризуется высокой степенью симметрии по отношению к исходному расчету поля излучения: поверхности S и S_a как бы поменялись ролями (в смысле того, какое из распределений поля полагается известным, а какое — искомым), кроме того, распространение волн теперь направлено не от той поверхности, где зависимость поля задана, а, наоборот, от нее. В связи с этим, для решения данной проблемы можно применить первый из примеров формул обратного излучения, получаемый на основе конструкции, подобной (5), с заменой (3) на (7):

$$E_{a1}(\mathbf{r}_{a1}) = \iint_S \left(E(\mathbf{r}) \cdot \left(-ik + \frac{1}{R_1} \right) \cdot (\mathbf{e}_{R1}, \mathbf{n}) - \frac{\partial E}{\partial \mathbf{n}} \right) \psi_1 \frac{dS}{4\pi}, \quad (8)$$

где

$$R_1 = |\mathbf{R}_1|, \quad \mathbf{R}_1 = \mathbf{r}_{a1} - \mathbf{r}, \quad \mathbf{e}_{R1} = \mathbf{R}_1 / R_1 \quad (9)$$

(индекс у $E_{a1}(\mathbf{r}_{a1})$ призван подчеркнуть потенциальное отличие апертурного распределения, являющегося результатом расчета, от исходного, о чем еще будет подробнее сказано ниже); нормаль $\mathbf{n}$ в (8) снова внутренняя для S .

Итак, основной принцип вывода формул обратного излучения сводится к переходу в некотором общем интегральном соотношении к альтернативной функции вклада элементарного участка, соответствующей противоположному направлению распространения волн (следует обратить особое внимание на смену знака перед ik во внутренних скобках в (8), обусловленную выполнением дифференцирования по аналогии с (4): простой замены ψ на ψ_1 было бы недостаточно).

Результат (8) соответствует выражению (5) (или (2)), которое требует для своего применения сведений как о распределении поля на выбранной поверхности, так и о поведении его нормальной производной; в классификации из работы [4] оно носило название формулы Гельмгольца — Грина — Кирхгофа (ГТК). Конкретизируем его для важнейшего частного случая.

2.1. Скалярные модели для случая плоской апертуры

2.1.1. Формула Гельмгольца — Грина — Кирхгофа. Напомним, что если S_a представляет собой плоскость, то (5) упрощается за счет постоянства нормали. Например, когда эта плоскость параллельна xOy (то есть при $z_a = \text{const}$), для $z > z_a$ будет справедливо выражение

$$E(\mathbf{r}) = \iint_{S_a} \left(E_a(\mathbf{r}_a) \cdot \left(ik + \frac{1}{R} \right) \cdot \frac{z - z_a}{R} - \frac{\partial E_a}{\partial z} \right) \cdot \frac{e^{-ikR}}{R} \cdot \frac{dx_a dy_a}{4\pi}, \quad (10)$$

рассмотрим соответствующую модификацию (8).

Прежде всего, если нормаль $\mathbf{n}_a$ к апертуре S_a в (10), направленная «в счетный объем», равна $\mathbf{e}_z$ (ввиду предположения $z > z_a$), то нормаль $\mathbf{n}$ к поверхности точек наблюдения S должна быть ориентирована противоположно: от нее к апертуре. Допустим, что и $S \parallel xOy$; тогда $\mathbf{n} = -\mathbf{e}_z$ (ситуация, когда две плоскости параллельны, является одной из основных ввиду своей простоты и удобства реализации; она иллюстрируется рис. 1).

В то же время, согласно (9), имеем

$$(\mathbf{e}_{R1}, \mathbf{n}) = \frac{(\mathbf{r}_{a1} - \mathbf{r}, -\mathbf{e}_z)}{|\mathbf{r}_{a1} - \mathbf{r}|} = \frac{(z_{a1} - z) \cdot (-1)}{R_1} = \frac{z - z_{a1}}{R_1} \quad (11)$$

(отметим визуальное сходство с $(\mathbf{e}_R, \mathbf{n}_a)$). Таким образом, (8) дает

$$E_{a1}(\mathbf{r}_{a1}) = \iint_S \left(E(\mathbf{r}) \cdot \left(-ik + \frac{1}{R_1} \right) \cdot \frac{z - z_{a1}}{R_1} + \frac{\partial E}{\partial z} \right) \cdot \frac{e^{+ikR_1}}{R_1} \cdot \frac{dxdy}{4\pi} \quad (12)$$

(знак перед производной тоже объясняется сменой нормали).

2.1.2. Формулы Гельмгольца — Грина — Дирихле и Гельмгольца — Грина — Неймана. Заменяя $\psi / 4\pi$ на более общую функцию Грина [4, 7, 8], можно добиться исчезновения одного из слагаемых в (2), что будет соответствовать задаче Дирихле:

$$\mathbf{E} = \iint_{S_a} \frac{\partial G_1}{\partial \mathbf{n}_a} \mathbf{E}_a dS_a = \iint_{S_a} \mathbf{E}_a(\mathbf{r}_a) \left(\mathbf{n}_a, \vec{\nabla}_{\mathbf{r}_a} G_1(\mathbf{r}, \mathbf{r}_a) \right) dS_a, \quad G_1|_{\mathbf{r}_a \in S_a} = 0, \quad (13)$$

или же задаче Неймана:

$$\mathbf{E} = -\iint_{S_a} \frac{\partial \mathbf{E}_a}{\partial \mathbf{n}_a} G_2 dS_a = -\iint_{S_a} G_2 \cdot \left(\mathbf{n}_a, \vec{\nabla}_{\mathbf{r}_a} \mathbf{E}_a \right) dS_a, \quad \left. \frac{\partial G_2}{\partial \mathbf{n}_a} \right|_{\mathbf{r}_a \in S_a} = 0; \quad (14)$$

для плоской апертуры

$$G_1 = \frac{e^{-ik|\mathbf{r}-\mathbf{r}_a|}}{4\pi|\mathbf{r}-\mathbf{r}_a|} - \frac{e^{-ik|\mathbf{r}_1-\mathbf{r}_a|}}{4\pi|\mathbf{r}_1-\mathbf{r}_a|}, \quad G_2 = \frac{e^{-ik|\mathbf{r}-\mathbf{r}_a|}}{4\pi|\mathbf{r}-\mathbf{r}_a|} + \frac{e^{-ik|\mathbf{r}_1-\mathbf{r}_a|}}{4\pi|\mathbf{r}_1-\mathbf{r}_a|}, \quad (15)$$

где точка $\mathbf{r}_1$ симметрична $\mathbf{r}$ относительно S_a . В итоге получается формула Гельмгольца — Грина — Дирихле (ГГД)

$$E(\mathbf{r}) = \iint_{S_a} E_a(\mathbf{r}_a) \cdot \left(ik + \frac{1}{R} \right) \cdot \frac{z - z_a}{R} \cdot \frac{e^{-ikR}}{R} \cdot \frac{dx_a dy_a}{2\pi} \quad (16)$$

и формула Гельмгольца — Грина — Неймана (ГГН)

$$E(\mathbf{r}) = -\iint_{S_a} \frac{\partial E_a}{\partial z} \cdot \frac{e^{-ikR}}{R} \cdot \frac{dx_a dy_a}{2\pi}. \quad (17)$$

Соответственно, из (12) следуют две версии для обратного излучения:

$$E_{a1}(\mathbf{r}_{a1}) = \iint_S E(\mathbf{r}) \cdot \left(-ik + \frac{1}{R_1} \right) \cdot \frac{z - z_{a1}}{R_1} \cdot \frac{e^{+ikR_1}}{R_1} \cdot \frac{dxdy}{2\pi}, \quad (18)$$

$$E_{a1}(\mathbf{r}_{a1}) = \iint_S \frac{\partial E}{\partial z} \cdot \frac{e^{+ikR_1}}{R_1} \cdot \frac{dxdy}{2\pi}; \quad (19)$$

вторая из них менее употребительна ввиду общей предпочтительности оперировать граничными значениями поля, а не его производной. Выражение же (18) представляется весьма удобным для практического применения; именно на нем сейчас будет продемонстрирована работоспособность методики в целом.

2.2. Пример восстановления апертуры

Вернемся к апертуре, показанной на рис. 1, распределение поля на которой является кусочно-постоянным (единичным в пределах треугольной области и нулевым вне ее). Основные параметры модели таковы: рабочая частота $f = 3,5$ ГГц (что соответствует длине волны около 8,6 см); размеры апертуры ограничены прямоугольной областью: $|x|, |y| \leq 37,4$ см; плоскость наблюдения расположена параллельно ей на расстоянии 90,0 см, излучаемое поле рассматривалось в пределах участка, где $|x|, |y| \leq 90,0$ см (таким образом, геометрический масштаб на рис. 1 не соблюдается с целью достижений большей наглядности).

Картина поля излучения такой апертуры в плоскости наблюдения показана на рис. 2 (видно, что паттерн $E(\mathbf{r})$ уже полностью отличен от $E_a(\mathbf{r}_a)$).

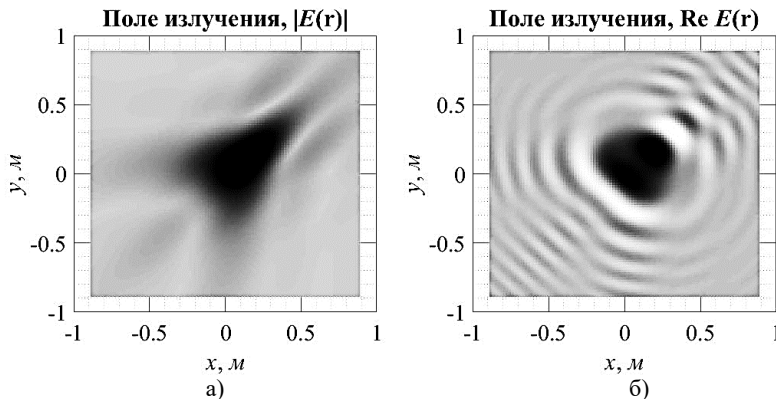


Рис. 2. Пример поля излучения апертуры: а) абсолютное значение; б) вещественная часть.

Fig. 2. Aperture radiation field example: а) magnitude; б) real part

Графики с рис. 2 рассчитаны численным кратным интегрированием с делением апертурной области на 80 точек как по x_a , так и по y_a (соответственно, $\Delta x_a \approx \Delta y_a \approx 0,94$ см). Область наблюдения же делилась на 100 интервалов по каждой из координат (следовательно, $\Delta x \approx \Delta y \approx 1,8$ см); эта дискретизация использовалась и при построении графиков, и при проведении вычислений по формуле (18). Результат восстановления апертуры можно наблюдать на рис. 3 совместно с изначальным распределением (для удобства сопоставления).

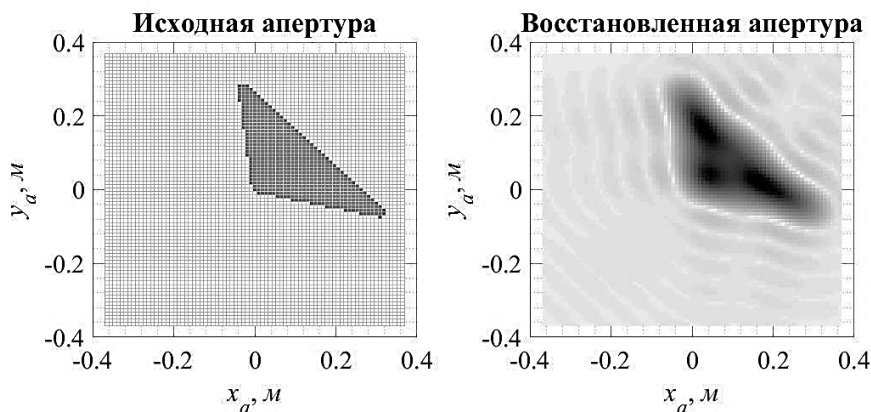


Рис. 3. Результат восстановления апертурного распределения.

Fig. 3. The result of the aperture distribution reconstruction

Как видно, работоспособность методики успешно подтверждена: исходная форма реконструирована достаточно узнаваемо, за исключением некоторой сглаженности, а также наличия «побочных флуктуаций». Этот эффект весьма закономерен, и мы еще вернемся к нему далее. Пока же займемся распространением достигнутых результатов на более сложные и детализированные теоретические способы описания радиоволн.

3. Формулы обратного излучения для векторных моделей

С этого момента исследуемой величиной будет не абстрактное поле, удовлетворяющее (1), а конкретно векторы $\mathbf{E}$ и $\mathbf{H}$, связанные системой уравнений Максвелла [4, 6, 9]

$$\begin{cases} \text{rot } \mathbf{E} = -i\omega\mu_0\mathbf{H}, & \text{div } \mathbf{E} = 0; \\ \text{rot } \mathbf{H} = i\omega\epsilon\epsilon_0\mathbf{E}, & \text{div } \mathbf{H} = 0; \end{cases} \quad (20)$$

(эта версия подразумевает декларированную ранее гипотезу отсутствия источников в пространстве наблюдения).

Как можно показать [10], вместо (1) из них выводится также альтернативное, векторное, уравнение вида

$$\text{rot rot } \mathbf{E} - k^2 \mathbf{E} = \left[\vec{\nabla}, \left[\vec{\nabla}, \mathbf{E} \right] \right] - k^2 \mathbf{E} = \mathbf{0}; \quad (21)$$

аналогом теоремы Грина для него служит тождество

$$\iiint_V ((\mathbf{Q}, \text{rot rot } \mathbf{P}) - (\mathbf{P}, \text{rot rot } \mathbf{Q})) dV = \iint_S ([\mathbf{P}, \text{rot } \mathbf{Q}] - [\mathbf{Q}, \text{rot } \mathbf{P}], \mathbf{n}) dS \quad (22)$$

(справедливое для произвольных векторных полей $\mathbf{P}$ и $\mathbf{Q}$). На основе (21) и (22) строятся интегральные соотношения, которые и приводят к векторным моделям апертурной теории [4].

Прежде всего, следует привести формулы Стрэттона — Чу — Максвелла (СЧМ) [4, 6, 9, 10], выражающие оба поля через их граничные распределения:

$$\mathbf{E} = \iint_{S_a} \left(\left[[\mathbf{n}_a, \mathbf{E}_a], \vec{\nabla} \psi \right] + (\mathbf{n}_a, \mathbf{E}_a) \vec{\nabla} \psi - i\omega\mu\mu_0 [\mathbf{n}_a, \mathbf{H}_a] \psi \right) \frac{dS_a}{4\pi}, \quad (23)$$

$$\mathbf{H} = \iint_{S_a} \left(\left[[\mathbf{n}_a, \mathbf{H}_a], \vec{\nabla} \psi \right] + (\mathbf{n}_a, \mathbf{H}_a) \vec{\nabla} \psi + i\omega\epsilon\epsilon_0 [\mathbf{n}_a, \mathbf{E}_a] \psi \right) \frac{dS_a}{4\pi}. \quad (24)$$

Методом Коттлера [7] для (23)—(24) были получены поправки [4, 7], имеющие вид контурных (а не поверхностных) интегралов и потому не представляющих первоочередного интереса в апертурных задачах, однако послуживших одним из возможных путей к выводу значительно более важных формул Стрэттона — Чу — Фельда (СЧФ) [4, 7, 9]

$$\mathbf{E} = \iint_{S_a} \left(\left[[\mathbf{n}_a, \mathbf{E}_a], \vec{\nabla} \psi \right] - i\omega\mu\mu_0 [\mathbf{n}_a, \mathbf{H}_a] \psi + \frac{([\mathbf{n}_a, \mathbf{H}_a], \vec{\nabla}) \vec{\nabla} \psi}{i\omega\epsilon\epsilon_0} \right) \frac{dS_a}{4\pi}, \quad (25)$$

$$\mathbf{H} = \iint_{S_a} \left(\left[[\mathbf{n}_a, \mathbf{H}_a], \vec{\nabla} \psi \right] + i\omega\epsilon\epsilon_0 [\mathbf{n}_a, \mathbf{E}_a] \psi - \frac{([\mathbf{n}_a, \mathbf{E}_a], \vec{\nabla}) \vec{\nabla} \psi}{i\omega\mu\mu_0} \right) \frac{dS_a}{4\pi}, \quad (26)$$

для применения которых достаточно знать краевые условия лишь для тангенциальных компонент полей. И для (23)—(24), и для (25)—(26) могут быть построены версии, соответствующие обратным задачам: это формулы

$$\mathbf{E}_{a1} = \iint_S \left(\left[[\mathbf{n}, \mathbf{E}], \vec{\nabla} \psi_1 \right] + (\mathbf{n}, \mathbf{E}) \vec{\nabla} \psi_1 - i\omega\mu\mu_0 [\mathbf{n}, \mathbf{H}] \psi_1 \right) \frac{dS}{4\pi}, \quad (27)$$

$$\mathbf{H}_{a1} = \iint_S \left(\left[[\mathbf{n}, \mathbf{H}], \vec{\nabla} \psi_1 \right] + (\mathbf{n}, \mathbf{H}) \vec{\nabla} \psi_1 + i\omega\epsilon\epsilon_0 [\mathbf{n}, \mathbf{E}] \psi_1 \right) \frac{dS}{4\pi}, \quad (28)$$

а также

$$\mathbf{E}_{a1} = \iint_S \left(\left[[\mathbf{n}, \mathbf{E}], \vec{\nabla} \psi_1 \right] - i\omega\mu\mu_0 [\mathbf{n}, \mathbf{H}] \psi_1 + \frac{([\mathbf{n}, \mathbf{H}], \vec{\nabla}) \vec{\nabla} \psi_1}{i\omega\varepsilon\varepsilon_0} \right) \frac{dS}{4\pi}, \quad (29)$$

$$\mathbf{H}_{a1} = \iint_S \left(\left[[\mathbf{n}, \mathbf{H}], \vec{\nabla} \psi_1 \right] + i\omega\varepsilon\varepsilon_0 [\mathbf{n}, \mathbf{E}] \psi_1 - \frac{([\mathbf{n}, \mathbf{E}], \vec{\nabla}) \vec{\nabla} \psi_1}{i\omega\mu\mu_0} \right) \frac{dS}{4\pi}. \quad (30)$$

Упростим вышеприведенные соотношения, конкретизировав их под вышеуказанный случай апертуры, параллельной плоскости xOy . Сразу заметим, что при $\mathbf{n}_a = \mathbf{e}_z$ произведения векторов принимают вид

$$[\mathbf{n}_a, \mathbf{E}] = (-E_y; E_x; 0)^\top, \quad (\mathbf{n}_a, \mathbf{E}) = E_z, \quad (31)$$

$$[[\mathbf{n}_a, \mathbf{E}], \mathbf{e}_R] = (E_x e_{Rz}; E_y e_{Rz}; -E_x e_{Rx} - E_y e_{Ry})^\top \quad (32)$$

и так далее, поэтому для (23)—(24) можно записать

$$\mathbf{E} = \frac{ik}{4\pi} \iint_{S_a} \begin{pmatrix} (E_{ax} e_{Rz} + E_{az} e_{Rx}) B_1 + H_{ay} Z_s \\ (E_{ay} e_{Rz} + E_{az} e_{Ry}) B_1 - H_{ax} Z_s \\ (-E_{ax} e_{Rx} - E_{ay} e_{Ry} + E_{az} e_{Rz}) B_1 \end{pmatrix} \cdot \boldsymbol{\psi} \cdot dS_a, \quad (33)$$

$$\mathbf{H} = \frac{ik}{4\pi} \iint_{S_a} \begin{pmatrix} (H_{ax} e_{Rz} + H_{az} e_{Rx}) B_1 - E_{ay} / Z_s \\ (H_{ay} e_{Rz} + H_{az} e_{Ry}) B_1 + E_{ax} / Z_s \\ (-H_{ax} e_{Rx} - H_{ay} e_{Ry} + H_{az} e_{Rz}) B_1 \end{pmatrix} \cdot \boldsymbol{\psi} \cdot dS_a, \quad (34)$$

где обозначено

$$B_1 = 1 + \frac{1}{ikR} \quad (35)$$

и использовано определение волнового сопротивления среды распространения сигналов Z_s :

$$k = \omega \sqrt{\varepsilon\varepsilon_0 \mu\mu_0}, \quad Z_s = \sqrt{\frac{\mu\mu_0}{\varepsilon\varepsilon_0}} = \frac{i\omega\mu\mu_0}{ik} = \frac{ik}{i\omega\varepsilon\varepsilon_0}; \quad (36)$$

форма выражений (33)—(34) максимально адаптирована к непосредственному практическому применению ввиду своей явной структуры.

Далее, переходя к (25)—(26), используем проверяемое непосредственным дифференцированием тождество [4]

$$(\mathbf{a}, \vec{\nabla}) \vec{\nabla} \psi = \psi k^2 (A_1 \cdot (\mathbf{e}_R, \mathbf{a}) \cdot (-\mathbf{e}_R) - A_2 \cdot \mathbf{a}), \quad (37)$$

где введены обозначения для скалярных сомножителей

$$A_1 = 1 - \frac{3i}{kR} - \frac{3}{k^2 R^2}, \quad A_2 = \frac{i}{kR} + \frac{1}{k^2 R^2}, \quad (38)$$

чтобы преобразовать встречающиеся в (25)—(26) конструкции вида, аналогичного (37) с $\mathbf{a} = [\mathbf{n}_a, \mathbf{E}_a]$ и т. п.:

$$\frac{([\mathbf{n}_a, \mathbf{H}_a], \vec{\nabla}) \vec{\nabla} \psi}{i\omega \epsilon \epsilon_0} = ikZ_s \left((e_{Ry}H_x - e_{Rx}H_y) A_1 \mathbf{e}_R + \begin{pmatrix} -H_y \\ H_x \\ 0 \end{pmatrix} A_2 \right) \psi, \quad (39)$$

$$\frac{([\mathbf{n}_a, \mathbf{E}_a], \vec{\nabla}) \vec{\nabla} \psi}{i\omega \mu \mu_0} = \frac{ik}{Z_s} \left((e_{Ry}E_x - e_{Rx}E_y) A_1 \mathbf{e}_R + \begin{pmatrix} -E_y \\ E_x \\ 0 \end{pmatrix} A_2 \right) \psi, \quad (40)$$

где учтено, что

$$\frac{k^2}{i\omega \epsilon \epsilon_0} = -ikZ_s, \quad \frac{k^2}{i\omega \mu \mu_0} = -\frac{ik}{Z_s}. \quad (41)$$

Подставляя (39)—(40) в (25)—(26), имеем

$$\mathbf{E} = \frac{ik}{4\pi} \iint_{S_a} \begin{pmatrix} E_{ax}e_{Rz}B_1 + A_1C_{Ha}e_{Rx}Z_s + H_{ay}(1-A_2)Z_s \\ E_{ay}e_{Rz}B_1 + A_1C_{Ha}e_{Ry}Z_s - H_{ax}(1-A_2)Z_s \\ (-E_{ax}e_{Rx} - E_{ay}e_{Ry})B_1 + A_1C_{Ha}e_{Rz}Z_s \end{pmatrix} \psi dS_a, \quad (42)$$

$$\mathbf{H} = \frac{ik}{4\pi} \iint_{S_a} \begin{pmatrix} H_{ax}e_{Rz}B_1 - A_1C_{Ea}e_{Rx}/Z_s - E_{ay}(1-A_2)/Z_s \\ H_{ay}e_{Rz}B_1 - A_1C_{Ea}e_{Ry}/Z_s + E_{ax}(1-A_2)/Z_s \\ (-H_{ax}e_{Rx} - H_{ay}e_{Ry})B_1 - A_1C_{Ea}e_{Rz}/Z_s \end{pmatrix} \psi dS_a, \quad (43)$$

где

$$C_{Ha} = (\mathbf{n}_a, \mathbf{H}_a, \mathbf{e}_R) = e_{Ry}H_{ax} - e_{Rx}H_{ay}, \quad (44)$$

$$C_{Ea} = (\mathbf{n}_a, \mathbf{E}_a, \mathbf{e}_R) = e_{Ry}E_{ax} - e_{Rx}E_{ay}. \quad (45)$$

Соотношения (42)—(43) также приведены к наиболее явному виду. В частности, в них все непосредственно выражено через декартовы тангенциальные составляющие.

Аналогичным путем для (27)—(28) получаем конкретизацию

$$\mathbf{E}_{a1} = \frac{ik}{4\pi} \iint_S \begin{pmatrix} (E_x e_{R1z} + E_z e_{R1x}) B_2 - H_y Z_s \\ (E_y e_{R1z} + E_z e_{R1y}) B_2 + H_x Z_s \\ (-E_x e_{R1x} - E_y e_{R1y} + E_z e_{R1z}) B_2 \end{pmatrix} \cdot \boldsymbol{\psi}_1 \cdot dS, \quad (46)$$

$$\mathbf{H}_{a1} = \frac{ik}{4\pi} \iint_S \begin{pmatrix} (H_x e_{R1z} + H_z e_{R1x}) B_2 + E_y / Z_s \\ (H_y e_{R1z} + H_z e_{R1y}) B_2 - E_x / Z_s \\ (-H_x e_{R1x} - H_y e_{R1y} + H_z e_{R1z}) B_2 \end{pmatrix} \cdot \boldsymbol{\psi}_1 \cdot dS, \quad (47)$$

где для величины B_1 была предпринята коррекция к виду

$$B_2 = 1 - \frac{1}{ikR_1}, \quad (48)$$

а для (29)—(30) — явные выражения

$$\mathbf{E}_{a1} = \frac{ik}{4\pi} \iint_S \begin{pmatrix} E_x e_{R1z} B_2 + A_1 C_{H1} e_{R1x} Z_s - H_y (1 - A_2) Z_s \\ E_y e_{R1z} B_2 + A_1 C_{H1} e_{R1y} Z_s + H_x (1 - A_2) Z_s \\ (-E_x e_{R1x} - E_y e_{R1y}) B_2 + A_1 C_{H1} e_{R1z} Z_s \end{pmatrix} \boldsymbol{\psi}_1 dS, \quad (49)$$

$$\mathbf{H}_{a1} = \frac{ik}{4\pi} \iint_S \begin{pmatrix} H_x e_{R1z} B_2 - A_1 C_{E1} e_{Rx} / Z_s - E_y (1 - A_2) / Z_s \\ H_y e_{R1z} B_2 - A_1 C_{E1} e_{Ry} / Z_s + E_x (1 - A_2) / Z_s \\ (-H_x e_{R1x} - H_y e_{R1y}) B_2 - A_1 C_{E1} e_{R1z} / Z_s \end{pmatrix} \boldsymbol{\psi}_1 dS, \quad (50)$$

где A_1 и A_2 корректируются подобно B_1 , а также вводятся обозначения

$$C_{H1} = (\mathbf{n}, \mathbf{H}, \mathbf{e}_{R1}) = -(e_{R1y} H_x - e_{R1x} H_y), \quad (51)$$

$$C_{E1} = (\mathbf{n}, \mathbf{E}, \mathbf{e}_{R1}) = -(e_{R1y} E_x - e_{R1x} E_y). \quad (52)$$

Подобным же образом можно конкретизировать формулы Гюйгенса — Лава — Щелкунова [4]; мы не приводим здесь итоговые выражения, поскольку все их слагаемые встречаются в вышеприведенных формулах.

4. Оценка искажений при реконструкции апертуры

Наконец, исследуем анонсированный выше вопрос о том, в какой мере необходимым следствием применения формул обратного излучения

является сглаженный характер получаемых результатов. Возвращаясь к наиболее простой из них, а именно к (18), заметим, что она имеет вид [2]

$$E_{a1}(\mathbf{r}_{a1}) = \iint_S E(\mathbf{r}) K_1(\mathbf{r}_{a1}, \mathbf{r}) \cdot dS, \quad (53)$$

в то время как соответствующее прямое расчетное соотношение (16) можно записать в аналогичной форме

$$E(\mathbf{r}) = \iint_{S_a} E_a(\mathbf{r}_a) \cdot K_2(\mathbf{r}, \mathbf{r}_a) \cdot dS_a; \quad (54)$$

следовательно, вместе они дают

$$E_{a1}(\mathbf{r}_{a1}) = \iint_S dS \iint_{S_a} E_a(\mathbf{r}_a) \cdot K_2(\mathbf{r}, \mathbf{r}_a) K_1(\mathbf{r}_{a1}, \mathbf{r}) \cdot dS_a, \quad (55)$$

что можно преобразовать как

$$E_{a1}(\mathbf{r}_{a1}) = \iint_{S_a} E_a(\mathbf{r}_a) K(\mathbf{r}_{a1}, \mathbf{r}_a) dS_a, \quad (56)$$

где

$$K(\mathbf{r}_{a1}, \mathbf{r}_a) = \iint_S K_2(\mathbf{r}, \mathbf{r}_a) K_1(\mathbf{r}_{a1}, \mathbf{r}) dS. \quad (57)$$

Таким образом, сверточное ядро $K(\mathbf{r}_{a1}, \mathbf{r}_a)$ характеризует «размытие» точечного источника, расположенного в $\mathbf{r}_a$, по точкам апертуры $\mathbf{r}_{a1}$. Пример его вида показан на рис. 4.

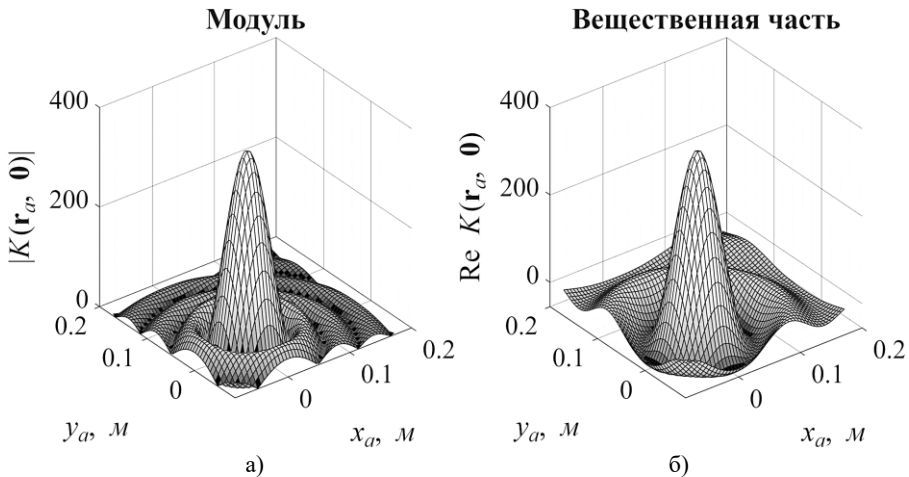


Рис. 4. Ядро интегральной реконструкции: а) абсолютное значение; б) вещественная часть.

Fig. 4. Integral reconstruction kernel: a) magnitude; б) real part

Важно отметить, что пик становится более острым при увеличении размеров области наблюдения, но лишь до некоторого момента. Другими словами, даже при бесконечных пределах интегрирования картина будет подобна изображенной на рис. 4. Это свидетельствует о том, что определенная доля «размытия» будет неизбежно присутствовать в итоговых результатах, и, следовательно, нецелесообразно пытаться подавить ее чрезмерным повышением точности интегрирования, поскольку данный эффект является фундаментальным и вызван сглаживанием паттерна поля за счет интерференции излучаемых волн.

5. Заключение

В работе представлен математический аппарат, предназначенный для расчета закона распределения электромагнитного поля в апертуре поверхностного источника радиоволн на основе известной зависимости формируемого им излучения от координат точки наблюдения в пределах ближней зоны и позволяющий проводить вычисления в соответствии с детерминированным алгоритмом, базирующимся на явных выражениях и обладающим высокой численной устойчивостью.

Введенная концепция формул обратного излучения предоставляет возможность, вообще говоря, каждому соотношению для решения прямой задачи апертурной теории в частотной области сопоставить соответствующую аналогичную интегральную конструкцию, обеспечивающую пересчет данных о поведении величины излученного поля в точках, сосредоточенных на некоторой поверхности наблюдения, обратно на апертуру. Основная идея построения подобных формул заключается в повторении этапов вывода прямого решения с заменой функции влияния точечного источника на ее модификацию под случай сходящихся волн, что и позволяет получить средство расчета свойств поверхностного излучателя, как бы отследив распространение радиоволн в противоположном направлении. В том числе, в данной работе приводятся вышеописанные обратные версии для каждой из точных прямых интегральных апертурных формул, входящих в систематизированную в предшествовавших исследованиях классификацию.

В качестве иллюстрации рассматривается один конкретный случай, на примере которого показано, что предлагаемая техника вычислений может быть успешно применена к задаче восстановления формы кусочно-постоянного апертурного распределения, ранее требовавшей для своего решения привлечения методов регуляризации неустойчивости обратной задачи. Следует, однако, подчеркнуть, что основным ограничением соотноше-

ний обратного излучения является необходимость иметь в своем распоряжении серию замеров ближнего поля, распределенных по той или иной поверхности, охватывающей все достаточно существенное излучение, то есть тоже сходной по своим свойствам с некоторой апертурой (в случаях, когда это не представляется возможным, рекомендуется все же использовать более сложные и вычислительно затратные, но и более общие методы, основанные на нахождении регуляризованных псевдорешений [2]).

Кроме того, в настоящей работе был выполнен анализ особенностей результатов использования изложенного подхода на предмет оценки степени принципиальной утраты информации, сопутствующей попыткам реконструирования апертуры по формулам обратного излучения. Исследование свойств восстановленного распределения, соответствующего дельта-образному (то есть локализованному в одном участке бесконечно малой площади) источнику, дало основания заключить, что итоговые результаты всегда имеют тенденцию отличаться в той или иной степени сглаженным характером, и это лишь отчасти вызвано конечными размерами апертурной поверхности и точности при численных расчетах, но также является и фундаментальным ограничением (что подтверждено аналитическим вычислением соответствующего интеграла в простейшем случае).

Благодарности

Работа выполнена при финансовой поддержке Российского научного фонда, проект № 24-19-00891, <https://rscf.ru/project/24-19-00891/>. Для выполнения численных расчетов и верификации теоретических преобразований с помощью систем компьютерной алгебры в работе использовалось оборудование учебно-научного дизайн-центра проектирования радиоэлектронных систем СВЧ, терагерцового и оптического диапазонов на отечественной электронной компонентной базе ФГБОУ ВО «ВГУ» в рамках реализации федерального проекта «Подготовка кадров и научного фундамента для электронной промышленности».

Список литературы

1. Кононов А. А., Усков Г. К Исследование возможности восстановление формы поверхностного излучателя по структуре поля в ближней зоне // В сб. : XXXI Междунар. научно-техн. конф. «Радиолокация, навигация, связь» — RLNC*2025 (Воронеж, 15—17 апр. 2025 г.). 2025. Т. 4. С. 126—130.
2. Кононов А. А., Усков Г. К Синтез апертурного излучателя с избирательным распределением поля в ближней зоне методом псевдоинверсии // В сб. : XXXII Междунар. научно-техн. конф. «Радиолокация, навигация, связь» — RLNC*2026 (Воронеж, 21—23 апр. 2026 г.). 2026. Т. 4. С. 28—35.
3. Тихонов А. Н., Арсенин В. Я. Методы решения некорректных задач. 3-е изд., испр. М. : Наука, 1986. 288 с.
4. Кононов А. А., Усков Г. К. Способы теоретического расчета векторной структуры электромагнитного поля в ближней зоне апертурного излучателя // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2025. Т. 8, № 5. С. 687—703.

5. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике для научных работников и инженеров. 2-е изд. М. : Наука, 1970. 720 с.
6. Айзенберг Г. З. Антенны ультракоротких волн. М. : Связьиздат, 1957. 699 с.
7. Виноградова М. Б., Руденко О. В., Сухоруков А. П. Теория волн. М. : Наука, 1979. 384 с.
8. Тихонов А. Н., Самарский А. А. Уравнения математической физики. 6-е изд., испр. и доп. М. : Изд-во МГУ, 1999. 798 с.
9. Фельд Я. Н., Бененсон Л. С. Антенны сантиметровых и дециметровых волн. Ч. 1. М. : Изд. ВВИА им. проф. Н. Е. Жуковского, 1955. 208 с.
10. Страттон Дж. А. Теория электромагнетизма. М. : ОГИЗ, 1948. 540 с.

Информация об авторах

Кононов Александр Андреевич, аспирант кафедры электроники физического факультета Воронежского государственного университета, г. Воронеж, Российская Федерация.

Усков Григорий Константинович, доктор физико-математических наук, профессор, заведующий кафедрой электроники физического факультета Воронежского государственного университета, руководитель передовой инженерной школы «Российская электроника, инфокоммуникации и радиосвязь» Воронежского государственного университета, г. Воронеж, Российская Федерация.

Methods of Analytically Reconstructing the Aperture Distribution of Electromagnetic Field Based on Its Coordinate Dependence in the Near Zone

A. A. Kononov and G. K. Uskov

Voronezh State University

1, Universitetskaya sq., Voronezh, 394018, Russian Federation

kononov@phys.vsu.ru, uskov@phys.vsu.ru

Received: May 20, 2026

Peer-reviewed: June 1, 2026

Accepted: June 1, 2026

Abstract: *The paper discusses methods for analytically solving the inverse problem of reconstructing the electromagnetic field distribution in the aperture of some source from known data about its radiation pattern using operating integral relations similar to those for direct problems. The paper introduces the concept of inverse radiation formulas, where the contribution of elementary point sources under the integral sign is replaced by the functions corresponding to converging waves. Based on the results of systematizing the aperture theory expressions obtained earlier, a similar structure is constructed for each of them, designed to solve the corresponding inverse problem. It is shown that the explicit form of the proposed formulas eliminates the difficulties associated with the instability inherent in alternative methods for solving the inverse aperture problem. The degree of information loss about the initial surface field distribution associated with the application of this approach is also evaluated.*

Keywords: *aperture theory, near zone analysis, Green's function, inverse radiation formulas, synthesis problem, electromagnetic field structure.*

For citation (IEEE): A. A. Kononov and G. K. Uskov, "Methods of Analytically Reconstructing the Aperture Distribution of Electromagnetic Field Based on Its Coordinate Dependence in the Near Zone," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 9, no. 6, pp. 1131–1148, 2026, doi: 10.21227/mx4s-d822. (In Russ.).

References

- [1] A. A. Kononov and G. K. Uskov, "Investigation of the Possibility of Reconstructing the Shape of a Surface Radiator Based on the Near Field Structure," in *Proc. XXXI International scientific-technical Radiolocation, Navigation, Communication conference*, Voronezh, Russia, 15–17 Apr. 2025, vol. 4, pp. 126–130. (In Russ.).
- [2] A. A. Kononov and G. K. Uskov, "Synthesis of an Aperture Radiator with Selective Near Zone Field Distribution by the Pseudoinversion Method," in *Proc. XXXII International scientific-technical Radiolocation, Navigation, Communication conference*, Voronezh, Russia, 21–23 Apr. 2026, vol. 4, pp. 28–35. (In Russ.).

- [3] A. N. Tikhonov and V. Ya. Arsenin, *Solutions of ill-posed problems*, 3rd ed., Moscow : Nauka Publ., 1986. (In Russ.).
- [4] A. A. Kononov and G. K. Uskov, “Methods of Theoretically Calculating the Vector Structure of the Electromagnetic Field in the Near Zone of an Aperture Radiator,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 8, no. 5, pp. 687–703, 2025. (In Russ.).
- [5] G. Korn, T. Korn, *Mathematical handbook for scientists and engineers*, 2nd ed., McGraw-Hill, 1968.
- [6] G. Z. Ayzenberg, *Ultra-short wave antennas*, Moscow : Svyazizdat Publ., 1957. (In Russ.).
- [7] M. B. Vinogradova, O. V. Rudenko and A. P. Suhorukov, *Wave Theory*, Moscow : Nauka Publ., 1979. (In Russ.).
- [8] A. N. Tikhonov and A. A. Samarskiy, *Mathematical Physics Equations*, Moscow: MSU Publ., 1999. (In Russ.).
- [9] Ya. N. Feld and L. S. Benenson, *Antennas fro centimeter and decimeter waves*, part 1, Moscow : VVIA Publ., 1955. (In Russ.).
- [10] J. Stratton, *Electromagnetic Theory*, NY: McGraw Hill Co., 1941.

Information about the authors

Alexander A. Kononov, postgraduate student, Department of Electronics, Faculty of Physics, Voronezh State University, Voronezh, Russian Federation.

Grigoriy K. Uskov, Doctor of Physical and Mathematical Sciences, Professor of the Department of Electronics of Voronezh State University, Voronezh, Russian Federation.

Интерпретируемое прогнозирование максимальной применимой частоты КВ-радиолиний по данным среднеширотных ионозондов

Короткова Н. А., Конкин Н. А.

*Поволжский государственный технологический университет
пл. Ленина, д. 3, г. Йошкар-Ола, 424000, Российская Федерация*

korotkovanaday.06@mail.ru

Получено: 22 мая 2026 г.

Отрецензировано: 1 июня 2026 г.

Принято к публикации: 1 июня 2026 г.

Аннотация: По данным ионозондов DPS-4D четырех среднеширотных станций сети GIRO DIDBase — ATHENS (AT138, 38.0°N), EA036 (El Arenosillo, 37.1°N), NICOSIA (NI135, 35.0°N) и VT139 (San Vito, 40.6°N) — за декабрь 2024 — ноябрь 2025 г. выполнен анализ важности признаков при 24-часовом прогнозировании максимальной применимой частоты (МПЧ). Рассмотрены три модели машинного обучения: ElasticNet, RandomForest и XGBoost. Прогноз строился по схеме walk-forward с окнами обучения 7, 21 и 28 дней; основной анализ приведен для окна 21 день, поскольку оно дало наилучшее медианное значение R^2 (МПЧ) по совокупности станций. Для большинства станций выявлена сезонная перестройка структуры признаков: зимой наибольший вклад вносят лаговые переменные $foF2_state$ и $MUFd_state$ (35—54 % суммарной SHAP-важности в зависимости от модели), летом возрастает роль суточной временной компоненты $hour_cos$ (27—46 % на AT138 и NI135). На EA036 летом более заметным оказывается $hour_sin$ (19—25 %), что потенциально связано со сдвигом дневного максимума МПЧ относительно полудня. На VT139 аналогичная сезонная инверсия не проявляется: $hour_cos$ остается ведущим признаком в течение года (23—47 %). Для NI135 нелинейные модели показывают более высокий вклад TEC в прогноз МПЧ (18—20 % зимой против 3 % у ElasticNet), что указывает на связь, плохо описываемую линейной моделью. Сходство результатов для разных моделей и окон обучения позволяет рассматривать найденные закономерности как устойчивые, однако их физическая интерпретация и использование в оперативном КВ-частотном планировании требуют дополнительной проверки на расширенном наборе станций.

Ключевые слова: ионосфера, МПЧ, машинное обучение, SHAP, интерпретируемость, IRI-2020, RandomForest, ElasticNet, XGBoost, walk-forward.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Короткова Н. А., Конкин Н. А. Интерпретируемое прогнозирование максимальной применимой частоты КВ-радиолиний по данным среднеширотных ионозондов // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2026. Т. 9, № 6. С. 1149—1170.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Короткова, Н. А. Интерпретируемое прогнозирование максимальной применимой частоты КВ-радиолиний по данным среднеширотных ионозондов / Н. А. Короткова, Н. А. Конкин // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2026. — Т. 9, № 6. — С. 1149—1170.

1. Введение

Критическая частота $F2$ -слоя ионосферы $foF2$ и максимальная применимая частота (МПЧ) КВ-радиолиний являются ключевыми параметрами при планировании и эксплуатации коротковолновых систем связи. МПЧ определяет верхнюю границу рабочих частот, при превышении которой радиоволна уходит в космическое пространство, не отражаясь от ионосферы [1]. Точность прогноза этих параметров непосредственно влияет на надежность КВ-радиосвязи в широком диапазоне геофизических условий.

Традиционно для прогнозирования параметров ионосферы применяется эмпирическая модель *IRI-2020* [2], аппроксимирующая поведение ионосферы на основе многолетних климатологических данных. Однако *IRI-2020* демонстрирует систематическое завышение $foF2$ для ряда среднеширотных станций и существенно снижает точность в периоды геомагнитных возмущений. Для станции *NICOSIA* (35°N) в 2024—2025 гг. медиана $foF2$ по *IRI-2020* составила 9,04 МГц при фактическом значении 7,30 МГц — завышение на 24 %. Аналитическая модель [3] восстанавливает $foF2$ из *TEC* и $hmF2$ без обучения на исторических данных, опираясь исключительно на физические соотношения; однако медиана $foF2$ по аналитической модели составила 5,42 МГц — занижение относительно факта, обусловленное усредненным значением параметра эквивалентной толщины слоя. Таким образом, оба физических базиса демонстрируют систематические смещения, природа и сезонная динамика которых требуют отдельного анализа.

Алгоритмы машинного обучения могут учитывать нелинейные зависимости в наблюдениях ионозонда [4] и тем самым адаптироваться к текущему состоянию ионосферы без жесткого задания всех физических связей. При этом интерпретация таких моделей остается отдельной задачей: по одному значению ошибки прогноза трудно понять, какие признаки фактически определяли результат. Метод *SHAP* (*SHapley Additive exPlanations*) [5], основанный на значениях Шепли из теории кооперативных игр, позволяет оценивать вклад отдельных признаков в предсказания модели. В данной работе *SHAP* используется не как самостоятельное доказательство фи-

зического механизма, а как инструмент сопоставления структуры признаков у моделей машинного обучения и опорных физических базисов.

Качество прогноза в работе оценивается стандартными метриками регрессии: коэффициентом детерминации R^2 , корнем среднеквадратичной ошибки $RMSE$ [МГц], средней абсолютной ошибкой MAE [МГц] и средней абсолютной процентной ошибкой $MAPE$ [%].

Цель работы — установить связь между сезонной динамикой ионосферы и структурой признаков, используемых моделями машинного обучения при прогнозировании максимальной применимой частоты КВ-радиолиний.

2. Данные и методика исследования

Использованы данные ионозондов *DPS-4D* четырех среднеширотных станций сети *GIRO DIDBase* [6] за декабрь 2024 — ноябрь 2025 г. с шагом 15 мин: *ATHENS* (код *AT138*, 38.0°N, 23.5°E), *El Arenosillo* (*EA036*, 37.1°N, 6.7°W), *NICOSIA* (*NI135*, 35.0°N, 33.2°E) и *San Vito* (*VT139*, 40.6°N, 17.8°E). Станции относятся к Средиземноморскому и Апеннинскому секторам и расположены в близких широтных зонах, но различаются по долготе (рис. 1). Это позволяет сопоставлять сезонные особенности МПЧ при сходных широтных условиях.



Рис. 1. Географическая карта расположений ионосферных станций, использованных в исследовании.

Fig. 1. Geographic map of the locations of ionospheric stations used in the study

Отбор признаков выполнялся динамически для каждого тренировочного разбиения в стратегии *walk-forward* из полного набора числовых предикторов после исключения целевых переменных, базовых прогностических значений и столбцов, производных от будущих данных. Предикторы, покрытие которых в обучающем окне составляло менее 30 %, исключались. По всем станциям в первом оценочном разбиении было сохранено от 22 до 28 признаков. В общий набор вошли переменные состояния ионосферы (*foF2_state*, *MUF_D_state*), морфологические параметры (*hmF2*, *scaleF2*, *B0*, *B1*), дескрипторы качества данных и частотного диапазона (*CS*, *fmin*, *fminF*, *FF*), прокси-переменная ПЭС, а также циклические временные кодировки (*hour_sin*, *hour_cos*, *month_sin*, *month_cos*). Три станции (*EA036*, *NI135*, *VT139*) сохранили расширенный набор из 28 признаков, тогда как *AT138* — сокращенный набор из 22 признаков вследствие станционно-специфической доступности данных. Признаки физических базисов — *IRI_foF2_pred* и *IRI_M3000_pred* — не включались в признаковое пространство *ML*-моделей и использовались только как самостоятельные опорные базисы для сравнения. Такое разделение необходимо, чтобы не смешивать интерпретацию моделей машинного обучения и физических базисов, поскольку они опираются на разные наборы входных переменных. Фильтрация данных выполнялась по оценке достоверности *CS* (*Confidence Score*) ≥ 50 или *CS* = 999 (ручная верификация оператором). Целевая переменная — МПЧ [МГц] с горизонтом прогноза 24 часа, к которой применялось причинное сглаживание Савицкого — Голея с односторонним окном, исключающим утечку будущих значений. Год разбивался на четыре сезона: зима 24/25 (декабрь 2024 — февраль 2025), весна 2025 (март—май), лето 2025 (июнь—август) и осень 2025 (сентябрь—ноябрь).

В качестве опорных моделей для сравнения использовались два физических базиса. Базис *IRI* (модель *IRI-2020*) формировался на основе географических координат станции, высоты ее расположения и суточного индекса солнечной активности *F10.7*, обеспечивая почасовые значения *foF2*, *hmF2*, *M(3000)*. Аналитический базис использовал ПЭС (*TEC*), *hmF2* и фиксированный параметр эффективной толщины слоя (*tau_km*) для оценки *foF2*, *M(3000)* и МПЧ(3000)*F2* (1—3). В обоих случаях выходные значения базисных моделей смещались на горизонт прогнозирования для сопоставления с целевыми переменными моделей машинного обучения. МПЧ вычислялась по формуле *ITU-R P.533-13* [7]:

$$f0F2_{anal} = \sqrt{\frac{nmF2}{1.24e^{10}}} \quad (1)$$

где $nmF2 = TEC / \tau_{km}$.

$$M(3000)_{anal} = \frac{1490}{hmF2+176} \quad (2)$$

$$MUFD_{anal} = M(3000)_{anal} \cdot fOF2_{anal} \quad (3)$$

На рисунке 2 представлена общая структура алгоритма исследования. Необработанные наблюдения ионозондов *GIRO* проходят контроль качества (CS), временную привязку и конструирование признаков, включая циклические временные переменные и признаки состояния цели. Параллельно рассчитываются два опорных физических базиса: модель *IRI* и аналитическая модель на основе ПЭС и *hmF2*.

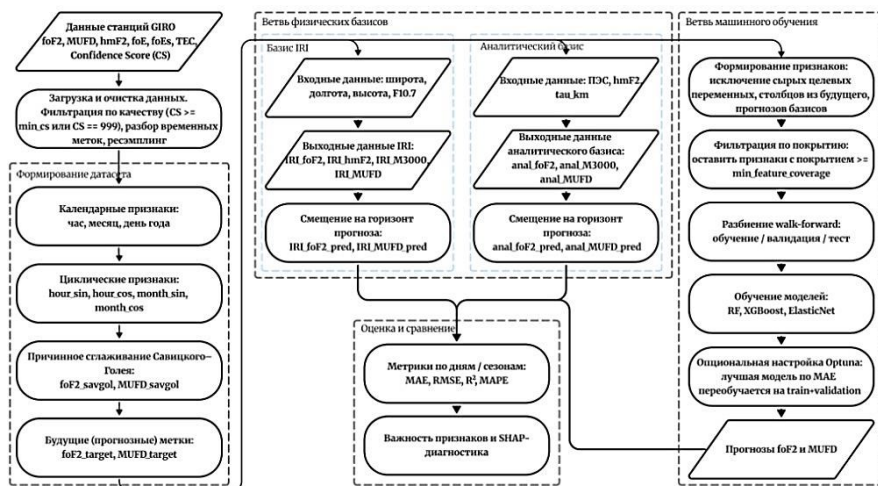


Рис. 2. Структурная схема алгоритма проведенного исследования: подготовка данных, работа базисных моделей и моделей машинного обучения, оценка важности признаков при прогнозировании МПЧ.

Fig. 2. Structural diagram of the algorithm of the conducted study: data preparation, operation of basic models and machine learning models, assessment of the importance of features in predicting the maximum applicable frequency

Ветвь машинного обучения реализует стратегию *walk-forward*: для каждого тестового дня модель обучается на N предшествующих сутках ($N \in \{7, 21, 28\}$), после чего формирует прогноз на следующие 24 часа. Будущие наблюдения не используются ни при обучении, ни при валидации, что позволяет приблизить оценку качества к условиям оперативного прогноза. Рассмотрены три модели: *ElasticNet* (линейная регрессия с $L1+L2$ -регуляризацией), *RandomForest* (ансамбль решающих деревьев [8]) и *XGBoost* (градиентный бустинг); гиперпараметры подбирались методом *Optuna* на скользящем валидационном окне. Качество прогнозирования

оценивалось по коэффициенту детерминации R^2 и средней абсолютной ошибке MAE [МГц].

Для интерпретации прогнозов использовался *SHAP*-анализ. Для *RandomForest* и *XGBoost* применялся *TreeExplainer*, для *ElasticNet* — *LinearExplainer*. Важность признака за день рассчитывалась как нормированное среднее абсолютных *SHAP*-значений по тестовой выборке — в процентах от суммы $|SHAP|$ всех признаков. Временной ход важности восставливался ежедневно и дополнительно сглаживался скользящим средним с окном 14 дней. Такой подход позволяет проследить, как меняется опора моделей на разные группы признаков в течение года.

3. Результаты эксперимента

3.1. Выбор оптимального окна обучения для интерпретации результатов

Размер обучающего окна является одним из значимых параметров при прогнозировании ионосферных характеристик по схеме *walk-forward*. Короткое окно повышает адаптивность модели, но может не содержать достаточного числа наблюдений для устойчивой оценки закономерностей; более длинное окно, напротив, увеличивает объем обучающей выборки, но может включать данные из другого сезонного режима. Поэтому прогнозирование выполнялось при трех размерах окна — 7, 21 и 28 дней. Поскольку окна 21 и 28 дней дали близкое качество на четырех станциях, а подробное сравнение окон не является основной задачей работы, дальнейший анализ приведен для окна 21 день. Для него получены наилучшие медианные значения R^2 (МПЧ) по совокупности станций: *AT138* — 0.697, *EA036* — 0.537, *NI135* — 0.671, *VT139* — 0.571. Сводный график для метрики коэффициента детерминации представлен на рисунке 3.

Рис. 1. R^2 (МПЧ)/0000(%) по сезонам и окнам обучения (7, 21, 28 дней) — четыре станции, XGBoost, 2025 г.

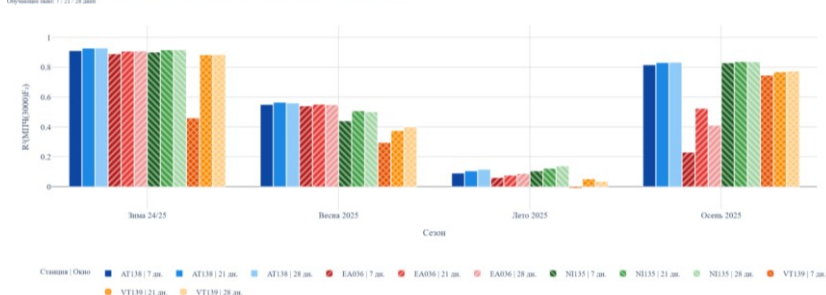


Рис. 3. R^2 (МПЧ) по сезонам и окнам обучения (7, 21, 28 дней) — четыре станции, модель XGBoost, 2025 г.

Fig. 3. R^2 (MUF) by season and training window (7, 21, 28 days) – four stations, XGBoost model, 2025.

3.2. Точность прогноза МПЧ и анализ важности признаков

3.2.1. Станция ATHENS (AT138, 38.0°N).

В таблице 3 приведены метрики точности прогноза МПЧ по четырем сезонам для станции AT138. Зимой нелинейные модели значительно превосходят физические базисы: *XGBoost* и *RandomForest* достигают $R^2=0.926$, $RMSE \approx 2,80$ МГц, $MAPE \approx 11.4$ %; *ElasticNet* незначительно уступает ($R^2=0.914$, $RMSE=3,02$ МГц). *IRI-2020* обеспечивает $R^2=0.823$ при $RMSE=4,331$ МГц. Весной R^2 снижается до 0.557–0.564, $RMSE$ возрастает до 3,37–3,45 МГц; переходный период характеризуется усилением нелинейных процессов. При этом весной *IRI-2020* заметно уступает *ML*-моделям ($R^2=0.375$, $RMSE=4,291$ МГц). Летом R^2 близок к нулю (0.070–0.156): ошибка $RMSE=3,15$ –3,30 МГц сопоставима с зимним уровнем, однако модели фактически не улавливают межсуточную изменчивость МПЧ. *IRI-2020* летом демонстрирует отрицательный $R^2=-0.530$, тогда как аналитическая модель показывает еще более низкое значение $R^2=-1.385$, что указывает на систематический перекося оценки при ослаблении связи *TEC* с *F2*-слоем. Осенью R^2 восстанавливается до 0.807–0.830, $MAPE=13,1$ –15,3 % — наибольшая относительная ошибка в году, обусловленная высокой абсолютной изменчивостью МПЧ в данный период. При этом *IRI-2020* осенью заметно уступает *ML*-моделям: $R^2=0.664$, $RMSE=4.980$ МГц.

Таблица 3. Метрики точности прогноза МПЧ(3000)F2 по сезонам, станция AT138, окно 21 день.

Table 3. Metrics of the forecast accuracy of the MUF (3000)F2 by season, station AT138, 21-day window

Сезон	ElasticNet			RandomForest			XGBoost			IRI-2020			Аналитич,		
	R ²	RMSE	MAPE, %	R ²	RMSE	MAPE, %	R ²	RMSE	MAPE, %	R ²	RMSE	MAPE, %	R ²	RMSE	MAPE, %
Зима	0,914	3,02	13,0	0,926	2,80	11,4	0,926	2,80	11,4	0,823	4,331	19,5	0,744	5,281	22,7
Весна	0,557	3,45	12,9	0,562	3,37	12,2	0,564	3,40	12,2	0,375	4,291	17,9	0,426	4,693	17,5
Лето	0,070	3,30	13,3	0,156	3,15	12,7	0,105	3,21	12,8	минус 0,530	3,708	16,9	минус 1,385	4,759	20,0
Осень	0,807	3,62	15,3	0,828	3,35	13,3	0,830	3,33	13,1	0,664	4,980	25,0	0,439	6,957	28,9

Сравнение *SHAP*-профилей *ML*-моделей с физическими базисами (рис. 4) показывает различия в структуре прогноза. Физические модели (табл. 5) — *IRI-2020* и аналитическая — используют две входные пере-

менные с устойчивым распределением вкладов: «концентрационный» параметр (*IRI_foF2_pred* или *TEC*) дает 77—89 % важности, «высотный» параметр (*IRI_M3000_pred* или *hmF2*) — 11—23 %. У *ML*-моделей структура иная: в разные сезоны заметный вклад вносят лаговые переменные состояния ионосферы (*foF2_state*, *MUFD_state*), циклические временные дескрипторы (*hour_cos*, *hour_sin*) и прокси-переменная ПЭС (*TEC*). Поскольку физические базисы не используют предшествующие значения целевой переменной, сезонное изменение роли лаговых признаков в *ML*-моделях следует рассматривать как отдельный результат, требующий сопоставления с физическими характеристиками ионосферного режима.

Таблица 4. Доля (%) *|SHAP|*-важности признаков при прогнозе МПЧ(3000)F2, станция AT138, окно 21 день.

Table 4. Share (%) of *|SHAP|*-importance of features in the forecast of MUF(3000)F2, station AT138, 21-day window

Признак	ElasticNet				RandomForest				XGBoost			
	Зима	Весна	Лето	Осень	Зима	Весна	Лето	Осень	Зима	Весна	Лето	Осень
foF2_state	14,30	11,80	6,60	12,10	23,20	19,90	7,50	19,40	16,10	14,30	5,20	12,80
MUFD_state	28,30	23,70	9,80	18,90	30,70	21,60	7,30	24,30	27,70	17,70	4,40	17,30
Σ лаговые	42,60	35,40	16,50	31,00	53,90	41,60	14,80	43,70	43,80	32,00	9,50	30,10
hour_cos	17,40	20,30	38,60	26,50	15,30	26,80	45,40	25,00	19,70	25,00	35,30	28,40
hour_sin	4,00	4,60	10,60	4,20	4,00	3,70	11,50	3,70	5,00	5,20	13,20	5,40
TEC	4,10	4,60	6,30	2,90	10,50	8,60	7,40	7,80	10,90	8,10	4,80	7,50
fminF	1,10	2,90	2,20	2,50	6,80	3,40	3,80	2,50	5,20	3,50	3,60	2,60
hmF2	2,80	3,80	2,10	2,50	0,70	2,00	1,80	1,70	0,90	2,40	2,40	2,20
Остальные	28,00	28,30	23,80	30,40	8,80	14,00	15,30	15,60	14,50	23,80	31,10	23,80

Таблица 5. Доли *|SHAP|*-важности признаков базисных моделей, AT138, окно 21 день.

Table 5. Shares of *|SHAP|*-importance of features of the basic models, AT138, 21-day window

MUFD, 21d, AT138: IRI				
Признак	Зима	Весна	Лето	Осень
IRI_foF2_pred	89,10 %	83,00 %	80,20 %	85,80 %
IRI_M3000_pred	10,90 %	17,00 %	19,80 %	14,20 %
MUFD, 21d, AT138: Analyt,				
Признак	Зима	Весна	Лето	Осень
TEC	88,40 %	82,90 %	77,10 %	85,10 %
hmF2	11,60 %	17,10 %	22,90 %	14,90 %

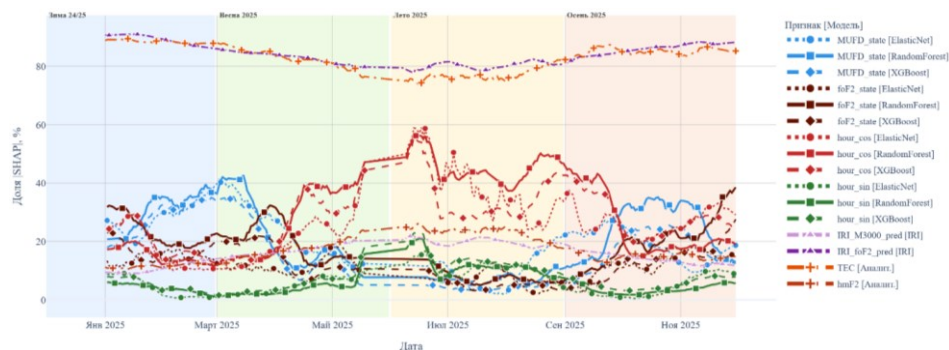


Рис. 4. Доля $|SHAP|$ -важности признаков (все модели, МПЧ) — AT138, окно 21 день, 2025 г.

Fig. 4. Share of $|SHAP|$ feature importance (all models, MUF) – AT138, 21-day window, 2025

Динамика $SHAP$ -профиля ML -моделей по сезонам (табл. 4) имеет выраженный инверсионный характер. Зимой наибольший вклад дают лаговые переменные: их суммарная доля составляет 42,6—43,8 % у *ElasticNet* и *XGBoost* и достигает 53,9 % у *RandomForest*. Вклад $hour_cos$ при этом не превышает 15—20 %, а TEC — 4—11 % в зависимости от модели. Весной доля лаговых признаков снижается до 32—42 %, тогда как $hour_cos$ возрастает до 20—27 %. Это может отражать усиление роли суточного хода в переходный период. Летом структура важности меняется: лаговые признаки сокращаются до 9,5—16,5 %, а $hour_cos$ становится ведущим признаком с долей 35,3—45,4 %. Одновременно $hour_sin$ достигает 10,6—13,2 %, что указывает на более сложную форму суточного хода МПЧ в этот сезон. Осенью вклад лаговых признаков восстанавливается до 30—44 %, но $hour_cos$ остается выше зимнего уровня (25—28 %), что говорит о различии весеннего и осеннего переходных режимов.

Сопоставление трех ML -моделей показывает устойчивые межмодельные различия. *RandomForest* дает лаговым переменным наибольшую суммарную важность: зимой — 53,9 %, что примерно на 10 пп. выше, чем у *ElasticNet* и *XGBoost*. Возможное объяснение состоит в том, что ансамблевая модель сильнее использует нелинейные взаимодействия между $foF2_state$ и $MUFD_state$. TEC также выше оценивается нелинейными моделями: зимой *RandomForest* и *XGBoost* дают ему 10,5—10,9 % против 4,1 % у *ElasticNet*. Это согласуется с предположением о нелинейном характере связи ПЭС с МПЧ. При этом общий сезонный ход (зима: лаговые признаки; лето: $hour_cos$) повторяется у всех трех моделей, что снижает вероятность объяснения результата только особенностями одного алгоритма.

3.2.2. Станция EA036 (*El Arenosillo*, 37.1°N).

В таблице 6 приведены метрики точности прогноза МПЧ для станции EA036. Зимой *XGBoost* обеспечивает наилучший $R^2=0,906$ и наименьший $MAPE=11,8$ %, при этом *RandomForest* и *XGBoost* по $RMSE$ практически идентичны (3,04 МГц). Весной *ElasticNet* превосходит нелинейные модели по R^2 (0,564 против 0,542—0,551), что нетипично для данной задачи, однако аналитическая модель в этот сезон демонстрирует еще более высокий $R^2=0,623$. Летом *ElasticNet* дает лучший результат среди *ML*-моделей по $R^2=0,240$ при $RMSE=3,69$ МГц, однако *IRI-2020* в этот сезон показывает еще более высокий $R^2=0,293$. Осенью поведение *ElasticNet* остается аномальным: $R^2(ElasticNet)=0,259$ при $RMSE=4,19$ МГц; *XGBoost* сохраняет приемлемое качество ($R^2=0,523$, $RMSE=4,01$ МГц), тогда как аналитическая модель достигает наибольшего $R^2=0,754$.

Таблица 6. Метрики точности прогноза МПЧ(3000)F2 по сезонам, станция EA036, окно 21 день.

Table 6. Metrics of the forecast accuracy of the MUF(3000)F2 by season, station EA036, 21-day window

Сезон	ElasticNet			RandomForest			XGBoost			IRI-2020			Аналитич,		
	R^2	RMSE	MAPE, %	R^2	RMSE	MAPE, %	R^2	RMSE	MAPE, %	R^2	RMSE	MAPE, %	R^2	RMSE	MAPE, %
Зима	0,894	3,23	13,2	0,905	3,04	11,9	0,906	3,04	11,8	0,810	4,434	20,1	0,874	3,623	12,2
Весна	0,564	3,78	14,3	0,542	3,79	13,9	0,551	3,78	13,9	0,368	4,552	19,0	0,623	3,625	11,1
Лето	0,240	3,69	13,7	0,149	3,66	13,4	0,076	3,78	13,8	0,293	3,612	13,5	0,009	3,987	14,5
Осень	0,259	4,19	17,2	0,483	3,92	15,8	0,523	4,01	15,5	минус 0,969	4,911	23,8	0,754	3,920	12,8

Сезонная динамика *SHAP*-профиля для методов машинного обучения (рис. 5, табл. 7) на EA036 в общих чертах похожа на AT138: зимой заметный вклад дают лаговые переменные (35,4—46,0 % в зависимости от модели), летом их доля снижается до 9,7—15,3 %, а временные дескрипторы становятся более значимыми. Межмодельная иерархия также сохраняется: *RandomForest* приписывает лаговым переменным наибольший вес, а *TEC* у нелинейных моделей оценивается выше, чем у *ElasticNet* (зимой $RF=13,1$ %, $XGB=14,2$ % против $EN=4,4$ %). Физические базисы (табл. 8) демонстрируют сходную с AT138 тенденцию: доля *IRI_M3000_pred* и *hmF2* возрастает от зимы к лету (*IRI*: 11,3 % → 24,0 %; аналитическая: 14,9 % → 28,3 %), что может отражать увеличение роли высоты F2-слоя в летний период.

Особенность *EA036* связана с поведением признака *hour_sin*. Зимой его вклад невелик (4,7—6,0 %), весной возрастает до 13,2—17,2 %, а летом становится сопоставимым или более высоким, чем вклад *hour_cos*: 24,6 % у *ElasticNet*, 22,7 % у *RandomForest* и 19,5 % у *XGBoost*. При этом *hour_cos* летом остается на уровне 15,8—19,9 %. Такой профиль может указывать на фазовый сдвиг суточного хода МПЧ относительно полудня. Оценка сдвига порядка 3—6 часов должна рассматриваться как предварительная интерпретация: для ее подтверждения необходимо отдельно сопоставить *SHAP*-профиль с усредненными суточными кривыми МПЧ и локальным солнечным временем. Важно, что сходное поведение *hour_sin* наблюдается у трех моделей, поэтому эффект вряд ли сводится только к особенностям одного алгоритма.

Таблица 7. Доля (%) |SHAP|-важности признаков при прогнозе МПЧ(3000)F2, станция *EA036*, окно 21 день.

Table 7. Share (%) of |SHAP|-importance of features in predicting the MUF(3000)F2, station *EA036*, 21-day window

Признак	ElasticNet				RandomForest				XGBoost			
	Зима	Весна	Лето	Осень	Зима	Весна	Лето	Осень	Зима	Весна	Лето	Осень
foF2_state	12,70	9,10	3,70	11,60	20,10	11,60	5,80	16,70	14,40	6,20	4,30	10,40
MUFD_state	27,00	16,60	9,90	22,00	25,90	24,50	9,50	27,70	21,00	16,80	5,40	18,80
Σ лаговые	39,70	25,70	13,60	33,60	46,00	36,10	15,30	44,40	35,40	23,00	9,70	29,20
hour_cos	14,70	21,30	15,80	15,50	21,30	20,00	19,90	17,40	24,80	25,20	16,5	22,50
hour_sin	4,80	17,20	24,60	9,30	4,70	13,20	22,70	6,60	6,00	14,80	19,5	9,10
TEC	4,40	4,00	3,10	6,90	13,10	8,60	10,60	10,50	14,20	6,30	6,30	8,30
fminF	8,00	4,80	2,50	2,60	5,20	4,70	4,80	3,50	3,90	3,30	4,50	3,50
hmF2	3,70	3,80	3,20	3,30	0,60	2,20	4,00	2,20	0,80	1,80	4,20	2,10
Остальные	24,70	23,20	37,20	28,80	9,10	15,20	22,70	15,40	14,90	25,60	39,30	25,30

Таблица 8. Доли |SHAP|-важности признаков базисных моделей, *EA036*, окно 21 день.

Table 8. Shares of |SHAP|-importance of features of the basic models, *EA036*, 21-day window

MUFD, 21d, EA036: IRI				
Признак	Зима	Весна	Лето	Осень
IRI_foF2_pred	88,70 %	80,60 %	76,00 %	85,50 %
IRI_M3000_pred	11,30 %	19,40 %	24,00 %	14,50 %
MUFD, 21d, EA036: Analyt,				
Признак	Зима	Весна	Лето	Осень
TEC	85,10 %	73,90 %	71,70 %	80,70 %
hmF2	14,90 %	26,10 %	28,30 %	19,30 %

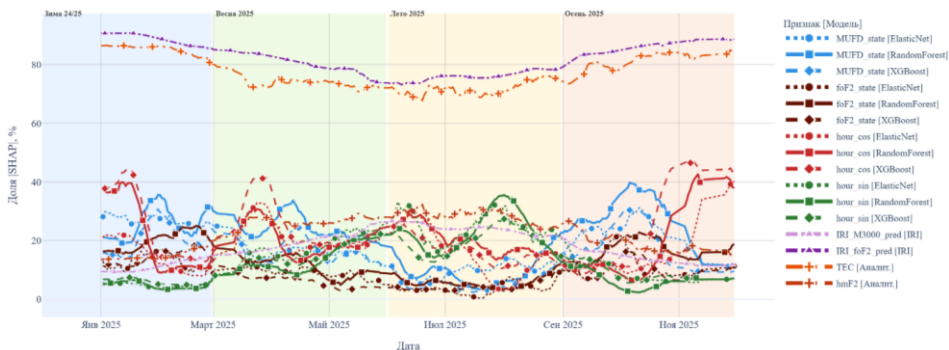


Рис. 5. Доля $|SHAP|$ -важности признаков (все модели, МПЧ) — EA036, окно 21 день, 2025 г.

Fig. 5. Share of $|SHAP|$ feature importance (all models, MUF) – EA036, 21-day window, 2025

Осенний профиль EA036 отличается от летнего. Доля лаговых признаков у *RandomForest* достигает 44,4 %, что выше, чем у *ElasticNet* (33,6 %) и *XGBoost* (29,2 %), тогда как вклад *hour_sin* снижается до 6,6—9,3 % — почти до зимнего уровня. Это может означать, что фазовый сдвиг суточного хода, заметный летом, к осени ослабевает, а роль предшествующего состояния ионосферы снова возрастает. Вместе с тем осенний режим не является простым повторением зимнего: доли признаков занимают промежуточное положение и различаются между моделями.

3.2.3. Станция NICOSIA (N135, 35.0°N).

В таблице 9 приведены метрики точности прогноза МПЧ для станции N135. Зимой *RandomForest* обеспечивает наилучший для данной станции $R^2=0.917$ и наименьший $RMSE=2,94$ МГц. Летом R^2 остается положительным у всех трех ML-моделей (0,118—0,125). $RMSE$ летом (3,25—3,30 МГц) ниже, чем на EA036 (3,66—3,78 МГц), а $MAPE=12,5—12,7$ % остается на сопоставимо низком уровне. Осенью *RandomForest* дает $R^2=0.843$ и $RMSE=3,39$ МГц — это лучший осенний результат среди ML-моделей на четырех станциях.

На N135 общая сезонная динамика лаговых признаков (рис. 6, табл. 10) также соответствует инверсионному паттерну: зимой их суммарная доля составляет 38,0—47,3 %, летом сокращается до 12,5—17,4 %, а осенью восстанавливается до 31,3—47,6 %. Летом ведущую роль получает *hour_cos* — 27,3—41,6 % в зависимости от модели. Профили физических базисов имеют сходную сезонную направленность: доля *IRI_M3000_pred* возрастает от 10,4 % зимой до 20,3 % летом, а у аналитической модели доля *hmF2* — с 10,9 % до 18,2 %. Следовательно, для N135 также харак-

терна сезонная смена групп признаков, однако отдельного внимания требует вклад *TEC*.

Таблица 9. Метрики точности прогноза МПЧ(3000)F2 по сезонам, станция NI135, окно 21 день.

Table 9. Seasonal accuracy metrics for the MUF(3000)F2 forecast, station NI135, 21-day window

Сезон	ElasticNet			RandomForest			XGBoost			IRI-2020			Аналитич,		
	R ²	RMSE	MAPE, %	R ²	RMSE	MAPE, %	R ²	RMSE	MAPE, %	R ²	RMSE	MAPE, %	R ²	RMSE	MAPE, %
Зима	0,898	3,26	13,7	0,917	2,94	11,6	0,915	2,97	11,6	0,798	4,570	20,1	0,716	5,479	22,8
Весна	0,512	3,40	12,2	0,495	3,38	11,9	0,507	3,39	12,0	0,260	4,489	18,4	0,165	5,632	21,4
Лето	0,118	3,30	12,7	0,125	3,25	12,5	0,122	3,28	12,5	минус 0,299	3,821	16,4	минус 1,357	5,487	22,2
Осень	0,817	3,79	15,1	0,843	3,39	13,1	0,836	3,44	13,1	0,644	5,070	23,4	0,500	6,370	24,8

Для NI135 наиболее заметно различие между линейной и нелинейными моделями по вкладу *TEC*. Зимой *RandomForest* и *XGBoost* дают *TEC* 18,8 % и 19,5 % соответственно, тогда как *ElasticNet* — 3,2 %; весной соотношение остается близким (18,5 % и 15,7 % против 5,4 %). В аналитиче-

Таблица 10. Доля |SHAP|-важности признаков при прогнозе МПЧ(3000)F2, станция NI135, окно 21 день.

Table 10. Share of |SHAP| feature importance in forecasting the MUF(3000)F2, station NI135, 21-day window

Признак	ElasticNet				RandomForest				XGBoost			
	Зима	Весна	Лето	Осень	Зима	Весна	Лето	Осень	Зима	Весна	Лето	Осень
foF2_state	12,10	11,20	7,20	8,50	22,40	20,20	7,70	24,00	16,10	13,80	5,30	14,70
MUFDF_state	28,60	17,80	9,90	22,80	24,80	19,30	9,70	23,60	21,90	16,20	7,20	19,50
Σ лаговые	40,60	29,00	17,00	31,30	47,30	39,40	17,40	47,60	38,00	30,00	12,50	34,20
hour_cos	17,20	25,60	41,60	25,30	12,60	19,00	39,10	20,50	15,00	19,50	27,30	24,20
hour_sin	6,90	1,60	5,10	6,50	4,60	2,50	7,40	5,30	5,80	3,40	7,90	6,00
TEC	3,20	5,40	2,20	4,70	18,80	18,50	8,00	9,00	19,50	15,70	5,60	8,70
fminF	4,80	2,80	2,70	1,00	6,40	3,10	3,20	1,70	4,60	3,30	3,80	2,00
hmF2	2,30	2,90	1,60	3,80	0,70	1,00	1,80	1,20	1,10	1,50	2,60	1,80
Остальные	24,90	32,70	29,70	27,40	9,70	16,40	23,10	14,70	16,00	26,60	40,30	23,10

ской модели (табл. 11) *TEC* зимой несет 89,1 % важности — максимальное значение среди четырех станций. Это позволяет предположить, что на данной станции связь ПЭС с *F2*-слоем выражена сильнее, чем на остальных, но проявляется для *ML*-моделей преимущественно в нелинейной форме. При этом высокая *SHAP*-доля *TEC* не означает автоматически высокое качество прогноза: летом в аналитическом базисе вклад *TEC* остается высоким (81,8 %), тогда как $R^2 = -1,36$.

Таблица 11. Доли $|SHAP|$ -важности признаков базисных моделей,
NI135, окно 21 день.

Table 11. $|SHAP|$ feature importance shares for baseline models,
NI135, 21-day window

MUFD, 21d, NI135: IRI				
Признак	Зима	Весна	Лето	Осень
IRI_foF2_pred	89,60 %	83,10 %	79,70 %	85,50 %
IRI_M3000_pred	10,40 %	16,90 %	20,30 %	14,50 %
MUFD, 21d, NI135: Analyt,				
Признак	Зима	Весна	Лето	Осень
TEC	89,10 %	87,20 %	81,80 %	86,70 %
hmF2	10,90 %	12,80 %	18,20 %	13,30 %

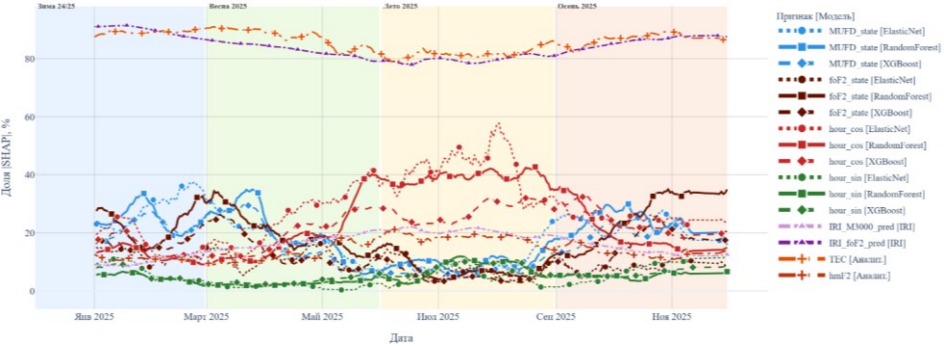


Рис. 6. Доля $|SHAP|$ -важности признаков (все модели, МПЧ) — *NI135*, окно 21 день, 2025 г.

Fig. 6. $|SHAP|$ feature importance shares (all models, MUF) – *NI135*, 21-day window, 2025

Осенью на *NI135* вклад лаговых признаков у *RandomForest* достигает 47,6 %, то есть практически повторяет зимний уровень (47,3 %). Это отличает *NI135* от *EA036*, где осеннее восстановление лаговых выражено слабее. Кроме того, *foF2_state* у *RandomForest* осенью составляет 24,0 % — наибольшее значение среди сезонов и моделей для данной станции, то-

гда как у *ElasticNet* этот признак равен 8,5 %. Такое расхождение может указывать на нелинейную автокорреляционную структуру осенней динамики *F2*-слоя, однако этот вывод требует проверки по временным рядам и автокорреляционным характеристикам.

3.2.4. Станция VT139 (San Vito, 40.6°N).

В таблице 12 приведены метрики точности прогноза МПЧ для станции VT139. Зимой разрыв между нелинейными и линейной моделями наибольший в исследовании: *XGBoost* дает $R^2=0.884$, $RMSE=2,65$ МГц, $MAPE=10,7$ % — наименьший зимний $RMSE$ и $MAPE$ среди четырех станций. *ElasticNet* зимой существенно хуже: $R^2=0.478$, $RMSE=3,23$ МГц, $MAPE=14,7$ %. Летом $RMSE$ всех моделей (3,06—3,24 МГц) сопоставим с зимним, но $R^2 \approx 0$ — прогноз не несет информации о межсуточной изменчивости. Осенью все три модели сходятся: $R^2=0,764$ — 0.778 , $RMSE=3,49$ — 3.71 МГц, разность *XGBoost* — *ElasticNet* по R^2 сокращается до 0.003.

Таблица 12. Метрики точности прогноза МПЧ(3000)*F2* по сезонам, станция VT139, окно 21 день.

Table 12. Forecast accuracy metrics for the MUF(3000)*F2* by season, station VT139, 21-day window

Сезон	ElasticNet			RandomForest			XGBoost			IRI-2020			Аналитич,		
	R^2	RMSE	MAPE, %	R^2	RMSE	MAPE, %	R^2	RMSE	MAPE, %	R^2	RMSE	MAPE, %	R^2	RMSE	MAPE, %
Зима	0,478	3,23	14,7	0,882	2,72	11,0	0,884	2,65	10,7	0,783	3,750	16,5	0,699	3,806	14,1
Весна	0,372	3,60	13,8	0,394	3,40	12,8	0,375	3,53	13,1	0,246	3,875	16,4	0,413	3,690	13,0
Лето	минус 0,002	3,24	13,0	0,095	3,06	12,2	0,051	3,14	12,4	минус 0,264	3,357	15,1	минус 1,105	4,438	18,7
Осень	0,764	3,71	15,5	0,778	3,49	13,6	0,767	3,57	13,7	0,679	4,452	21,3	0,787	4,025	14,7

Профиль физических базисов на VT139 (табл. 14) в целом сходен с остальными станциями: доля *IRI_M3000_pred* возрастает от 11,5 % зимой до 20,4 % летом, а у аналитической модели *hmF2* — с 17,3 % до 25,4 %. При этом зимняя доля *hmF2* на VT139 (17,3 %) выше, чем на NI135 (10,9 %), что может быть связано с большей ролью высоты слоя в формировании МПЧ на данной широте и долготе.

VT139 отличается от остальных станций отсутствием выраженной сезонной инверсии ведущего признака для моделей машинного обучения

(рис. 7, табл. 13). На AT138, EA036 и NI135 зимой существенную роль играют лаговые переменные, а летом усиливается *hour_cos*. На VT139 *hour_cos* остается ведущим единичным признаком во все четыре сезона: зимой его доля составляет 30,0 % у *ElasticNet*, 41,9 % у *RandomForest* и 46,8 % у *XGBoost*, тогда как суммарная доля лаговых не превышает 20,9—30,1 %. Летом *hour_cos* снижается до 20,9—34,1 %, а лаговые признаки остаются на уровне 13,5—24,0 %. Такой результат может отражать более устойчивую суточную регулярность МПЧ в Апеннинском секторе, из-за чего вклад межсуточной инерции оказывается ниже, чем на других станциях.

Таблица 13. Доля (%) |SHAP|-важности признаков при прогнозе МПЧ(3000)F2, станция VT139, окно 21 день.

Table 13. Share (%) of |SHAP| feature importance in forecasting the MUF (3000)F2, station VT139, 21-day window

Признак	ElasticNet				RandomForest				XGBoost			
	Зима	Весна	Лето	Осень	Зима	Весна	Лето	Осень	Зима	Весна	Лето	Осень
foF2_state	11,40	11,10	15,70	14,50	11,30	11,20	12,60	13,60	8,60	6,90	8,20	8,90
MUFD_state	18,70	13,50	8,30	15,90	16,60	12,80	8,60	11,30	12,30	8,70	5,30	9,70
Σ лаговые	30,10	24,70	24,00	30,40	28,00	24,00	21,20	24,90	20,90	15,60	13,50	18,50
hour_cos	30,00	24,50	20,90	22,00	41,90	37,50	34,10	34,70	46,80	35,80	23,10	33,10
hour_sin	5,70	5,60	12,20	2,70	5,90	5,60	14,20	3,60	7,10	7,10	13,70	4,00
TEC	4,50	5,00	5,60	5,20	8,60	10,00	7,50	16,20	5,70	6,60	5,90	13,00
fminF	1,80	2,30	1,30	2,70	4,40	2,40	1,80	2,00	3,70	1,90	1,90	2,50
hmF2	2,60	5,10	3,20	6,30	0,60	1,80	2,00	2,70	0,80	2,10	2,80	2,70
Остальные	25,30	32,90	32,80	30,70	10,70	18,70	19,20	15,90	15,00	30,90	39,10	26,10

Таблица 14. Доли |SHAP|-важности признаков базисных моделей, VT139, окно 21 день.

Table 14. |SHAP| feature importance shares in baseline models, VT139, 21-day window

MUFD, 21d, VT139: IRI				
Признак	Зима	Весна	Лето	Осень
IRI foF2 pred	88,50 %	82,60 %	79,60 %	86,30 %
IRI M3000 pred	11,50 %	17,40 %	20,40 %	13,70 %
MUFD, 21d, VT139: Analyt,				
Признак	Зима	Весна	Лето	Осень
TEC	82,70 %	78,20 %	74,60 %	81,70 %
hmF2	17,30 %	21,80 %	25,40 %	18,30 %



Рис. 7. Доля |SHAP|-важности признаков (все модели, МПЧ) – VT139, окно 21 день, 2025 г.

Fig. 7. Share of |SHAP| feature importance (all models, MUF) – VT139, 21-day window, 2025

Поведение *foF2_state* летом на VT139 также отличается от остальных станций. На AT138, EA036 и NI135 этот признак летом снижается до 3,7—7,7 %, что можно связать с ослаблением межсуточной памяти ионосферы. На VT139 он остается на уровне 12,6—15,7 % в зависимости от модели, а у *ElasticNet* летняя доля *foF2_state* (15,7 %) даже выше зимней (11,4 %). Кроме того, у *RandomForest* и *XGBoost* осенью возрастает вклад *TEC* — до 16,2 % и 13,0 % соответственно, тогда как у *ElasticNet* *TEC* остается относительно стабильным на уровне 4,5—5,6 %. Эти наблюдения позволяют предположить, что на VT139 межсуточная корреляция *foF2* сохраняет информативность даже летом, а осенняя динамика *TEC* содержит компоненту, лучше учитываемую нелинейными моделями.

3.3. Сравнительный анализ признакового пространства для четырех станций

Проведенный *SHAP*-анализ позволяет проследить, как сезонная динамика ионосферы связана со структурой признаков в *ML*-моделях прогноза МПЧ. Основным результатом состоит в том, что сезонные изменения *SHAP*-профиля повторяются у трех моделей разной архитектуры. Зимой лаговые признаки *foF2_state* и *MUFD_state* дают 35—54 % суммарной *SHAP*-важности, что согласуется с наличием межсуточной инерции ионосферы: предшествующее состояние *foF2* и МПЧ содержит информацию о последующем дне. Летом доля лаговых признаков снижается, а *hour_cos* становится одним из ведущих дескрипторов (27—46 % на AT138 и NI135), что может отражать рост роли регулярного суточного хода. Повторяемость этой тенденции у разных моделей снижает вероятность того, что результат связан только с выбранным алгоритмом. Вместе с тем *SHAP*-

профиль следует рассматривать как диагностический, а не как прямое доказательство физического механизма: окончательная интерпретация требует дополнительного сопоставления с независимыми геофизическими параметрами. Доля «Остальные» (табл. 4, 7, 10, 13) также меняется по сезонам: зимой нелинейные модели концентрируют 85—91 % *SHAP*-важности в семи поименованных признаках, тогда как летом остаточная доля возрастает до 30—40 % даже у *ElasticNet*. Это указывает на более распределенную структуру вкладов в летний период.

Межстанционное сравнение показывает два отклонения от общего паттерна. На *EA036* летом ведущим временным дескриптором становится *hour_sin*, а не *hour_cos*. Это может быть связано со смещением дневного максимума МПЧ относительно полудня, однако для проверки этой гипотезы необходимо привлечь суточные профили МПЧ, локальное солнечное время и, по возможности, данные о термосферных ветрах и горизонтальном переносе плазмы. На *VT139* сезонная инверсия выражена слабее: *hour_cos* остается ведущим признаком в течение года, что может отражать более регулярный суточный ход МПЧ в Апеннинском секторе. Для *NI135* характерен повышенный вклад *TEC* в нелинейных моделях (до 18—20 % зимой), тогда как *ElasticNet* дает существенно меньшие значения. Совокупность этих различий указывает на необходимость станционной адаптации признакового пространства и проверки результатов на более широкой сети ионозондов.

Полученные результаты могут быть полезны для оперативной корректировки параметров КВ-каналов связи, но пока должны рассматриваться как предварительные. Во-первых, сезонное изменение вклада лаговых признаков может использоваться как диагностический индикатор режима ионосферы: снижение их суммарной *SHAP*-доли до уровня порядка 20—25 % в скользящем окне может указывать на переход к летнему режиму с более выраженной суточной регулярностью и меньшей межсуточной предсказуемостью. Этот порог требует проверки на независимых данных. Во-вторых, выбор модели целесообразно связывать со станцией и сезоном: *RandomForest* и *XGBoost* особенно полезны зимой и в случаях, где проявляется нелинейная связь *TEC* → МПЧ, однако в переходные и летние периоды преимущество конкретной модели зависит от станции; в отдельных сезонах физические базисы остаются конкурентоспособными. В-третьих, окно обучения 21 день в данном эксперименте обеспечивает компромисс между объемом обучающей выборки и сезонной адаптивностью. Качественные закономерности *SHAP*-профиля сохраняются при окнах 7 и 28 дней, что повышает доверие к результату, но не отменяет необходимости дальнейшей валидации.

4. Заключение

Применение *SHAP* к трем моделям — *ElasticNet*, *RandomForest* и *XGBoost* — позволило выявить сезонные изменения структуры признаков при *walk-forward* прогнозировании МПЧ на четырех среднеширотных станциях *GIRO*. В зимний период наибольший вклад в прогноз вносят лаговые переменные *foF2_state* и *MUFD_state* (35—54 % суммарной *SHAP*-важности, табл. 4, 7, 10, 13), что согласуется с межсуточной инерцией ионосферы. Летом возрастает роль временного дескриптора *hour_cos* (27—46 % на *AT138* и *NI135*), что может отражать переход к режиму, в большей степени определяемому суточным ходом солнечного излучения. На *EA036* летом заметнее проявляется *hour_sin* (19—25 %), что может быть связано с фазовым сдвигом суточного максимума МПЧ. На *VT139* сезонная инверсия выражена слабее: *hour_cos* остается ведущим признаком во все сезоны (23—47 %). На *NI135* нелинейные модели показывают более высокий вклад *TEC* в прогноз МПЧ (18—20 % против 3—5 % у *ElasticNet*), что согласуется с высокой долей *TEC* в аналитическом базисе (89,1 % зимой, табл. 11). Сходство результатов у разных моделей и при варьировании окна обучения указывает на устойчивость обнаруженных закономерностей, но не снимает необходимости их физической проверки.

SHAP-доля лаговых признаков может рассматриваться как потенциальный диагностический индикатор сезонного режима ионосферы для систем оперативного КВ-частотного планирования. В частности, ее снижение до уровня порядка 20—25 % может указывать на переход к летнему режиму с пониженной межсуточной предсказуемостью. Наблюдаемые межстанционные различия показывают, что единая модель без станционной адаптации может быть недостаточно устойчивой. Дальнейшая работа должна быть направлена на проверку пороговых значений, сопоставление *SHAP*-профилей с независимыми геофизическими параметрами и расширение анализа на более широкую сеть станций.

Список литературы

1. Рябова Н. В., Конкин Н. А., Елчанинова А. С. Разработка методики прогнозирования максимальной применимой частоты ионосферных КВ радиолоний на основе синтеза нейросети // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2024. Т. 7, № 4. С. 691—705.
2. Bilitza D., Altadill D., Truhlik V. et al. The International Reference Ionosphere 2020 : from two to three frequency zones // Reviews of Geophysics. 2022. Vol. 60. Art. e2022RG000792.
3. Gerzen T., Jakowski N., Wilken V., Jacobi Ch. Reconstruction of F2 layer peak electron density based on operational vertical total electron content maps // Annales Geophysicae. 2013. Vol. 31. P. 1241—1249.

4. Mao S., Hernández-Pajares M., Soja B. A review of machine learning-based ionospheric spatial and temporal modeling // Journal of Geophysical Research : Machine Learning and Computation. 2025. Vol. 2, no. 3. Art. e2024JH000555.
5. Lundberg S. M., Lee S.-I. A unified approach to interpreting model predictions // Advances in Neural Information Processing Systems. 2017. Vol. 30. P. 4765–4774.
6. Reinisch B. W., Galkin I. A. Global ionospheric radio observatory (GIRO) // Earth, Planets and Space. 2011. Vol. 63, no. 4. P. 377–381.
7. ITU-R P.533-13. Method for the prediction of the performance of HF circuits. Geneva : ITU, 2015. 28 p.
8. Breiman L. Random forests // Machine Learning. 2001. Vol. 45, no. 1. P. 5–32.

Информация об авторах

Короткова Надежда Александровна, аспирант кафедры «Информационных технологий, радиотехники и связи» (ИТРС) ПГТУ, Йошкар-Ола, Российская Федерация.

Конкин Никита Александрович, старший преподаватель кафедры «Информационных технологий, радиотехники и связи» (ИТРС) ПГТУ, Йошкар-Ола, Российская Федерация.

Interpretable Forecasting of the Maximum Usable Frequency of HF Radio Links Using Mid-Latitude Ionosonde Data

N. A. Korotkova and N. A. Konkin

*Volga State Technological University
3, Lenin sq., Yoshkar-Ola, 424000, Russian Federation*

korotkovanaday.06@mail.ru

Received: May 22, 2026

Peer-reviewed: June 1, 2026

Accepted: June 1, 2026

Abstract: *DPS-4D ionosonde data from four mid-latitude GIRO stations were used to analyse SHAP feature importance for 24-hour forecasting of the maximum usable frequency (MUF). Three machine learning models were considered: ElasticNet, Random-Forest, and XGBoost. Forecasting was performed in a walk-forward setting with 7-, 21-, and 28-day training windows; the main analysis is reported for the 21-day window, which provided the best median $R^2(\text{MUF})$ across the stations. For most stations, the feature-importance structure changes with season: in winter, the lagged variables $\text{foF2}_{\text{state}}$ and $\text{MUFD}_{\text{state}}$ have the largest combined contribution (35–54 % SHAP importance), whereas in summer the time-of-day descriptor hour_cos becomes more important (27–46 % at AT138 and NI135). Two station-specific departures are observed. At EA036, hour_sin is more important in summer (19–25 %), which may indicate a phase shift of the daily MUF maximum relative to noon. At VT139, hour_cos remains the leading feature throughout the year (23–47 %), and the seasonal inversion is weak or absent. At NI135, nonlinear models assign a substantially higher importance to TEC (18–20 % in winter) than ElasticNet (3–5 %), suggesting a relationship that is not well captured by a linear model. The similarity of the results across models and training windows supports the robustness of the observed patterns, although their physical interpretation and operational use require validation on an extended set of stations.*

Keywords: *ionosphere, maximum usable frequency, machine learning, SHAP, interpretability, IRI-2020, RandomForest, ElasticNet, XGBoost, walk-forward.*

For citation (IEEE): N. A. Korotkova and N. A. Konkin, “Interpretable Forecasting of the Maximum Usable Frequency of HF Radio Links Using Mid-Latitude Ionosonde Data,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 9, no. 6, pp. 1149–1170, 2026, doi: 10.21227/6xv6-v416. (In Russ.).

References

- [1] N. V. Ryabova, N. A. Konkin, and A. S. Elchaninova, “Development of a Methodology for Predicting the Maximum Usable Frequency of HF Communication Channels Based on a Neural Network Approach,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 7, no. 4, pp. 691–705, 2024. (In Russ.).

- [2] D. Bilitza, et al., “The International Reference Ionosphere 2020: from two to three frequency zones,” *Reviews of Geophysics*, vol. 60, art. e2022RG000792, 2022.
- [3] T. Gerzen, et al., “Reconstruction of F2 layer peak electron density based on operational vertical total electron content maps,” *Annales Geophysicae*, vol. 31, pp. 1241–1249, 2013.
- [4] S. Mao, et al., “A review of machine learning-based ionospheric spatial and temporal modeling,” *Journal of Geophysical Research: Machine Learning and Computation*, vol. 2, no. 3, art. e2024JH000555, 2025.
- [5] S. M. Lundberg and S.-I. Lee, “A unified approach to interpreting model predictions,” *Advances in Neural Information Processing Systems*, vol. 30, pp. 4765–4774, 2017.
- [6] B. W. Reinisch and I. A. Galkin, “Global ionospheric radio observatory (GIRO),” *Earth, Planets and Space*, vol. 63, no. 4, pp. 377–381, 2011.
- [7] ITU-R P.533-13. Method for the prediction of the performance of HF circuits. Geneva : ITU, 2015.
- [8] L. Breiman, “Random forests,” *Machine Learning*, vol. 45, no. 1, pp. 5–32, 2001.

Information about the authors

Nadezhda A. Korotkova, student, Department of Radio Engineering and Communications of the Volga State University of Technology, Yoshkar-Ola, Russian Federation.

Nikita A. Konkin, senior lecturer of the Department of Radio Engineering and Communications of the Volga State University of Technology, Yoshkar-Ola, Russian Federation.

УДК 537.862

Формирование сверхширокополосных сигналов с помощью неортогональной спектральной суперпозиции

Величкина А. С., Усков Г. К.

Воронежский государственный университет

Университетская пл., д. 1, г. Воронеж, 394018, Российская Федерация

nastyavelichkina65@gmail.com, uskov@phys.vsu.ru

Получено: 19 мая 2026 г.

Отрецензировано: 1 июня 2026 г.

Принято к публикации: 1 июня 2026 г.

Аннотация: В работе рассматривается проблема создания сверхширокополосного сигнала, временная зависимость которого наиболее оптимальным образом соответствовала бы некоторой заданной функции. В качестве основного инструмента синтеза сигнала разработанный подход использует многоканальную суперпозицию в частотной области, где оптимальные коэффициенты разложения целевого сигнала вычисляются с помощью матрицы Грама, определяемой свойствами базисных каналов, которые не обязательно должны быть взаимно ортогональными; также методика не накладывает принципиальных ограничений на ширину полос пропускания отдельных каналов. Для иллюстрации работоспособности предлагаемого алгоритма подробно разобран частный случай задачи синтеза сверхкороткого сигнала на основе гауссовского импульса с использованием базиса из перекрывающихся подканалов с одинаковой формой амплитудно-частотных характеристик. Посредством аналитического расчета показана возможность достаточно точной реализации заданного импульса с одновременным существенным снижением требований к широкополосности используемых в суперпозиции базисных сигналов.

Ключевые слова: формирование импульсов, сверхширокополосные сигналы, неортогональная суперпозиция, синтез в частотной области, матрица Грама.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Величкина А. С., Усков Г. К. Формирование сверхширокополосных сигналов с помощью неортогональной спектральной суперпозиции // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2026. Т. 9, № 6. С. 1171—1183.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Величкина, А. С. Формирование сверхширокополосных сигналов с помощью неортогональной спектральной суперпозиции / А. С. Величкина, Г. К. Усков // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. — 2026. — Т. 9, № 6. — С. 1171—1183.

1. Введение

Формирование сверхширокополосных (СШП) сигналов, в частности, сверхкоротких импульсов (СКИ), является весьма актуальной проблемой современной электроники, что объясняется их высокой востребованностью в различных радиотехнических разработках настоящего времени. Однако многие существующие методы предполагают генерацию подобного импульса «с нуля» с помощью тех или иных нетривиальных физических явлений и устройств, или же создание его в результате сложения/преобразования предварительно полученных сигналов, уже являющихся существенно широкополосными [1—7]. К тому же, в ряде работ предметом рассмотрения является получение сигнала с СШП свойствами, но принципиально статистической природой [3, 5, 6]; следовательно, его временная зависимость будет случайным процессом, в то время как детерминированные СШП сигналы, безусловно, имеют свою сферу применения.

Настоящая статья ставит своей целью разработку математического алгоритма создания сверхширокополосного сигнала с высокой точностью контроля над его формой путем суперпозиции нескольких базисных сигналов, требования к которым, — как в плане их взаимной ортогональности, так и в смысле широкополосности каждого из них по отдельности, — должны быть снижены.

В качестве основания для дальнейших вычислений в работе будет предположено, что задана некоторая функция $s(t)$, подлежащая реализации, а кроме того, известны частотные коэффициенты передачи каналов $S_p(\omega)$, из сигналов на выходе которых и должен будет сложиться целевой импульс. Требования к этим каналам мы постараемся сохранить минимальными; разумеется, они должны в своей совокупности перекрывать весь диапазон, в котором лежат существенные спектральные компоненты формируемого сигнала. Также они, скорее всего, будут по сравнению с ним значительно более узкополосными (в этом и есть предоставляемое нижеизложенным методом прикладное удобство). Однако, помимо этого, мы не будем накладывать ограничений, например, на форму их АЧХ, и, как уже говорилось, допустим возможность заметной взаимной неортогональности этих подканалов.

2. Теоретические соотношения

В начале этого раздела будет приведена формулировка способа нахождения коэффициентов разложения в предположении, что целевой сигнал может быть в точности (т. е. с нулевой погрешностью) реализован некоторой суперпозицией откликов базисных подканалов.

Итак, положим, что целевой является функция $f(x)$ вида

$$f(x) = \sum_{p=1}^n f_p e_p(x), \quad (1)$$

где $e_p(x)$ — известные базисные функции;

f_p — коэффициенты, априори неизвестные и подлежащие определению.

Задавшись некоторым дискретным набором значений переменной x , можно от функций перейти к векторам-столбцам их отсчетов, соответствующих этому набору значений. Тогда (1) переписывается в виде

$$\mathbf{f} = \sum_{p=1}^n f_p \mathbf{e}_p = \mathbf{B} \mathbf{f}_B, \quad (2)$$

где $\mathbf{f}_B = (f_1 \ f_2 \ f_3 \ \dots \ f_n)^T$ — вектор коэффициентов разложения;

$\mathbf{B} = (\mathbf{e}_1 \ \mathbf{e}_2 \ \mathbf{e}_3 \ \dots \ \mathbf{e}_n)$ — матричное представление базиса.

Как известно из линейной алгебры [8], решение системы (2) можно записать так:

$$\mathbf{f}_B = \mathbf{B}^{-1} \mathbf{f}; \quad (3)$$

однако для наших дальнейших рассуждений целесообразнее домножить обе ее части на матрицу, эрмитово сопряженную к $\mathbf{B}$, получая

$$\mathbf{B}^\dagger \mathbf{B} \mathbf{f}_B = \mathbf{B}^\dagger \mathbf{f}, \quad (4)$$

или, в развернутом виде,

$$\begin{cases} f_1 \mathbf{e}_1^\dagger \mathbf{e}_1 + f_2 \mathbf{e}_1^\dagger \mathbf{e}_2 + \dots = \mathbf{e}_1^\dagger \mathbf{f} \\ f_1 \mathbf{e}_2^\dagger \mathbf{e}_1 + f_2 \mathbf{e}_2^\dagger \mathbf{e}_2 + \dots = \mathbf{e}_2^\dagger \mathbf{f} \\ \dots \quad \dots \quad \dots \end{cases} \quad (5)$$

(знаком $\dagger$ здесь обозначается эрмитово сопряжение). Решение системы (4), по аналогии с (3), вычисляется как

$$\mathbf{f}_B = (\mathbf{B}^\dagger \mathbf{B})^{-1} (\mathbf{B}^\dagger \mathbf{f}), \quad (6)$$

но, в отличие от (3), такое соотношение уже можно составить непосредственно для непрерывных функций, без дискретизации. Действительно, в скобках в (6) стоят матрицы, компонентами которых являются скалярные произведения (см. (5)), а их можно рассчитать и для непрерывных функций (сигналов), но, как обычно, уже как скалярное перемножение через интегрирование по принципу

$$\mathbf{a}^\dagger \mathbf{b} \mapsto \langle a | b \rangle = \int (a(x))^* b(x) dx. \quad (7)$$

Более того, сейчас мы докажем, что решение (6) остается оптимальным и тогда, когда функция $f(t)$ уже не может быть в точности воссоздана ни при какой комбинации коэффициентов разложения.

В этом, более общем, случае логично ввести обозначение для невязки, т. е. ошибки, вызываемой переходом от отсчетов идеальной функции $\mathbf{f}$ к комбинации базисных векторов с некоторыми коэффициентами f_i :

$$\boldsymbol{\varepsilon} = \sum_{i=1}^n f_i \mathbf{e}_i - \mathbf{f} = \mathbf{B} \mathbf{f}_B - \mathbf{f}; \quad (8)$$

в качестве меры этой невязки выберем ее 2-норму [8]. Ее квадрат равен

$$\|\boldsymbol{\varepsilon}\|^2 = \boldsymbol{\varepsilon}^\dagger \boldsymbol{\varepsilon} = (\mathbf{B} \mathbf{f}_B - \mathbf{f})^\dagger (\mathbf{B} \mathbf{f}_B - \mathbf{f}) = (\mathbf{f}_B^\dagger \mathbf{B}^\dagger - \mathbf{f}^\dagger) (\mathbf{B} \mathbf{f}_B - \mathbf{f}). \quad (9)$$

Раскрывая скобки, можно получить

$$\|\boldsymbol{\varepsilon}\|^2 = (\mathbf{f}_B^\dagger \mathbf{B}^\dagger - \mathbf{f}^\dagger) (\mathbf{B} \mathbf{f}_B - \mathbf{f}) = \|\mathbf{B} \mathbf{f}_B\|^2 - \mathbf{f}^\dagger \mathbf{B} \mathbf{f}_B - \mathbf{f}_B^\dagger \mathbf{B}^\dagger \mathbf{f} + \|\mathbf{f}\|^2. \quad (10)$$

В правой части уравнения (10) последнее слагаемое определяется анализируемой целевой функцией и, следовательно, изменениям не подлежит. Остальные же слагаемые образуют функционал

$$u[\mathbf{f}_B] = \|\mathbf{B} \mathbf{f}_B\|^2 - 2 \operatorname{Re}(\mathbf{f}^\dagger \mathbf{B} \mathbf{f}_B) = \mathbf{f}_B^\dagger \mathbf{G} \mathbf{f}_B - 2 \operatorname{Re}\left((\mathbf{B}^\dagger \mathbf{f})^\dagger \mathbf{f}_B\right), \quad (11)$$

имеющий вид

$$u[\mathbf{x}] = \mathbf{x}^\dagger \mathbf{G} \mathbf{x} - 2 \operatorname{Re}(\mathbf{v}^\dagger \mathbf{x}) = \mathbf{x}^\dagger \mathbf{G} \mathbf{x} - \mathbf{v}^\dagger \mathbf{x} - \mathbf{x}^\dagger \mathbf{v} = \mathbf{x}^\dagger (\mathbf{G} \mathbf{x} - \mathbf{v}) - \mathbf{v}^\dagger \mathbf{x}, \quad (12)$$

где $\mathbf{G} = \mathbf{B}^\dagger \mathbf{B}$ — матрица Грама для базиса $\mathbf{B}$ [8];

$\mathbf{v} = \mathbf{B}^\dagger \mathbf{f}$ — вспомогательный вектор.

При линейно независимых базисных векторах

$$\forall_{\mathbf{x}} \mathbf{B} \mathbf{x} \neq \mathbf{0} \quad (13)$$

а значит, матрица $\mathbf{G}$ — положительно определенная:

$$\forall_{\mathbf{x}} \mathbf{x}^\dagger \mathbf{G} \mathbf{x} = \mathbf{x}^\dagger \mathbf{B}^\dagger \mathbf{B} \mathbf{x} = \|\mathbf{B} \mathbf{x}\|^2 > 0 \quad (14)$$

действительно, отрицательным выражение в (14) быть не может (как квадрат нормы), а появление там знака равенства при некотором наборе коэффициентов $\mathbf{x}$ означало бы, что

$$0 = \mathbf{x}^\dagger \mathbf{G} \mathbf{x} = \mathbf{x}^\dagger \mathbf{B}^\dagger \mathbf{B} \mathbf{x} = \|\mathbf{B} \mathbf{x}\|^2 \Rightarrow \mathbf{B} \mathbf{x} = \mathbf{0}, \quad (15)$$

но это противоречит (13).

Теперь докажем, что решение (6), которое обеспечивает справедливость соотношения

$$\mathbf{f}_B = \mathbf{G}^{-1} \mathbf{v} \Leftrightarrow \mathbf{G} \mathbf{f}_B = \mathbf{v}, \quad (16)$$

является оптимальным в смысле минимизации функционала (11), а вместе с ним — и невязки (8)—(10). Для этого сначала заметим, что, ввиду (16), функционалу (17) можно придать вид

$$u[\mathbf{x}] = \mathbf{x}^\dagger (\mathbf{G}\mathbf{x} - \mathbf{G}\mathbf{f}_B) - \mathbf{v}^\dagger \mathbf{x} = \mathbf{x}^\dagger \mathbf{G}(\mathbf{x} - \mathbf{f}_B) - \mathbf{v}^\dagger \mathbf{x}, \quad (17)$$

причем

$$u[\mathbf{f}_B] = -\mathbf{v}^\dagger \mathbf{f}_B = -\mathbf{f}^\dagger \mathbf{B}\mathbf{f}_B, \quad (18)$$

а затем сравним $\mathbf{f}_B$ с каким-либо другим вектором $\mathbf{x}$, рассматривая разность

$$u[\mathbf{x}] - u[\mathbf{f}_B] = \mathbf{x}^\dagger \mathbf{G}(\mathbf{x} - \mathbf{f}_B) - \mathbf{v}^\dagger \mathbf{x} + \mathbf{v}^\dagger \mathbf{f}_B = (\mathbf{x}^\dagger \mathbf{G} - \mathbf{v}^\dagger)(\mathbf{x} - \mathbf{f}_B). \quad (19)$$

Как известно [8], согласно своему определению, матрица Грама $\mathbf{G}$ — эрмитова, т. е. $\mathbf{G}^\dagger = \mathbf{G}$, поэтому, снова принимая во внимание (16), получаем

$$\mathbf{v}^\dagger = \mathbf{f}_B^\dagger \mathbf{G}^\dagger = \mathbf{f}_B^\dagger \mathbf{G}; \quad (20)$$

преобразуем (19):

$$u[\mathbf{x}] - u[\mathbf{f}_B] = (\mathbf{x}^\dagger \mathbf{G} - \mathbf{f}_B^\dagger \mathbf{G})(\mathbf{x} - \mathbf{f}_B) = (\mathbf{x}^\dagger - \mathbf{f}_B^\dagger) \mathbf{G}(\mathbf{x} - \mathbf{f}_B) > 0, \quad (21)$$

что и требовалось доказать (неравенство обусловлено положительной определенностью $\mathbf{G}$, см. (14)).

Итак, решение (6) обеспечивает минимальную невязку, для которой

$$\|\boldsymbol{\varepsilon}_{\min}\|^2 = \|\mathbf{f}\|^2 + u[\mathbf{f}_B] = \mathbf{f}^\dagger \mathbf{f} - \mathbf{f}^\dagger \mathbf{B}\mathbf{f}_B = \|\mathbf{f}\|^2 - \mathbf{f}^\dagger \mathbf{B}\mathbf{G}^{-1} \mathbf{B}^\dagger \mathbf{f}. \quad (22)$$

2. Конкретизация. Формирование гауссова импульса

Возвращаясь к задаче создания сигнала за счет суперпозиции откликов подканалов, рассмотрим синтез сигнала по заданному спектру, то есть в частотной области. При этом прямое и обратное преобразования Фурье будут пониматься в смысле следующих определений:

$$S(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) e^{-i\omega t} dt, \quad s(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega) e^{i\omega t} d\omega \quad (23)$$

Возьмем следующий гауссов импульс и его спектр:

$$s_0(t) = e^{-\frac{1}{2} \left(\frac{t-t_0}{\tau/3} \right)^2}, \quad S_0(\omega) = \sqrt{2\pi} \cdot \frac{\tau}{3} \cdot e^{-\frac{1}{2} \left(\frac{\omega\tau}{3} \right)^2} \cdot e^{-i\omega t_0} \quad (24)$$

(как можно убедиться непосредственной проверкой, формулы (24) удовлетворяют соотношениям (23)). Параметр τ отвечает за длительность

сигнала, а t_0 — за положение: вся его энергия будет сосредоточена, в основном, на интервале $[t_0 - \tau; t_0 + \tau]$.

Спектральные характеристики каналов зададим в следующей форме:

$$S_p(\omega) = A \cdot e^{\frac{-1}{2} \left(\frac{|\omega| - \omega_{p0}}{\Delta\omega} \right)^2} \quad (25)$$

(по виду они подобны спектру сигнала (24), но сдвинуты по оси частот). За счет выбора величин ω_{p0} и $\Delta\omega$ можно регулировать как ширину подканалов, так и их положения, влияя, в частности, и на степень взаимного перекрытия. Один из примеров вида парциальных спектров (25) (для случая 8 каналов) показан на рис. 1 (разумеется, такая же зависимость имеет место и при отрицательных частотах; эта симметрия учтена входящей в (25) операцией взятия абсолютного значения).

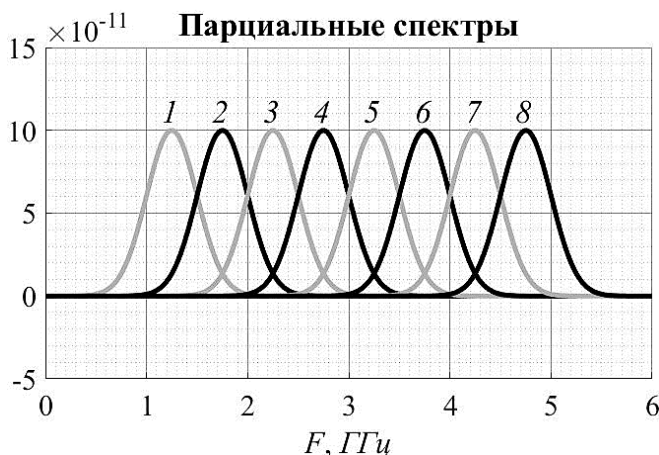


Рис. 1. Пример парциальных спектров для случая 8 подканалов.

Fig. 1. Partial spectra example for 8 sub-channels case

Элементы матрицы Грама вычислим как скалярные произведения непрерывных функций (25), согласно (7):

$$G_{mn} = \mathbf{S}_m^\dagger \mathbf{S}_n \mapsto \langle S_m | S_n \rangle = \int_{-\infty}^{\infty} (S_m(\omega))^* S_n(\omega) d\omega; \quad (26)$$

непосредственное вычисление позволяет получить явное выражение:

$$G_{mn} = A^2 \cdot \sqrt{\pi} \cdot \Delta\omega \cdot e^{\frac{-1}{4} \left(\frac{\omega_{m0} - \omega_{n0}}{\Delta\omega} \right)^2} \cdot \left(1 + \operatorname{erf} \frac{\omega_{m0} + \omega_{n0}}{2\Delta\omega} \right). \quad (27)$$

Таким образом, в принципе все готово к тому, чтобы воспользоваться формулой (6), точнее, ее версией (16), однако необходимо учесть следующий аспект.

Обратим внимание, что парциальные спектры на рис. 1 выбраны так, что они не покрывают самую низкочастотную область (это сделано специально, для имитации характеристик большинства подканалов, практически реализуемых на линиях передачи и т. д.). В спектре же исходного сигнала $S_0(\omega)$, напротив, присутствуют существенные низкочастотные составляющие. Поскольку на выбранных подканалах удовлетворительным образом их реализовать не удастся, представляется целесообразным подавить их заранее — тогда вносимые в наш СКИ искажения будут хотя бы в известной мере контролируемы. Пример такого преобразования (а также и дальнейших шагов) продемонстрирован в следующем разделе.

3. Пример практической реализации

Итак, заменим $S_0(\omega)$ на «пред-отфильтрованный» спектр

$$S(\omega) = S_0(\omega) \cdot H(\omega), \quad H(\omega) = 1 - e^{\frac{-1}{2} \left(\frac{\omega}{\omega_{\min}} \right)^2}, \quad (28)$$

где низкочастотные составляющие уже подавлены. Конкретные численные значения параметров были выбраны следующим образом: длительность исходного импульса определялась величиной $\tau = 0,25$ нс, положение его соответствовало $t_0 = 5,0$ нс, а фильтрация в (28) осуществлялась при значении $\omega_{\min}$, соответствующем линейной частоте в 1,0 ГГц.

Далее, АЧХ вышеупомянутых 8 каналов (рис. 1) характеризуется входящим в (25) параметром ширины $\Delta\omega$, соответствующим 0,25 ГГц, что определяет их заметно меньшую широкополосность по сравнению со спектром $S(\omega)$, имеющим существенные компоненты вплоть до 5,0 ГГц (рис. 2).

В качестве целевой функции для построения решения (16) был взят отфильтрованный спектр, предварительно также подвергнутый операции исключения сдвига (призванной обеспечить наибольшую гладкость спектра, компенсируя входящий в (24) — а, значит, и в (28) — экспоненциальный множитель):

$$f(\omega) = S(\omega) \cdot e^{+i\omega t_0}; \quad (29)$$

базисные же функции являлись не чем иным как парциальными спектрами (25), в которых амплитудный множитель A был положен равным 10^{-10} (дело в том, что спектральная плотность импульса единичной амплитуды принимает весьма малые по модулю значения, — что и отражено на рис. 2, — а потому желательно привести и базисные спектры к тому же порядку

величин). Далее вычислялся вектор $\mathbf{v} = \mathbf{B}^\dagger \mathbf{f}$ и строилось решение (16) с помощью матрицы Грама с элементами, рассчитанными по формуле (27) или ее приближенной версии

$$G_{mn} = A^2 \cdot \sqrt{\pi} \cdot \Delta\omega \cdot e^{\frac{-1}{4} \left(\frac{\omega_{m0} - \omega_{n0}}{\Delta\omega} \right)^2} \cdot \left(1 + \operatorname{erf} \frac{\omega_{m0} + \omega_{n0}}{2\Delta\omega} \right) \quad (30)$$

(поскольку результаты вычисления функции erf в (27) при вышеуказанных значениях параметров неотличимы от единицы в пределах точности вещественных числе типа double).

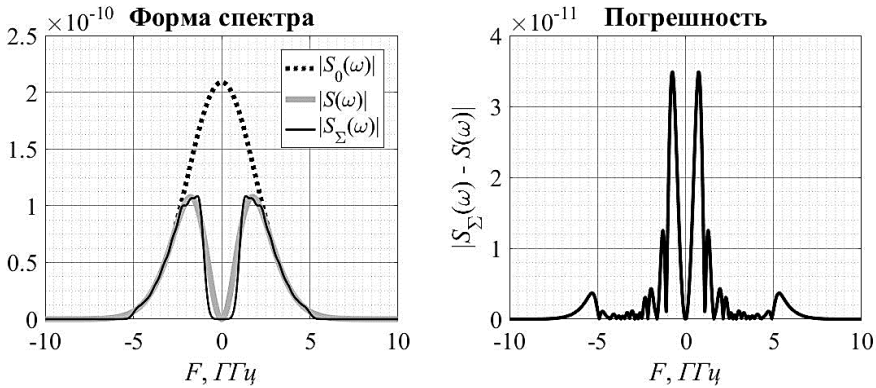


Рис. 2. Результаты неортогональной суперпозиции в частотной области.

Fig. 2. The non-orthogonal superposition results in the frequency domain

Найдя вектор $\mathbf{f}_B$, то есть определив искомые коэффициенты разложения, можно построить спектр оптимальной суперпозиции:

$$S_\Sigma(\omega) = \sum_{p=1}^n f_p S_p(\omega); \quad (31)$$

соответствующая кривая нанесена на рис. 2. Там же, на отдельном графике, показана величина погрешности реализации целевого спектра.

Наконец, представление реализованного сигнала во временной области, как и парциальных сигналы (то есть отклики каналов), может быть найдено посредством обратного преобразования Фурье с учетом необходимости вернуть исключавшийся в (29) множитель сдвига (без этого сигнал оказался бы «центрирован» в начале координат, а не в t_0), а именно:

$$s_\Sigma(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_\Sigma(\omega) e^{i\omega(t-t_0)} d\omega, \quad (32)$$

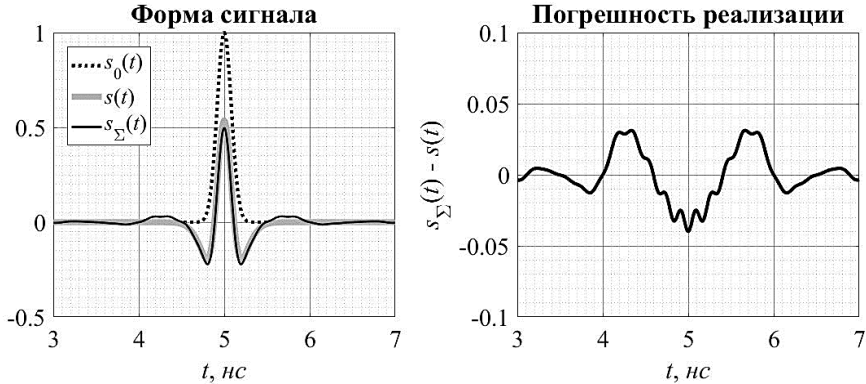


Рис. 3. Результаты реконструкции целевой формы сигнала во временной области.

Fig. 3. Results of the target signal shape reconstruction in the time domain

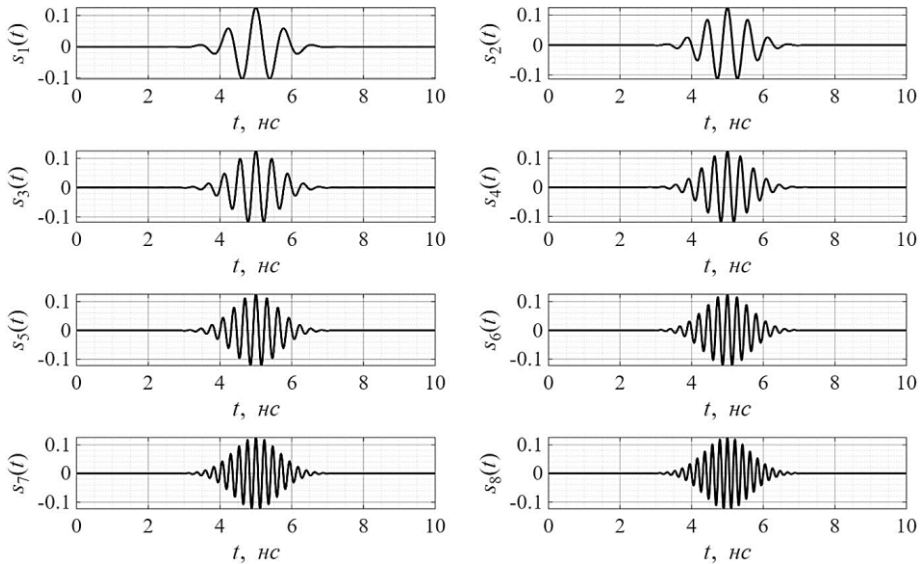


Рис. 4. Пример формы парциальных сигналов во временной области для 8 подканалов.

Fig. 4. Time-domain partial signals shapes example for 8 sub-channels

$$s_p(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_p(\omega) e^{i\omega(t-t_0)} d\omega; \quad (33)$$

в принципе, можно было бы внести этот множитель сразу в $S_{\Sigma}(\omega)$ (на график модуля спектра на рис. 2 это, конечно, никак не повлияло бы).

Итоговый результат воссоздания сигнала (вместе с соответствующей погрешностью) представлен на рис. 3, а вид парциальных сигналов — на

рис. 4 (где можно наблюдать, что ни один из них уже не должен являться столь же коротким импульсом, как финальная версия суперпозиции $s_{\Sigma}(t)$).

Отметим сходство получившихся парциальных сигналов с результатами, приведенными в работах [9, 10], где также решалась задача о поиске оптимальной суперпозиции (правда, снова для антенных решеток; кроме того, о точном формировании сигнала заданного вида речи не шло, а оптимальность понималась как достижение максимальной амплитуды/энергии излучения [9] или требуемой диаграммы направленности [10]).

Приведем для полноты список из оптимальных значений коэффициентов разложения: $f_1 = 0,923$; $f_2 = 0,828$; $f_3 = 0,800$; $f_4 = 0,568$; $f_5 = 0,386$; $f_6 = 0,238$; $f_7 = 0,130$; $f_8 = 0,088$. В случае необходимости, они могут быть уменьшены, — а амплитуды парциальных сигналов, соответственно, увеличены (или наоборот), — за счет выбора иного значения нормирующего множителя A в (25).

5. Заключение

Таким образом, в работе был рассмотрен способ формирования СШП (в частности, СКИ) импульсов с заданной формой при использовании ряда в общем случае неортогональных функций (исходных сигналов). В работе предполагается, что набор исходных подканалов имеет произвольные амплитудно-частотные характеристики, которые могут перекрывать друг друга. Показано, что задача определения оптимальных коэффициентов разложения естественным образом сводится к использованию матрицы Грама соответствующего базиса, а получаемое решение обеспечивает минимизацию среднеквадратической невязки между целевым сигналом и реализуемой суперпозицией.

Предложенная методика подтверждается с помощью проверки на примере частного случая формирования гауссова СКИ. Показано, что предложенная методика на основании выражений (6) и (16) позволяет создавать импульс с незначительными искажениями (как показано на рис. 3).

Полученные результаты подтверждают перспективность и высокую практическую значимость использования неортогональной спектральной суперпозиции для задач синтеза СКИ с контролируемой формой во временной области. Данный метод имеет меньшую сложность и большую вариативность, чем использование подходов с формированием импульса «с нуля» или с помощью антенных решеток. В дальнейшем представляется целесообразным исследование устойчивости метода к шумам и параметрическим отклонениям характеристик каналов, а также рассмотрение более сложных типов базисных спектров и многомерных конфигураций суперпозиции.

Благодарности

Работа выполнена при финансовой поддержке Российского научного фонда, проект № 24-19-00891, <https://rscf.ru/project/24-19-00891/>. Для выполнения численных расчетов и верификации теоретических преобразований с помощью систем компьютерной алгебры в работе использовалось оборудование учебно-научного дизайн-центра проектирования радиоэлектронных систем СВЧ, терагерцового и оптического диапазонов на отечественной электронной компонентной базе ФГБОУ ВО «ВГУ» в рамках реализации федерального проекта «Подготовка кадров и научного фундамента для электронной промышленности».

Список литературы

1. Усков Г. К., Елфимов А. Е., Смушева К. В., Величина А. С., Бобрешов А. М. Формирование дуплета Гаусса с помощью конфигурируемого генератора СШП сигналов // Журнал радиоэлектроники. 2023. № 9. С. 1—11.
2. Бобрешов А. М., Мещеряков И. И., Усков Г. К. Система управления формой и длительностью излучаемых сверхкоротких импульсов // Радиотехника и электроника. 2014. Т. 59, № 9. С. 932—938.
3. Воробьев Н. В., Грязнов В. А., Воробьев И. Н., Ягольников С. В. Формирование сверхширокополосных импульсных сигналов многочастотными антенными решетками со случайным распределением частот сигналов по элементам апертуры // В сб. : IV Всероссийская конф. «Радиолокация и радиосвязь» — (М. : ИРЭ РАН, 29 нояб. — 3 дек. 2010 г.). 2010. С. 649—653.
4. Васильев А. В., Воробьев Н. В., Грязнов В. А., Силкин А. Т. Формирование мощных сверхширокополосных импульсов методом пространственно-временного преобразования сигнала на зонированной зеркальной антенне // В сб. : VI общероссийская научно-техн. конф. «Обмен опытом в области создания сверхширокополосных радиоэлектронных систем» — СВЧ-2016 (Омск, 19—20 апр. 2016 г.). 2016. С. 86—95.
5. Чаплыгин А. А. и др. Пат. RU 2715007 C1 (РФ), МПК H03K 5/00. Способ формирования короткоимпульсных сверхширокополосных сигналов: № 2019117293: заявл. 04.06.2019 : опубл. 21.02.2020; заявитель Акционерное общество «Концерн «Созвездие».
6. Измestьева Е. А. Моделирование сверхширокополосной системы в среде Simulink // Вестник СПбГУТ. 2023. № 1. С. 1—14.
7. Никонов А. В., Никонова Г. В. Формирование сверхширокополосных сигналов с управляемой формой // Научное приборостроение. 2013. Т. 23, № 3. С. 105—113.
8. Тыртышников Е. Е. Матричный анализ и линейная алгебра. М. : Физматлит, 2007. 480 с.
9. Pozar D. M., Kang Y.-W., Schaubert D. H., McIntosh R. E. Optimization of the Transient Radiation from a Dipole Array // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1985. Vol. AP-33, no. 1. P. 69—75.
10. Ciattaglia M., Marrocco G. Time Domain Synthesis of Pulsed Arrays // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2008. Vol. 56, no. 7. P. 1928—1938.

Информация об авторах

Величина Анастасия Сергеевна, аспирант кафедры электроники физического факультета Воронежского государственного университета, г. Воронеж, Российская Федерация.

Усков Григорий Константинович, доктор физико-математических наук, профессор, заведующий кафедрой электроники физического факультета Воронежского государственного университета, руководитель передовой инженерной школы «Российская электроника, инфокоммуникации и радиосвязь» Воронежского государственного университета, г. Воронеж, Российская Федерация.

Generation of Ultra-Wideband Signals Using Non-Orthogonal Spectral Superposition

A. S. Velichkina and G. K. Uskov

Voronezh State University
1, Universitetskaya sq., Voronezh, 394018, Russian Federation
nastyavelichkina65@gmail.com, uskov@phys.vsu.ru

Received: May 19, 2026

Peer-reviewed: June 1, 2026

Accepted: June 1, 2026

Abstract: This paper considers the problem of creating an ultrawideband signal with its time dependence corresponding to a given function in a most optimal way. As the main signal synthesis tool, the developed approach uses multi-channel frequency domain superposition, where the optimal decomposition coefficients of the target signal are calculated using a Gram matrix defined by the properties of the basis channels, which do not necessarily have to be mutually orthogonal; the method also does not impose any fundamental restrictions on the individual channels bandwidth. To illustrate the proposed algorithm effectiveness, a specific case of the problem of synthesizing an ultrashort signal based on a Gaussian pulse using a basis of overlapping sub-channels with identical amplitude-frequency characteristics shape is analyzed in detail. Analytical computations show that it is possible to implement the specified impulse with sufficient accuracy, while significantly reducing the requirements for the bandwidth of the basis signals used in the superposition.

Keywords: pulse shaping, ultrawideband signals, non-orthogonal superposition, frequency domain synthesis, Gram matrix.

For citation (IEEE): A. S. Velichkina and G. K. Uskov, "Generation of Ultra-Wideband Signals Using Non-Orthogonal Spectral Superposition," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 9, no. 6, pp. 1171–1183, 2026, doi: 10.21227/v9vp-d042. (In Russ.).

References

- [1] G. K. Uskov, A. E. Elfimov, K. V. Smuseva, A. S. Velichkina, and A. M. Bobreshov, "Formation of a Gauss Doublet Using a Configurable UWB Signal Generator," *Journal of Radio Electronics*, no. 9, pp. 1–11, 2023. (In Russ.).
- [2] A. M. Bobreshov, I. I. Mescheryakov, and G. K. Uskov, "A System for Control of the Shape and Duration of Radiated Ultrashort Pulses," *Journal of Communications Technology and Electronics*, vol. 59, no. 9, pp. 932–938, 2014.
- [3] N. V. Vorobyev, V. A. Gryaznov, I. N. Vorobyev, and S. V. Yagol'nikov, "Ultrawideband impulse signals shaping with multi-frequency antenna arrays with random signal frequencies distribution over the aperture elements," in *Proc. IV All-Russian Radars and Communications Conference*, Moscow, Russia, Nov. 29 – Dec. 03, 2010, pp. 649–653. (In Russ.).

- [4] A. V. Vasilyev, N. V. Vorobyev, V. A. Gryaznov, and A. T. Silkin, "Powerful ultrawideband pulses generation using space-time signal transformation on a zoned mirror antenna," in *Proc. VI All-Russian Conference "Sharing Experience in the Ultrawideband Electronic Systems Development"*, Omsk, Russia, Apr. 19–20, 2016, pp. 86–95. (In Russ.).
- [5] A. A. Chaplygin, V. D. Lukyanchikov, S. Yu. Ivanov, S. A. Novotochin, D. V. Kostin, and A. A. Smirnova, "Method for Formation of Short-Pulse Ultra-Wideband Signals," RU Patent 2715007, Feb. 21, 2020. (In Russ.).
- [6] Izmesteva E. A., "Modeling a UWB System in the Simulink," *Herald of SPbSUT*, no. 1, pp. 1–14, 2023. (In Russ.).
- [7] A. V. Nikonov and G. V. Nikonova, "Generation of Ultra Wideband Signals with Regulated Waveform," *Scientific Instrumentation*, vol. 23, no. 3, pp. 105–113, 2013. (In Russ.).
- [8] E. E. Tyrtysnikov, *Matrix Analysis and Linear Algebra*, Moscow : Fizmatlit Publ., 2007. (In Russ.).
- [9] D. M. Pozar, Y.-W. Kang, D. H. Schaubert, and R. E. McIntosh, "Optimization of the Transient Radiation from a Dipole Array," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. AP-33, no. 1, pp. 69–75, 1985.
- [10] M. Ciattaglia and G. Marrocco, "Time Domain Synthesis of Pulsed Arrays," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, no. 7, pp. 1928–1938, 2008.

Information about the authors

Anastasia S. Velichkina, postgraduate student of the Department of Electronics, Faculty of Physics, Voronezh State University, Voronezh, Russian Federation.

Grigory K. Uskov, doctor of Physical and Mathematical Sciences, Professor, Head of the Department of Electronics, Faculty of Physics, Voronezh State University, Head of the Advanced Engineering School "Russian Electronics, Infocommunications and Radio Communications" of Voronezh State University, Voronezh, Russian Federation.

Фотоприемник на основе нанопроводов антимонида индия

^{1,2} Обухов И. А., ³ Обухов И. И., ⁴ Чаусов Д. Н.

¹*Научно-производственное предприятие «Радиотехника»
ул. акад. Челомея, д. 3, к. 2, г. Москва, 117630, Российская Федерация*

²*Филиал РТУ МИРЭА в г. Фрязино
ул. Вокзальная, д. 2, лит. А, г. Фрязино Моск. обл., 141190, Российская Федерация
ia@npprt.ru*

³*МГУ им. М. В. Ломоносова, Физический факультет
Ленинские горы, д. 1, стр. 2, Москва, 119991, Российская Федерация
ilio002@mail.ru*

⁴*Институт общей физики им. А. М. Прохорова РАН
ул. Вавилова, д. 38, г. Москва, 119991, Российская Федерация
d.chausov@yandex.ru*

Получено: 15 июня 2026 г.

Отрецензировано: 22 июня 2026 г.

Принято к публикации: 22 июня 2026 г.

Аннотация: Показано, что на основе полупроводниковых нанопроводов могут быть созданы фотоприемники с длинноволновой границей детектирования в миллиметровом диапазоне. Предложена конструкция фотоприемника на основе массива нанопроводов антимонида индия в пористой матрице анодного оксида алюминия. Дана оценка вольт-ваттной и ампер-ваттной чувствительности прибора.

Ключевые слова: нанопровод, фотоприемник, антимонид индия (InSb), анодный оксид алюминия, пористая матрица.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Обухов И. А., Обухов И. И., Чаусов Д. Н. Фотоприемник на основе нанопроводов антимонида индия // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2026. Т. 9, № 6. С. 1184—1209.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Обухов, И. А. Фотоприемник на основе нанопроводов антимонида индия / И. А. Обухов, И. И. Обухов, Д. Н. Чаусов // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. — 2026. — Т. 9, № 6. — С. 1184—1209.

1. Введение

Электрические и оптические характеристики твердотельных структур с пониженной квантовой размерностью [1] отличаются от характеристик объемных материалов [2—4]. Двумерные (2D), одномерные (1D) и нульмерные (0D) квантовые структуры нашли широкое применение в электронике, оптоэлектронике, оптике и фотонике [4, 5]. Они используются и для расширения рабочих диапазонов устройств, предназначенных для приема и генерации электромагнитных волн [4—9].

В нанопроводе (1D-структура) эффективная ширина запрещенной зоны E_g^{eff} определяется выражением

$$E_g^{eff} = E_g^{3D} + E_{1n} + E_{1p}, \quad (1)$$

где E_g^{3D} — ширина запрещенной зоны в объемном материале (3D — материале), $E_{1n,p}$ — нижние уровни размерного квантования энергии для электронов и дырок.

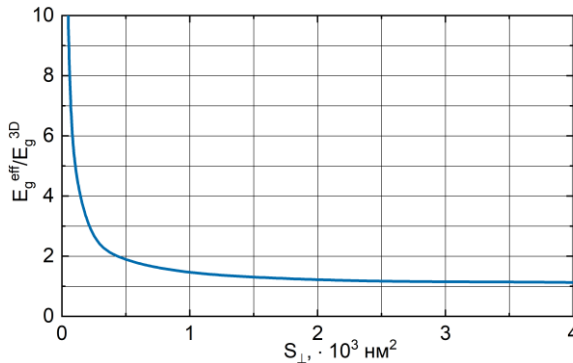


Рис. 1. Зависимость эффективной ширины запрещенной зоны E_g^{eff} нанопровода из антимионид индия от площади его поперечного сечения $S_{\perp}$.

Fig. 1. Dependence of indium antimonide nanowire effective band gap E_g^{eff} from its cross sectional area $S_{\perp}$

Величины E_{1n} и E_{1p} и, как следствие, E_g^{eff} зависят от площади поперечного сечения $S_{\perp}$ нанопровода [10]. На рис. 1 представлена зависимость E_g^{eff} от $S_{\perp}$ для нанопровода квадратного сечения из антимионид индия, рассчитанная в приближении эффективных масс квазичастиц и в предположении бесконечно глубоких потенциальных ям для электронов и дырок в поперечных направлениях. Видно, что при

$$S_{\perp} < S_b = (\pi\hbar)^2/m^*E_g^{3D} \approx 362 \text{ нм}^2 \quad (2)$$

величина E_g^{eff} начинает быстро возрастать и может многократно превысить E_g^{3D} , равную при комнатной температуре примерно 0,165 эВ. Для нанопровода с диаметром в 5 нм расчетная величина E_g^{eff} достигает 19,5 эВ. В выражении (2), $\hbar$ — приведенная постоянная Планка,

$$m^* = \frac{m_n m_p}{m_n + m_p}, \quad (3)$$

$m_{n,p}$ — эффективные массы электронов и дырок.

Эти простые оценки показывают, что, используя в качестве фоточувствительного элемента непосредственно нанопровод *InSb*, можно за счет собственного фотоэффекта построить фотоприемники на длины волн порядка единиц микрометров и меньше. Однако на нанопроводах из *InSb* могут быть созданы фотоприемники и для более длинноволновых диапазонов, начиная от 7,5 мкм (частота 40 ТГц) и вплоть до миллиметров (до частот в 300 ГГц и меньше). Для этого в настоящей статье предлагается использовать электронные переходы между состояниями в областях контактов различных материалов с нанопроводами.

Хорошо известно, что вблизи границ различных твердотельных структур могут формироваться потенциальные барьеры и ямы [4, 5]. Эти свойства приграничных областей широко используются для создания электронных приборов, а также для детектирования электромагнитного излучения. Например, на основе структур с барьерами Шоттки и Мотта создаются неохлаждаемые детекторы микроволнового излучения высокой чувствительности [11—14]. Диапазон детектируемого излучения в таких приборах существенно зависит от параметров потенциальных барьеров и возможности этими параметрами управлять [13].

2. Потенциальный рельеф для электронов в полупроводниковой структуре с контактами

На рис. 2 показаны два типа потенциальных рельефов $U(x)$ для электронов и их энергии Ферми E_F при нулевых приложенных напряжениях, в структурах, которые представляют собой однородную область полупроводника, помещенную между двумя контактами.

Первый потенциал (рис. 2 а) соответствует пленке собственного антимонида индия толщиной 1 мкм (3D-структура) с контактами из Ti/Au [15]. На границах полупроводника и металла образуются барьеры Шоттки с высотой

$$U_b = \max(U) - E_F, \quad (4)$$

примерно 36 мэВ. В случае 3D-полупроводника величину U_b можно регулировать, изменяя материал контакта, технологию его изготовления и уровень легирования полупроводника [12—14].

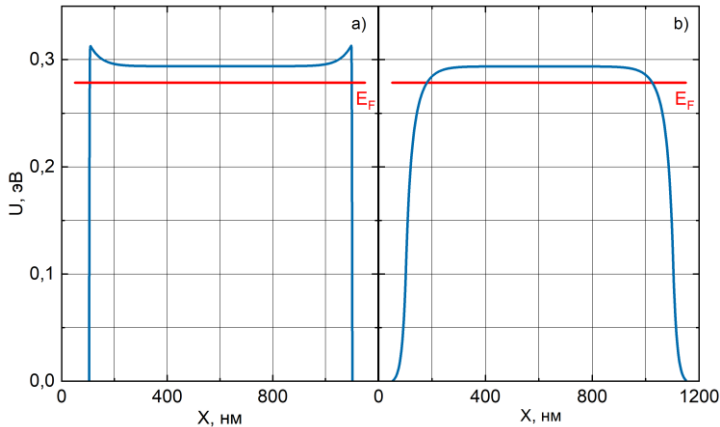


Рис. 2. Потенциальные рельефы для электронов при нулевом напряжении в собственном 3D InSb с контактами из: а — Ti/Au; б — n^+ — InSb.

Fig. 2. Potential relief for electrons under zero voltage in own 3D InSb with different contacts: а — Ti/Au; б — n^+ — InSb

Если между металлическими контактами разместить не 3D-InSb а нанопровод из антимонида индия, то высота барьера Шоттки будет зависеть от его поперечных размеров. На рис. 3 представлены потенциальные рельефы для случаев 3D-InSb (тот же, что и на рис. 2а) и нанопроводов с площадями сечения $S_{\perp 1} = 6\,360\text{ нм}^2$, $S_{\perp 2} = 2\,830\text{ нм}^2$ и $S_{\perp 3} = 706\text{ нм}^2$, длиной 1 мкм и контактами из Ti/Au. Также показаны энергии Ферми электронов, которые для всех структур очень мало отличаются. Напротив, потенциалы различаются не только высотой барьера, но и формой. Чем меньше площадь поперечного сечения, тем выше потенциальный барьер. Это связано не только с ростом энергии E_{1n} и соответствующим изменением эффективной энергии дна зоны проводимости

$$E_c^{eff} = E_c^{3D} + E_{1n}, \quad (5)$$

но и со снижением концентрации электронов при уменьшении $S_{\perp}$. В формуле (5) величина E_c^{3D} — энергия дна зоны проводимости в 3D-материале. В показанных на рис. 3 случаях энергии E_{1n} равны: 0 мэВ, 9,12 мэВ, 20,5 мэВ и 82,1 мэВ (кривые 1, 2, 3, 4, соответственно), а концентрации электронов в антимониде индия: $1,7 \cdot 10^{16}\text{ см}^{-3}$, $1,2 \cdot 10^{16}\text{ см}^{-3}$, $7,5 \cdot 10^{15}\text{ см}^{-3}$ и $6,6 \cdot 10^{14}\text{ см}^{-3}$. Именно уменьшение концентрации электронов в нанопроводе приводит к изменению формы потенциального рельефа.

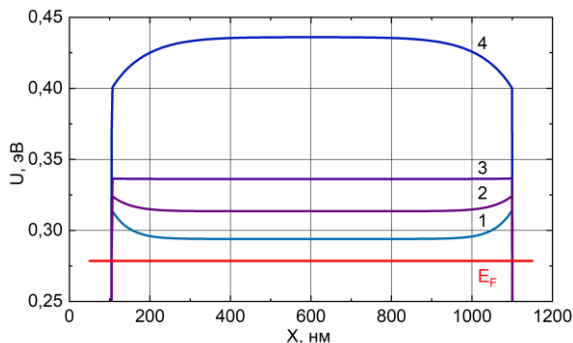


Рис. 3. Потенциальные рельефы для электронов при нулевом напряжении в структурах: 1 — 3D-InSb; 2 — 1D-InSb, $S_{\perp} = 6\,360\text{ нм}^2$; 3 — 1D-InSb, $S_{\perp} = 2\,830\text{ нм}^2$ и 4 — 1D-InSb, $S_{\perp} = 706\text{ нм}^2$ с контактами из Ti/Au.

Fig. 3. Potential relief for electrons under zero voltage in the structures: 1 – 3D-InSb; 2 – 1D-InSb, $S_{\perp} = 6\,360\text{ нм}^2$; 3 – 1D-InSb, $S_{\perp} = 2\,830\text{ нм}^2$ and 4 – 1D-InSb, $S_{\perp} = 706\text{ нм}^2$ with Ti/Au contacts

Если в качестве контактов использовать $n^+ \text{InSb}$, то форма потенциальных барьеров вблизи них изменяется, как показано на рис. 2 б, и соответствует невыпрямляющим контактам [5]. Высота потенциального барьера U_b в этом случае зависит от уровня легирования контакта N не монотонно (см. рис. 4), и составляет примерно 15,2 мэВ при $N = 10^{18}\text{ см}^{-3}$. Изменяя N , можно регулировать высоту потенциального барьера при нулевых приложенных напряжениях в пределах десятых долей мэВ.

Также, как и в случае контактов Шоттки, при замене 3D-InSb нанопроводом высота барьера невыпрямляющего контакта изменяется и возрастает с уменьшением площади сечения нанопровода $S_{\perp}$, как показано на рис. 5. Форма барьера не изменяется. Очень незначительно в пределах сотых долей мэВ изменяется энергия Ферми. Причины такого поведения те же, что и для барьеров Шоттки.

Из результатов расчетов, представленных на рисунках, следует, что как в случае контакта Шоттки, так и в случае невыпрямляющего контакта к нанопроводу высоту потенциального барьера для электронов можно увеличивать в широких пределах, уменьшая площадь его поперечного сечения $S_{\perp}$. Зависимость U_b при нулевых смещениях от $S_{\perp}$ монотонна, что позволяет получить для U_b любое значение, превышающее U_{b3D} — высоту барьера для случая 3D-полупроводника.

Для обоих типов контактов при поглощении фотонов в их окрестности возможны переходы электронов из состояний с энергией меньшей энергии Ферми в состояния с энергией $E > E_F$. Если E не меньше некото-

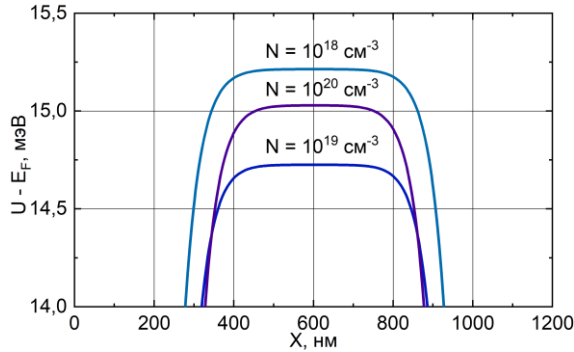


Рис. 4. Высота потенциального барьера для электронов $U - E_F$ для случая, показанного на рис. 2 б, при различных уровнях легирования контактов N .

Fig. 4. The height of the potential barrier for electrons $U - E_F$ for the case shown in Fig. 2 b, at different levels of contacts doping N

рого порогового значения E_b , для которого коэффициент прохождения через потенциальный рельеф структуры отличен от нуля, то образовавшиеся в результате фотоэффекта электроны могут перемещаться из приконтактных областей вглубь полупроводника, создавая фототок. Пороговая частота и длинноволновая граница таких переходов даются простыми соотношениями

$$f_b = \frac{E_b - E_F}{h}, \quad \lambda_b = \frac{c \cdot h}{E_b - E_F}, \quad (6)$$

где h — постоянная Планка, c — скорость света в вакууме.

Для невыпрямляющих контактов и для туннельно-непрозрачных контактов Шоттки можно считать, что $E_b \approx \max(U)$ и

$$f_b \approx \frac{U_b}{h}, \quad \lambda_b \approx \frac{ch}{U_b}. \quad (7)$$

Поэтому, чтобы иметь возможность детектировать электромагнитные волны максимальной длины, желательно спроектировать структуру, для которой при нулевых смещениях величина U_{b3D} была бы нулевой или даже отрицательной. Тогда, в идеальном случае, для U_b и, соответственно, для λ_b можно было бы получать любые требуемые значения, заменяя 3D-полупроводник нанопроводом нужного поперечного сечения.

Проведенные расчеты показывают, что добиться значений $U_{b3D} \leq 0$ для любого типа контактов, изменяя концентрации электронов в них и в нанопроводе не удастся. Однако потенциальный рельеф в структуре зависит не только от поперечных размеров, но и от длины L ее части, расположенной между контактами.

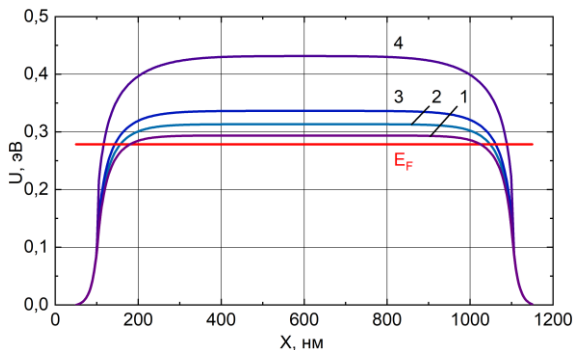


Рис. 5. Потенциальные рельефы для электронов при нулевых смещениях в структурах длиной 1000 нм: 1 — 3D-InSb; 2 — 1D-InSb, $S_{\perp} = 6360 \text{ нм}^2$; 3 — 1D-InSb, $S_{\perp} = 2830 \text{ нм}^2$ и 4 — 1D-InSb, $S_{\perp} = 706 \text{ нм}^2$ с контактами из n^+ -InSb.

Fig. 5. Potential relief for electrons under zero voltage in the structures with length 1000 nm:

1 — 3D-InSb; 2 — 1D-InSb, $S_{\perp} = 6360 \text{ нм}^2$; 3 — 1D-InSb, $S_{\perp} = 2830 \text{ нм}^2$ and 4 — 1D-InSb, $S_{\perp} = 706 \text{ нм}^2$ with n^+ -InSb contacts

На рис. 6 показаны потенциалы для электронов в 3D-InSb структурах разной длины с контактами из n^+ -InSb при нулевых смещениях, а на рис. 7 — зависимость высоты потенциального барьера U_{b3D} от длины L . Видно, что U_{b3D} монотонно убывает с уменьшением L , проходит через нуль при $L \approx 200 \text{ нм}$, и далее оказывается отрицательной.

Потенциальные рельефы для электронов в 3D-InSb структурах с длинами 500 нм и 100 нм и контактами из Ti/Au представлены на рис. 8. Они аналогичны рельефу, изображенному на рис. 2 а. Понижения барьера Шоттки с уменьшением длины полупроводника, не происходит.

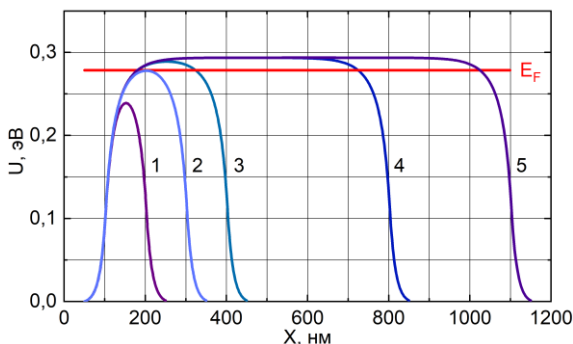


Рис. 6. Потенциальные рельефы для электронов при нулевых смещениях в структурах из 3D-InSb с длиной L : 1 — 100 нм; 2 — 200 нм; 3 — 300 нм; 4 — 700 нм; 5 — 1000 нм и контактами из n^+ -InSb.

Fig. 6. Potential relief for electrons under zero voltage in the 3D-InSb structures with lengths L : 1 — 100 nm; 2 — 200 nm; 3 — 300 nm; 4 — 700 nm; 5 — 1000 nm and n^+ -InSb contacts

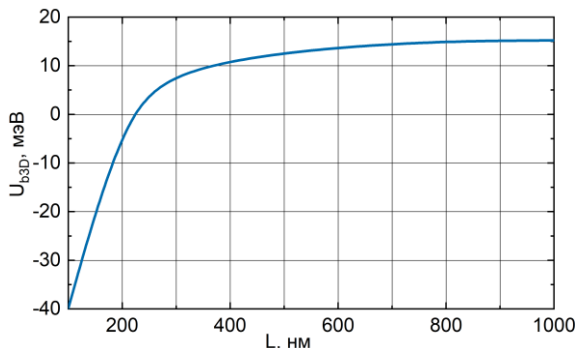


Рис. 7. Зависимость высоты потенциального барьера от длины для 3D-InSb структуры с контактами из n^+ -InSb.

Fig. 7. Dependence of potential barrier height from length for the 3D-InSb structure with n^+ -InSb contacts

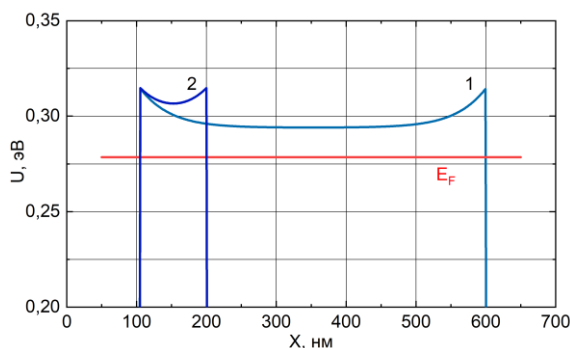


Рис. 8. Потенциальные рельефы для электронов при нулевых смещениях в структурах из 3D-InSb с длиной L : 1 — 500 нм и 2 — 100 нм и контактами из Ti/Au.

Fig. 8. Potential relief for electrons under zero voltage in the 3D-InSb structures with lengths L : 1 – 500 nm and 2 – 100 nm and Ti/Au contacts

Качественно различное поведение потенциалов в структурах, различающихся только типом контактов, обусловлено способом их формирования. В случае контактов из того же полупроводника, но с большим уровнем легирования, потенциальный рельеф является полностью электростатическим. Длина Дебая в собственном InSb около 40 нм и пограничные эффекты начинают существенно влиять на потенциал уже при характерных размерах, превышающих эту величину на порядок [16]. В случае металлических контактов потенциал определяется, в первую очередь, различиями зонной структуры металла и полупроводника, а электростатические эффекты играют роль поправок.

3. Нанопровод с невыпрямляющими контактами

Из представленных результатов следует, что для создания фотоприемников с максимально широким диапазоном детектируемых длин электромагнитных волн более всего подходят структуры из коротких нанопроводов антимонида индия с контактами, сформированными из того же полупроводника, но с большим уровнем легирования. Они во многом аналогичны фотоприемникам, работающим на основе явления внутренней фотоэмиссии (*HIWIP — homojunction interfacial workfunction internal photoemission*) [5, 17, 18].

На рис. 9 показаны потенциальные рельефы приборов с невыпрямляющими контактами при нулевом смещении с длиной нанопроводов 200 нм и площадями поперечных сечений 6 360 нм², 2 830 нм² и 706 нм². На рис. 10 представлены зависимости предельных частот детектирования f_b от характерного поперечного размера

$$d = 2\sqrt{\frac{S_{\perp}}{\pi}} \quad (8)$$

для нанопроводов различной длины. Видно, что, изменяя L и d (или $S_{\perp}$), можно получить любую требуемую величину U_b и, следовательно, частоту f_b и длину волны λ_b .

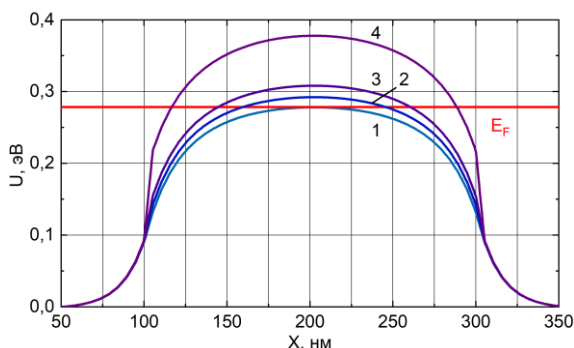


Рис. 9. Потенциальные рельефы для электронов при нулевых смещениях в структурах длиной 200 нм: 1 — 3D-*InSb*; 2 — 1D-*InSb*, $S_{\perp} = 6\,360\text{ нм}^2$; 3 — 1D-*InSb*, $S_{\perp} = 2\,830\text{ нм}^2$ и 4 — 1D-*InSb*, $S_{\perp} = 706\text{ нм}^2$ с контактами из $n^+ - \text{InSb}$.

Fig. 9. Potential relief for electrons under condition of zero voltage in the structures with length 200 nm: 1 — 3D-*InSb*; 2 — 1D-*InSb*, $S_{\perp} = 6\,360\text{ nm}^2$; 3 — 1D-*InSb*, $S_{\perp} = 2\,830\text{ nm}^2$ and 4 — 1D-*InSb*, $S_{\perp} = 706\text{ nm}^2$ with $n^+ - \text{InSb}$ contacts

Длинноволновую границу детектирования в рассматриваемой конструкции можно регулировать при помощи приложенного напряжения. На

рис. 11 показаны потенциальные рельефы и энергии Ферми электронов для случая $L = 200$ нм и $d = 60$ нм при разности потенциалов между левой и правой контактными областями $V = 0$ мВ и $V = 56$ мВ. Высота потенциального барьера снижается с 30 мэВ до 9 мэВ, что соответствует понижению f_b с 7,1 ТГц до 2,2 ТГц.

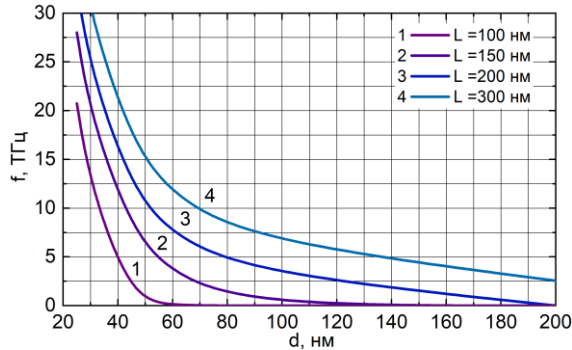


Рис. 10. Зависимость граничной частоты детектирования от характерного поперечного размера нанопровода из антимонида индия с $n^+ - InSb$ контактами и длиной L : 1 — 100 нм, 2 — 150 нм, 3 — 200 нм и 4 — 300 нм при нулевом смещении.

Fig. 10. Dependence of detection boundary frequency from characteristic cross size of indium antimonide nanowire with $n^+ - InSb$ contacts and lengths L : 1 – 100 nm, 2 – 150 nm, 3 – 200 nm and 4 – 300 nm under condition of zero voltage

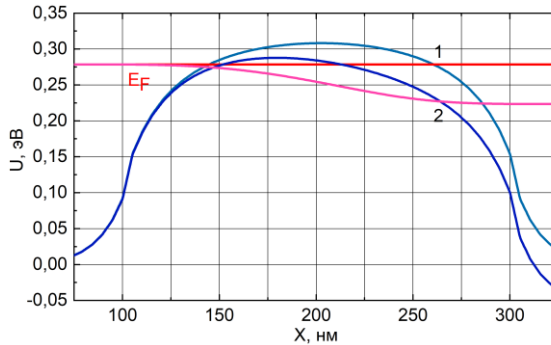


Рис. 11. Потенциальные рельефы и энергии Ферми для электронов в структуре с $L = 200$ нм и $d = 60$ нм при смещениях: 1 — 0 мВ и 2 — 56 мВ.

Fig. 11. Potential reliefs and Fermi energies in the structure with $L = 200$ nm и $d = 60$ nm under conditions of bias voltage: 1 – 0 mV and 2 – 56 mV

Дальнейшее повышение приложенного напряжения еще больше снижает высоту потенциального барьера и приводит к его исчезновению при $V = V_b \approx 70$ мВ. На рис. 12 представлены кривые, описывающие за-

висимость коэффициента прохождения электронов через структуру как функцию разности их энергии E и энергии Ферми в левом контакте E_{FL} . Они наглядно демонстрируют понижение граничной энергии E_b и, следовательно, частоты детектирования f_b с ростом V , а также исчезновение потенциального барьера для электронов с энергией большей или равной E_{FL} , когда $V \geq V_b$. Селективные свойства рассматриваемого детектора при $V \geq V_b$ пропадают, и фототок вызывает поглощение электронами проводимости фотонов любой энергии.

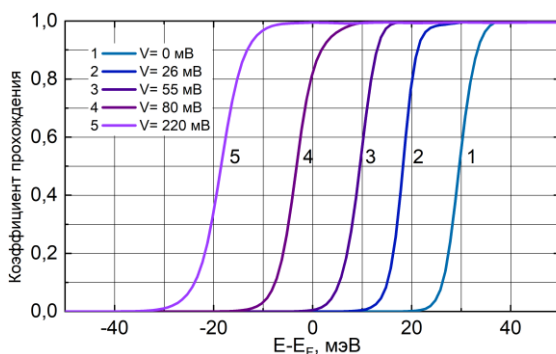


Рис. 12. Коэффициент прохождения электронов через структуру при различных напряжениях: 1 — 0 мВ, 2 — 26 мВ, 3 — 55 мВ, 4 — 80 мВ, 5 — 220 мВ.

Fig. 12. Electron transition coefficient through the structure under conditions of different bias voltage: 1 — 0 mV, 2 — 26 mV, 3 — 55 mV, 4 — 80 mV, 5 — 220 mV

Используя многокомпонентную модель переноса заряда в квантовых полупроводниковых приборах [19] и приближенные формулы, полученные в книге [20], для вольтамперной характеристики (ВАХ) рассматриваемой структуры найдем

$$V \approx V_0(j_0) + V_{sh}, \quad (9)$$

где $V_0(j_0)$ — зависимость напряжения V_0 от плотности тока j_0 без учета фотоэффекта;

$$V_{sh} \approx \left(\frac{\pi\eta}{2n_{cl}L_{cl}S_{\perp}} \right) \left(\frac{W}{ef} \right) \quad (10)$$

— сдвиг ВАХ, вызванный поглощением потока фотонов мощности W с частотой f в левой контактной области длиной L_{cl} с концентрацией электронов n_{cl} , η — квантовый выход фотоэффекта, e — элементарный заряд.

Для структуры с $L = 200$ нм и $d = 60$ нм при нулевом смещении граничная частота $f_b \approx 7,1$ ТГц. При мощности падающего потока в 1 мкВт, считая квантовый выход близким к единице, из выражения (10) получим $V_{sh} \sim 2$ мВ. На рис. 13 представлено семейство ВАХ такой структу-

ры при разных мощностях падающего потока фотонов на частоте f_b . Физической причиной возникновения фото-ЭДС в данном случае является распределение электрического поля в областях вблизи контактов (см. рис. 14), которое выталкивает фотоэлектроны из нанопровода.

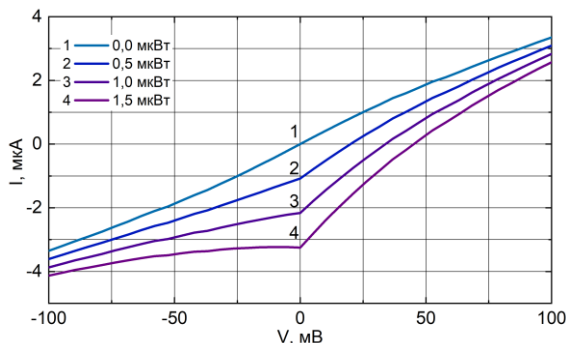


Рис. 13. ВАХ структуры с $L = 200$ нм и $d = 60$ нм при освещении левого контакта потоком фотонов с частотой 7,1 ТГц и мощностью:
 1 — 0 мкВт, 2 — 0,5 мкВт, 3 — 1 мкВт и 4 — 1,5 мкВт.

Fig. 13. CVC of the structure with $L = 200$ nm and $d = 60$ nm under conditions of left contact elimination by photon flow with frequency 7,1 THz and power:
 1 – 0 μ W, 2 – 0,5 μ W, 3 – 1 μ W и 4 – 1,5 μ W

Расчетное сопротивление структуры оказывается довольно низким, порядка 25 кОм. Это связано и с малой длиной, и с предполагаемой высокой подвижностью электронов в нанопроводе ($19\,500\text{ см}^2\text{В}^{-1}\text{с}^{-1}$). Отметим, что отдельно рассчитанный вклад так называемого баллистического транспорта составляет примерно 45 % от полной плотности тока при смещениях до 0,1 В и убывает до 36 % при смещении в 0,5 В.

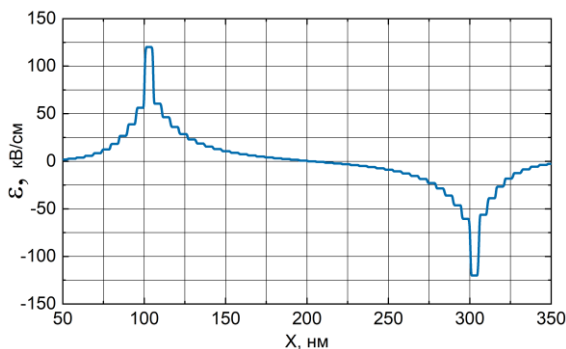


Рис. 14. Электрическое поле E в структуре с $L = 200$ нм и $d = 60$ нм при нулевом смещении.

Fig. 14. Electric field E in the structure with $L = 200$ nm and $d = 60$ nm under condition of zero voltage

Соотношение (10) позволяет найти приближенное выражение для вольт-ваттной чувствительности структуры

$$S_V \approx \frac{V_{sh}}{W} = \frac{\pi\eta}{2efn_{cl}L_{cl}S_{\perp}}. \quad (11)$$

При нулевом смещении она оказывается порядка 2 мВ/мкВт. Для ампер-ваттной чувствительности получим 90 нА/мкВт. Приведенные цифры являются лишь грубой оценкой возможностей рассматриваемого фотоприемника. Реальные характеристики существенно зависят от свойств нанопроводов и контактов, которые во многом определяются технологией их формирования.

4. Технологии формирования фотоприемника на основе нанопроводов

Возможность применения контактных явлений на границе нанопровода для фотоэлектрического преобразования энергии была продемонстрирована в работе [21]. Расчеты и измерения проводились для углеродных нанотрубок, выращенных в регулярных порах матриц анодного оксида алюминия (АОА), с алюминиевыми контактами [22].

В статьях [23, 24] было предложено использовать в качестве фотоприемника массив вертикально ориентированных нанопроводов из антимонида индия, сформированных при помощи электрохимического осаждения в регулярных порах матриц АОА. Примерная конструкция такого прибора, учитывающая полученные в настоящей работе результаты, представлена на рис. 15.

Диаметры и глубины пор в АОА и, следовательно, диаметры и длины нанопроводов могут регулироваться путем изменения технологических режимов. Экспериментально получены образцы матриц толщиной (высотой) от 500 нм до 50 000 нм с диаметрами пор от 30 нм до 100 нм и более. На рис. 16 показаны сделанные в лаборатории криоэлектроники физического факультета МГУ им. М. В. Ломоносова снимки матриц АОА и структур с нанопроводами *InSb* в таких матрицах, сформированных в лаборатории нанотехнологий БГУИР (г. Минск).

Из результатов рентгеноспектрального анализа, представленных в работе [23], следует что нанопровода *InSb* в пористых матрицах АОА оказываются, как правило, поликристаллическими. Тем не менее, их электрические характеристики, как показано в [25], существенно лучше характеристик планарных нанопроводов, выращенных на подложке [26] либо помещенных на подложку [27]. Согласно результатам статей [27, 28] в матрицах АОА могут быть сформированы и монокристаллические нанопровода антимонида индия.

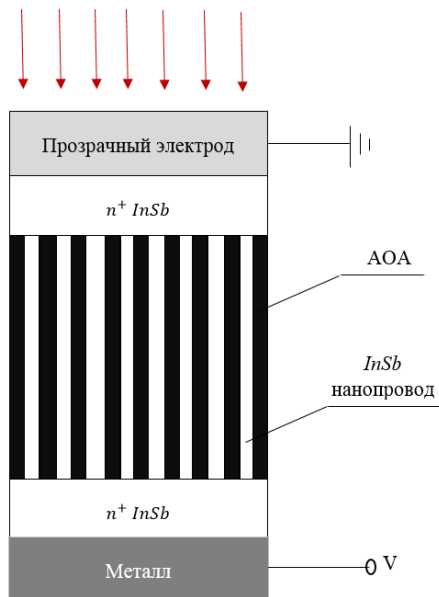


Рис. 15. Конструкция фотоприемника на основе массива нанопроводов антимонида индия, сформированного в порах матрицы анодного оксида алюминия.

Fig. 15. Design of photodetector based on indium antimonide nanowires array formed in pores of anodic alumina oxide matrix

В конструкции, показанной на рис. 15, нанопровода соединены параллельно контактными площадками сверху и снизу матрицы АОА. Это позволяет многократно снизить сопротивление структуры. При диаметре нанопроводов около 60 нм под контактом площадью в 1 см² их будет находиться несколько миллионов (см. рис. 16). В результате, при той же вольт-ваттной чувствительности следует ожидать роста ампер-ваттной чувствительности на девять порядков, что составляет, согласно сделанным оценкам, сотни А/мкВт.

Для экспериментальной реализации предлагаемых в настоящей статье фотоприемников необходимо решить три ключевые технологические задачи:

- 1) формирования регулярных пористых матриц АОА толщиной от 100 нм с диаметром пор от 30 нм до 100 нм на подложках из $n^+ \text{InSb}$;
- 2) формирования контактов из $n^+ \text{InSb}$ к нанопроводам в матрице АОА;
- 3) формирования прозрачных в нужном диапазоне длин волн омических контактов к $n^+ \text{InSb}$.

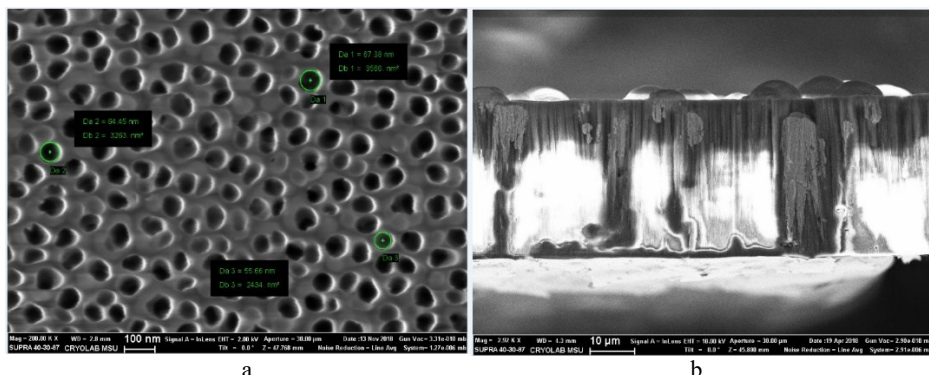


Рис. 16. Поры в матрице АОА (а), нанопровода антимонида индия (белые и серые) в матрице АОА толщиной 35 380 нм с диаметром пор примерно 125 нм (б).

Fig. 16. Pores in matrix of anodic alumina oxide (a), Indium antimonide nanowires (white and grey) in matrix of anodic alumina oxide with wight 35 380 nm and pores diameters approximately 125 nm (b)

Основой для синтеза упорядоченных массивов нанопроводов является высококачественная пористая матрица анодного оксида алюминия. В обзорной статье Ли и Парк [29] обобщены фундаментальные принципы и практические подходы к получению пористого оксида алюминия, включая влияние состава электролита, приложенного потенциала, температуры и предварительной обработки поверхности на морфологию пор и степень их упорядоченности. Предложенная в этом обзоре методика синтеза, основанная на результатах многочисленных исследований — в том числе классических работ Масуда и Фукуда [30, 31] и Сулька [32], позволяет воспроизводимо получать АОА-пленки с контролируруемыми геометрическими параметрами при соблюдении строгих условий проведения процесса.

Методика начинается с тщательной подготовки алюминиевой подложки высокой чистоты (обычно 99,999 % Al), поскольку наличие примесей или дефектов кристаллической структуры нарушает процесс самоорганизации пор. Подложка подвергается механической полировке, за которой обязательно следует электрохимическая полировка в смеси перхлорной кислоты и этанола (обычно в соотношении 1:4 по объему) при температуре 0 °C и постоянном напряжении 20 В в течение 2—5 минут. Эта стадия критически важна: она обеспечивает зеркально гладкую, дефектосвободную поверхность, необходимую для формирования упорядоченной гексагональной решетки пор. После полировки образец тщательно промывается дистиллированной водой и высушивается инертным газом.

Анодирование проводится в трехэлектродной электрохимической ячейке, где алюминиевая пластина служит рабочим электродом, инертный

материал (свинец или платина) — вспомогательным (противоэлектродом), а в качестве электрода сравнения используется электрод Ag/AgCl. Согласно [29], для получения пористых пленок наиболее подходящими являются водные растворы кислот: серная (H_2SO_4 , 0,1—0,3 М), оксальная ($\text{H}_2\text{C}_2\text{O}_4$, 0,3 М) или фосфорная (H_3PO_4 , 0,3 М). Выбор кислоты определяет не только скорость роста оксидной пленки, но и характерную геометрию пор. При этом авторы подчеркивают, что «ключевым фактором контроля морфологии является приложенное напряжение», а не плотность тока. Межпоровое расстояние демонстрирует линейную зависимость от напряжения, и для каждого электролита характерен собственный коэффициент пропорциональности: приблизительно 2,0—2,3 нм/В для серной кислоты, 2,5 нм/В для оксальной и 2,7—2,8 нм/В для фосфорной. Диаметр пор, в свою очередь, составляет от 30 % до 50 % от межпорового расстояния и также растет пропорционально с увеличением напряжения.

Температура электролита должна быть строго контролируемой и поддерживаться в диапазоне от 0 до 10°C (чаще всего при 2—5°C). Это необходимо для баланса между двумя конкурирующими процессами: электрохимическим образованием барьерного слоя оксида алюминия и его химическим растворением кислотой. При более высоких температурах скорость растворения резко возрастает, что приводит к разрушению пористой структуры и получению неоднородной, «губчатой» пленки. При низких температурах достигается стационарное состояние, при котором рост оксида и его локальное растворение устанавливают динамическое равновесие, формируя устойчивые цилиндрические поры.

Для получения высокой степени упорядоченности пор рекомендует-ся использовать двухступенчатое анодирование. На первой ступени проводится длительное анодирование (от нескольких часов до суток) при постоянном напряжении, в результате чего формируется пористая пленка с ограниченной упорядоченностью у поверхности, но с хорошо организованной структурой у границы с металлическим алюминием. Затем эта первая пленка полностью удаляется химическим травлением, например, в смеси фосфорной и хромовой кислот (6 % H_3PO_4 + 1,8 % CrO_3 при 60°C), что обнажает на поверхности алюминия гексагонально упорядоченный рельеф в виде углублений — «следов» пор от первой ступени. При повторном анодировании в тех же условиях поры на второй ступени растут точно из этих углублений, что приводит к формированию пленки с высокой степенью дальнего порядка. Ли и Парк отмечают, что этот метод является наиболее эффективным способом получения упорядоченных АОА-мембран на площадях до нескольких квадратных сантиметров.

После завершения анодирования пленка может быть подвергнута дополнительной обработке. Например, для получения сквозных пор удаляют остаточный барьерный слой на дне пор путем легкого химического травления в разбавленной (5 %) фосфорной кислоте при 30°C. Этот шаг особенно важен, если АОА используется в качестве шаблона для синтеза нанопроводов, о которых шла речь выше в настоящей работе.

Успех синтеза качественного пористого оксида алюминия определяется не только химическим составом электролита, но и комплексом факторов: высокой чистотой и гладкостью исходного алюминия, строгим термостатированием, контролем потенциала (а не тока), а также применением двухступенчатого процесса для достижения упорядоченности.

В то же время при решении задач микро- и наноструктурирования других материалов, таких как кремний, применяются принципиально иные методы. Так, в работе Руденко [33] представлен анализ существующих и перспективных технологий глубокого травления кремния для формирования микроструктур интерпозеров с акцентом на повышение надежности межсоединений в условиях термоциклирования. Показаны преимущества криогенной плазмохимической технологии, позволяющей изготавливать сквозные каналы глубиной до 120 мкм и диаметром 4—12 мкм с контролируемым наклоном стенок и шероховатостью менее 10 нм. Однако такой подход применим в основном для травления кремния и не может быть напрямую перенесен на алюминий или его оксиды. Это подчеркивает то, что выбор метода формирования пористых структур в качестве шаблона для синтеза нанопроводов должен определяться не только технологической совместимостью, но и стратегическими требованиями к конечному устройству. В частности, если в качестве основы использовать кремний вместо алюминия, можно не только достичь большей глубины и лучшего контроля над геометрией микроструктур, но и обеспечить прямую интеграцию с кремниевой микроэлектроникой, совместимость с *CMOS*-процессами и повышенную термомеханическую стабильность. Переход от АОА-платформы к кремниевой — это не просто замена материала: он открывает путь к более надежным, масштабируемым и функционально насыщенным решениям, особенно в приложениях, связанных с ИК- и терагерцовой спектроскопией.

После формирования АОА-матрицы в ее поры методом электрохимического осаждения вводится InSb. Электрохимическое осаждение InSb внутри пор АОА представляет собой процесс контролируемого синтеза полупроводниковых нанопроводов, основанный на совместном восстановлении ионов индия и сурьмы из водного электролита в условиях, способствующих образованию стехиометрического интерметаллида. Используется трехэлектродная ячейка с хлорсеребряным электродом сравнения,

угольным анодом и проводящей подложкой на дне пор АОА в качестве рабочего электрода (рис. 15). Электролит содержит SbCl_3 (0,1 М) и InCl_3 (0,18 М) в качестве источников металлических ионов, лимонную кислоту и цитрат калия в качестве комплексообразующих агентов, а также высокую концентрацию соляной кислоты (20 %), обеспечивающую кислую среду ($\text{pH} \approx 2$), необходимую для подавления гидролиза ионов и стабилизации комплексов. При приложении потенциала около 1,6 В (относительно Ag/AgCl) и плотности тока 20 мА/см^2 на дне пор начинается восстановление In^{3+} и Sb^{3+} . Благодаря комплексообразованию разница в стандартных потенциалах восстановления индия и сурьмы сглаживается, что позволяет достичь квазиодновременного осаждения обоих элементов. Поскольку стенки пор АОА являются диэлектрическими, рост происходит исключительно на проводящем дне пор и далее — по мере удлинения уже сформированных проводящих участков, что обеспечивает одномерный вертикальный рост нанопроводов, заполняющих поры снизу вверх. По мере продвижения фронта осаждения к устью пор диффузионные условия изменяются, а при полном заполнении пор и выходе нанопроводов на поверхность шаблона наблюдается изменение электродного сопротивления или площади активной поверхности, что проявляется в снижении потенциала до 1,53 В при сохранении постоянной плотности тока. Образующийся материал, вероятно, представляет собой нанокристаллический или аморфный InSb , поскольку осаждение проводится при комнатной температуре ($20 \pm 2^\circ \text{C}$). Такой результат получен в работе [24], где не удавалось достичь монокристаллической структуры антимонида индия, что приводит к снижению подвижности носителей заряда и ухудшению функциональных характеристик конечных устройств.

Для решения этой проблемы предлагается применить направленную перекристаллизацию антимонида непосредственно внутри уже сформированной пористой матрицы. На первой стадии осуществляется плавление InSb в порах матрицы. При наличии небольшого температурного градиента вдоль нагревателя плавление и последующая кристаллизация происходят постепенно со скоростью V , определяемой тепловым потоком от нагревателя. Эта скорость должна быть достаточно низкой, чтобы избежать перегрева расплава и обеспечить стабильный фронт кристаллизации. Прецизионный контроль скорости кристаллизации и температурного градиента позволяет подавить образование беспорядочно ориентированных дендритов. Стенки пор играют ключевую роль — они минимизируют поверхностную энергию системы и препятствуют сворачиванию расплава в капли под действием сил поверхностного натяжения, что особенно важно при масштабах, сравнимых с диаметром пор.

Скорость роста кристаллических нанонитей сильно зависит от температуры фронта кристаллизации. Жидкая фаза поддерживается при температуре, превышающей точку плавления InSb, и получает тепло преимущественно за счет теплопроводности пористой матрицы. В процессе затвердевания в фронте кристаллизации выделяется теплота плавления, причем мощность этого выделения прямо пропорциональна скорости кристаллизации.

Даже при идеальной структуре нанопроводов эффективность фотоприемника ограничена свойствами контактов. Создание эффективных прозрачных электродов, сочетающих высокую электропроводность с минимальным оптическим поглощением в инфракрасном и терагерцовом диапазонах, наталкивается на фундаментальные физические ограничения. Традиционные проводящие оксиды из-за высокой концентрации свободных носителей заряда обладают плазменной частотой, лежащей в ближнем ИК диапазоне. В результате они становятся отражающими и поглощающими для длин волн свыше 1500 нм, что резко снижает их прозрачность и делает мало пригодными для применения в широкополосных ИК- и ТГц-устройствах.

Одним из перспективных решений является использование тонкопленочных металлических структур, основанных на контролируемом осаждении серебра (Ag) вблизи перколяционного порога. Подобный технологический прием уже успешно применен при разработке промышленных отечественных *OLED* [34]. Подход к снижению перколяционного порога пленок Ag с использованием поверхностно-активного слоя описан в работе [35]. Важным преимуществом таких электродов является слабая дисперсия их оптических свойств в ИК- и ТГц-диапазонах.

Внедрение ультратонких модифицирующих слоев — таких как оксиды переходных металлов, графен или функционализированные диэлектрики — способствует контролю над работой выхода Ag и энергетическим выравниванием на границе раздела. Это, в свою очередь, обеспечивает формирование стабильного барьера Шоттки с четко выраженной вентильной характеристикой и низким током утечки. Наличие оптимизированного слоя на границе Ag/InSb не только повышает воспроизводимость электрических характеристик, но и снижает рекомбинационные потери за счет пассивации поверхностных состояний. Исследования и теоретические подходы к созданию таких перколяционных Ag-электродов с поверхностно-активными слоями для ИК- и ТГц диапазона будут подробно описаны в последующих работах.

5. Заключение

В статье теоретически показано, что, используя размерное квантование энергии электронов, можно на границе полупроводникового нанопро-

вода и контакта к нему сформировать сколь угодно малый энергетический зазор между энергией Ферми электронов в контакте и максимумом потенциала для них в нанопроводе. Это указывает на принципиальную возможность создания фотоприемника с любой заданной длинноволновой границей поглощения.

Перспективным полупроводниковым материалом для такого фотоприемника является антимионид индия, поскольку в нанопроводах из этого материала эффективная ширина запрещенной зоны изменяется в широких пределах при технологически реализуемых изменениях поперечных размеров.

Предложена конструкция фотоприемника на основе массива нанопроводов *InSb* в пористой матрице анодного оксида алюминия. Расчеты показывают, что при диаметре нанопроводов в 60 нм такой прибор может детектировать электромагнитное излучение в диапазоне от 42 мкм (7,1 ТГц) до 1 мм (300 ГГц). Расчетная вольт-ваттная чувствительность детектора порядка единиц мВ/мкВт, а ампер-ваттная — несколько сотен А/мкВт. Уровень шумов в этой статье не оценивался в связи с недостаточным объемом экспериментальных данных.

Ключевым преимуществом предложенного подхода является его технологическая реализуемость. Во-первых, методы формирования высокоупорядоченных АОА-матриц с контролируемым диаметром (30—100 нм) и глубиной пор (до 50 мкм) хорошо отработаны и воспроизводимы, в том числе на гибридных подложках, включая полупроводниковые материалы. Во-вторых, электрохимическое осаждение *InSb* позволяет заполнять поры с высокой степенью заполнения и контролировать стехиометрию состава. В-третьих, предложенная процедура направленной перекристаллизации открывает путь к получению монокристаллических нанопроводов, что критически важно для достижения высокой подвижности носителей и низкой рекомбинационной активности. Наконец, разработка прозрачных перколяционных контактов, модифицированных ультратонкими слоями для управления работой выхода и пассивации поверхностных состояний, обеспечивает совместимость с ИК- и ТГц-диапазонами, где традиционные прозрачные оксиды неприменимы.

Таким образом, все необходимые технологические компоненты — от синтеза шаблона до формирования контактов — уже находятся на уровне лабораторной реализации. Это позволяет в ближайшей перспективе перейти от теоретических оценок к экспериментальной верификации предложенной концепции и, в дальнейшем, к созданию компактных, высокочувствительных и настраиваемых фотоприемников для терагерцовой и дальней инфракрасной области спектра.

Источники финансирования и выражение признательности

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект № 26-19-00337). Авторы благодарят Г. Г. Гороха и Е. А. Смирнову за любезно предоставленные снимки структур, представленные на рис. 16.

Список литературы

1. Луцкий В. Н., Сандомирский В. Б., Огрин Ю. Ф., Лифшиц И. М., Косевич А. М. Явление осцилляций термодинамических и кинетических свойств пленок твердых тел. Государственный реестр открытий СССР. 1953. № 182.
2. Луцкий В. Н., Пинскер Т. Н. Размерное квантование. М. : Знание, 1983. 64 с.
3. Андо Т., Фаулер А, Стерн Ф. Электронные свойства двумерных систем. М. : Мир, 1985. 416 с.
4. Демиховский В.Я., Вугальтер Г.А. Физика квантовых низкоразмерных структур. М. : Логос, 2000. 248 с.
5. Лебедев А. И. Физика полупроводниковых приборов. М. : ФИЗМАТЛИТ, 2008. 488 с.
6. Soci C., Zhang A., Bao X-Y., Kim H., Lo Y., Wang D. Nanowire Photodetectors // Journal of Nanoscience and Nanotechnology. 2010. Vol. 10. P. 1430–1449.
7. Rogalski A., Hu W., Martyniuk P. Room Temperature Photon Detectors. Boca Raton, FL, USA : CRC Press, 2025. 370 p.
8. Hu W., Jariwala D. Infrared Optoelectronic Sensing Technology // IEEE Journal of the Electron Devices Society. 2025. Vol. 13. P. 1052–1059.
9. Rogalski A. α/G figure of merit for infrared photodetector materials // J. Appl. Phys. 2025. Vol. 137. P. 170701-1–170701-14.
10. Обухов И. А., Обухов И. И. Размерное квантование энергии электронов и потенциальный рельеф // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2025. Т. 8, № 2. С. 195–207.
11. Sizov F., Rogalski A. THz detectors // Prog. Quant. Electron. 2010. Vol. 34, no. 5. P. 278–347.
12. Шашкин В. И., Мурель А. В. Диагностика низкобарьерных диодов Шоттки с приповерхностным δ -легированием // ФТП. 2008. Т. 42, вып. 4. С. 500–502.
13. Шашкин В. И., Мурель А. В. Детекторы с низкобарьерными диодами Мотта для матричных систем радиовидения миллиметрового диапазона. В сб. : 23-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» — КрыМи-Ко'2013 (Севастополь, 9–13 сент. 2013 г.). 2013. С. 738–739.
14. Волков П. В., Востоков Н. В., Горюнов А. В. и др. Детекторы на основе низкобарьерных диодов Мотта и их характеристики в диапазоне 150–250 GHz // Письма в ЖТФ. 2019. Т. 45, вып. 5. С. 56–58.
15. Fan D., Kang N., Ghalamestani S. G. et al., Schottky barrier and contact resistance of InSb nanowire field effect transistors // Nanotechnology. 2016. Vol. 27, no. 27. P. 275204-1–275204-12.
16. Калачев Л. В., Крючков С. В., Обухов И. А. Асимптотический анализ решения уравнения Пуассона в полупроводниках // Математическое моделирование. 1989. Т. 1, № 9. С. 129–140.
17. Shen W. Z., Perera A. G. U., Gamage S. K. et al. A spectroscopic study of GaAs homojunction internal photoemission far infrared detectors // Infrared Physics & Technology. 1997. Vol. 38. P. 133–138.
18. Esaev D. G., Rinzan M. B. M., Matsik S. G., Perera A. G. U. et al. High performance single emitter homojunction interfacial workfunction far infrared detectors // J. Appl. Phys. 2004. Vol. 95, no. 2. P. 512–519.

19. Обухов И. А. Многокомпонентная модель переноса заряда в квантовых полупроводниковых приборах // Нано- и микросистемная техника. 2021. Т. 23, № 1. С. 24—31.
20. Obukhov I. A. Nonequilibrium Effects in One-Dimensional Quantum Devices. Saarbrücken: LAMBERT Academic Publishing, 2014. 132 p.
21. Обухов И. А. Влияние внешнего электромагнитного излучения на ВАХ квантового провода. В сб. : 20-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» — КрыМиКо'2010 (Севастополь, 13—17 сент. 2010 г.). 2010. С. 833—835.
22. Соловей Д. В., Сахарук В. Н., Горох Г. Г. Автоэмиссионные характеристики массивов углеродных нанотрубок на локализованных в порах анодного оксида алюминия металло-оксидных столбиках титана // Доклады БГУИР. 2008. Т. 5 (35). С. 42—49.
23. Горох Г. Г., Обухов И. А., Лозовенко А. А. Массивы нанопроводов из антимионид индия для перспективных термоэлектрических устройств // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. 2015. № 1. С. 3—11.
24. Обухов И. А., Горох Г. Г., Лозовенко А. А., Смирнова Е. А. Матрицы нанопроводов из антимионид индия и их применения // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2018. Т. 1, № 1. С. 78—94.
25. Божьев И. В., Горох Г. Г., Карушкин Н. Ф. и др. Электрические характеристики нанопроводов антимионид индия в пористых матрицах анодного оксида алюминия. В сб. : 28-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» — КрыМиКо'2018 (Севастополь, 9—15 сент. 2018 г.). 2018. С. 1041—1046.
26. Zhang C., Miao X., Mohseni P.K. et al. Site-Controlled VLS Growth of Planar Nanowires: Yield and Mechanism // Nano Letters. 2014. Vol. 14, no. 12. P. 6836—6841.
27. Das S. R., Delker C. J., Zakharov D., Chen Y. P., Sands T. D., Janes D. B. Room temperature device performance of electrodeposited InSb nanowire field effect transistors // Apl. Phys. Lett. 2011. Vol. 98. P. 243504-1—243504-3.
28. Zhang X., Hao Y., Meng G., Zhang L. Fabrication of highly ordered InSb nanowire arrays by electrodeposition in porous anodic alumina membranes // J. Electrochem. Soc. 2005. Vol. 152. P. 664—668.
29. Lee W., Park S. Porous Anodic Aluminum Oxide : Anodization and Templated Synthesis of Functional Nanostructures // Chemical Reviews. 2014. Vol. 114, no. 15. P. 7487—7556.
30. Hideki Masuda, Kenji Fukuda, Ordered Metal Nanohole Arrays Made by a Two-Step Replication of Honeycomb Structures of Anodic Alumina // Science. 1995, Vol. 268, no. 5216. P. 1466—1468.
31. Thompson, G., Wood, G. Porous anodic film formation on aluminium // Nature. 1981, Vol. 290. P. 230—232.
32. Sulka G. D. Highly Ordered Anodic Porous Alumina Formation by Self-Organized Anodizing. In : Nanostructured Materials in Electrochemistry / A. Eftekhari (Ed.). Wiley-VCH, 2008. P. 1—116.
33. Руденко К. В., Мяконьких А. В., Кузьменко В. О. Кремниевые технологии интерпозиров для 3D-интеграции кристаллов ИС различного функционального назначения // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии. 2025. Вып. 7. С. 147—148.
34. Chausov D. N. et al. Enhanced current efficiency in top-emitting organic light-emitting diodes using a novel Mg:Ag/Ag cathode structure // Applied Surface Science. 2025. Vol. 711. Art. 163954.
35. Парашук Н. С., Курилов А. Д., Стахарный С. А., Чаусов Д. Н. Перколяционные переходы Ag в многослойных тонкопленочных структурах на основе оксидов металлов // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии. 2025. Вып. 7. С. 156—157.

Информация об авторах

Обухов Илья Андреевич, доктор физико-математических наук, технический директор АО «НПП «Радиотехника», г. Москва, Российская Федерация; профессор филиала РТУ МИР-ЭА в г. Фрязино, Российская Федерация.

Обухов Илья Ильич, студент физического факультета МГУ им. М.В. Ломоносова, г. Москва, Российская Федерация.

Чаусов Денис Николаевич, доктор физико-математических наук, доцент, заведующий лабораторией фотоники и органической электроники Центра биофотоники, Институт общей физики им. А. М. Прохорова РАН, г. Москва, Российская Федерация.

Photodetector Based on Indium Antimonide Nanowires

I. A. Obukhov^{1,2}, I. I. Obukhov³, and D. N. Chausov⁴

¹*Scientific-Industrial Company “Radiotechnika”
3, Bldg. 2, Akademika Chelomeya St., Moscow, 117630, Russian Federation*

²*Filial RTU MIREA in Friazino,
2, Bldg. A, Vokzalnaya St., Fryazino, Moscow Region, 141190, Russian Federation
ia@npprt.ru*

³*M. V. Lomonosov Moscow State University, Physical Faculty
Moscow, Russian Federation
ilio002@mail.ru*

⁴*Institute of General Physics n. a. A. M. Prokhorov RAS
Moscow, Russian Federation
d.chausov@yandex.ru*

Received: June 15, 2026

Peer-reviewed: June 22, 2026

Accepted: June 22, 2026

Abstract: *It is shown that photodetectors with a long-wavelength detection boundary in the millimeter range can be created on the basis of semiconductor nanowires. A photodetector design based on indium antimonide nanowire arrays in a porous matrix of anodic aluminum oxide is proposed. The volt-watt and ampere-watt sensitivity of the device are estimated.*

Keywords: *nanowire, photodetector, indium antimonide (InSb), anodic alumina, porous matrix.*

For citation (IEEE): I. A. Obukhov, I. I. Obukhov, and D. N. Chausov “Photodetector Based on Indium Antimonide Nanowires,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 9, no. 6, pp. 1184–1209, 2026, doi: 10.21227/8bxs-aw09. (In Russ.).

Acknowledgements

The research was funded by the Russian Science Foundation (project No. 26-19-00337).

References

- [1] V. N. Lutsky, et al., Phenomenon of Oscillations of Thermodynamic and Kinetic Properties of Solid Films. State Register of Discoveries of the USSR. 1953. No. 182. (In Russ.).
- [2] V. N. Lutsky and T. N. Pinsker, Dimensional Quantization, Moscow: Znaniye, 1983. (In Russ.).
- [3] T. Ando, A. B. Fowler, and F. Stern, “Electronic properties of two-dimensional systems,” *Reviews of Modern Physics*, vol. 54. no. 2, pp. 437–672, 1982.

- [4] V. Ya. Demikhovskiy and G. A. Vugal'ter, *Physics of Quantum Low-Dimensional Structures*, Moscow: Logos, 2000. (In Russ.).
- [5] A. I. Lebedev, *Physics of Semiconductor Devices*, Moscow: FIZMATLIT, 2008. (In Russ.).
- [6] C. Soci, et al., "Nanowire Photodetectors," *Journal of Nanoscience and Nanotechnology*, vol. 10, pp. 1430–1449, 2010.
- [7] A. Rogalski, W. Hu, and P. Martyniuk, *Room Temperature Photon Detectors*. Boca Raton, FL, USA: CRC Press, 2025.
- [8] W. Hu and D. Jariwala, "Infrared Optoelectronic Sensing Technology," *IEEE Journal of the Electronic Devices Society*, vol. 13, pp. 1052–1059, 2025.
- [9] A. Rogalski, " α /G figure of merit for infrared photodetector materials," *J. Appl. Phys*, vol. 137, pp. 170701-1–170701-14, 2025.
- [10] I. A. Obukhov and I. I. Obukhov, "Dimensional quantization of electron energy and potential relief," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 8, no. 2. pp. 195–207, 2025. (In Russ.).
- [11] F. Sizov and A. Rogalski, "THz detectors," *Prog. Quant. Electron*, vol. 34, no. 5, pp. 278–347, 2010.
- [12] V. I. Shashkin and A. V. Murel', "Diagnostics of low-barrier Schottky diodes with surface δ -doping," *Semiconductors*, vol. 42, no. 4, pp. 490–492. 2008.
- [13] V. I. Shashkin and A. V. Murel' "Detectors with low-barrier Mott diodes for millimeter-range radio imaging matrix systems," in 23rd International Crimean Conf. "Microwave and Telecommunication Technology" – CriMiCo'2013 (Sevastopol, September 9–13, 2013), pp. 738–739, 2013. (In Russ.).
- [14] Volkov P. V., et al., "Detectors based on low-barrier mott diodes and their characteristics in the 150–250 GHz range," *Technical Physics Letters*, vol. 45, no. 3, pp. 239–241, 2019.
- [15] D. Fan, et al., "Schottky barrier and contact resistance of InSb nanowire field effect transistors," *Nanotechnology*, vol. 27, no. 27. pp. 275204-1–275204-12, 2016.
- [16] L. V. Kalachev, S. V. Kryuchkov, and I. A. Obukhov, "Asymptotic analysis of the solution of the Poisson equation in semiconductors," *Mathematical Modeling*, vol. 1, no. 9. pp. 129–140, 1989. (In Russ.).
- [17] W. Z. Shen, et al., "A spectroscopic study of GaAs homojunction internal photoemission far infrared detectors," *Infrared Physics & Technology*, vol. 38. pp. 133–138, 1997.
- [18] D. G. Esaev, et al., "High performance single emitter homojunction interfacial workfunction far infrared detectors," *J. Appl. Phys.*, vol. 95, no. 2, pp. 512–519, 2004.
- [19] I. A. Obukhov, "Multicomponent Model of Charge Transport in Quantum Semiconductor Devices," *Nano- and Microsystem Technology*, vol. 23, no. 1, pp. 24–31, 2021. (In Russ.).
- [20] I. A. Obukhov, *Nonequilibrium Effects in One-Dimensional Quantum Devices*, Saarbrücken: LAMBERT Academic Publishing, 2014.
- [21] I. A. Obukhov, "Effect of External Electromagnetic Radiation on the I–V Characteristic of a Quantum Wire," in 20th Int. Crimean Conf. "Microwave and Telecommunication Technology" – CriMoCo'2010 (Sevastopol, September 13–17, 2010). pp. 833–835, 2010. (In Russ.).
- [22] D. V. Solovey, V. N. Sakharuk, and G. G. Gorokh, "Field emission characteristics of carbon nanotube arrays on titanium metal-oxide columns localized in the pores of anodic aluminum oxide," *Doklady BGUIR*, vol. 5 (35), pp. 42–49, 2008. (In Russ.).
- [23] G. G. Gorokh, I. A. Obukhov, and A. A. Lozovenko, "Indium antimonide nanowires arrays for promising thermoelectric converters," *Technol. Des. Electron. Equip.*, no. 1, pp. 3–11. (In Russ.). I. A. Obukhov, G. G. Gorokh, A. A. Lozovenko, E.A. Smirnova, "Matrices of indium antimonide nanowires and their applications", *Infocommunications and Radio Technologies*, 2018, vol. 1, no. 1, pp. 78–94. DOI: 10.15826/icrt.2018.01.1.06

- [24] I. A. Obukhov, G. G. Gorokh, A. A. Lozovenko, and E. A. Smirnova, "Indium antimonide nanowire matrices and their applications," *Infocommunication and radio technology*, vol. 1, no. 1. pp. 78–94, 2018. (In Russ.).
- [25] I. V. Bozhev, et al., "Electrical characteristics of indium antimonide nanowires in porous anodic aluminum oxide matrices," in 28th Int. Crimean Conf. "Microwave and Telecommunication Technology" – CriMiCo'2018 (Sevastopol, September 9–15, 2018). pp. 1041–1046. 2018. (In Russ.).
- [26] C. Zhang, et al., "Site-Controlled VLS Growth of Planar Nanowires: Yield and Mechanism," *Nano Letters*, vol. 14, no. 12, pp. 6836–6841, 2014.
- [27] S. R. Das, et al., "Room temperature device performance of electrodeposited InSb nanowire field effect transistors," *Apl. Phys. Lett.*, vol. 98, pp. 243504-1–243504-3, 2011.
- [28] X. Zhang, et al., "Fabrication of highly ordered InSb nanowire arrays by electrodeposition in porous anodic aluminum membranes," *J. Electrochem. Soc.*, vol. 152, pp. 664–668, 2005.
- [29] W. Lee and S. Park, "Porous Anodic Aluminum Oxide: Anodization and Templated Synthesis of Functional Nanostructures," *Chemical Reviews*, vol. 114, no. 15, pp. 7487–7556, 2014.
- [30] Hideki Masuda and Kenji Fukuda, "Ordered Metal Nanohole Arrays Made by a Two-Step Replication of Honeycomb Structures of Anodic Alumina," *Science*, vol. 268, no. 5216, pp. 1466–1468, 1995.
- [31] G. Thompson and G. Wood, "Porous anodic film formation on aluminum," *Nature*, vol. 290, pp. 230–232, 1981.
- [32] G. D. Sulka, "Highly Ordered Anodic Porous Alumina Formation by Self-Organized Anodizing," in *Nanostructured Materials in Electrochemistry* / A. Eftekhari (Ed.). Wiley-VCH, pp. 1–116, 2008.
- [33] K. V. Rudenko, A. V. Myakonkikh, and V. O. Kuzmenko, "Silicon interposer technologies for 3D integration of IC crystals for various functional purposes," *Microwave and Telecommunication Technology*, iss. 7, pp. 147–148, 2025. (In Russ.).
- [34] D. N. Chausov, et al., "Enhanced current efficiency in top-emitting organic light-emitting diodes using a novel Mg:Ag/Ag cathode structure," *Applied Surface Science*, vol. 711, art. 163954, 2025.
- [35] N. S. Parashchuk, A. D. Kurilov, S. A. Stakharny, and D. N. Chausov, "Percolation transitions of Ag in multilayer thin-film structures based on metal oxides," *Microwave and telecommunication technology*, iss. 7, pp. 156–157, 2025. (In Russ.).

Information about the authors

Ilya A. Obukhov, D.Sc. (Physics and Mathematics), Technical Director of JSC NPP Radio-tekhnika, Moscow; professor of Filial RTU MIREA, Fiazino; Russian Federation.

Ilya I. Obukhov, student of Moscow State University, Faculty of Physics, 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.

О возможности ускорения оптимизации S-параметров пассивных СВЧ-устройств с помощью сопряженного анализа чувствительности и метода внутренней точки

Нестеров В. Ю., Ипатьев А. С.

*ФГУП «Ростовский-на-Дону научно-исследовательский институт радиосвязи»
ул. Хансена, 130, г. Ростов-на-Дону, 344038, Российская Федерация*

vadnesterov@sfedu.ru

Получено: 20 мая 2026 г.

Отрецензировано: 1 июня 2026 г.

Принято к публикации: 1 июня 2026 г.

Аннотация: Предложен алгоритм, относящийся к методам последовательного линейного программирования, который позволяет ускорить процесс оптимизации S-параметров СВЧ-устройств путем сокращения количества расчетов методом конечных элементов. Разработанный алгоритм основан на расчете градиента оптимизируемой характеристики с помощью сопряженного анализа чувствительности и применении метода внутренней точки для решения оптимизационной подзадачи путем изменения параметров модели в линейном приближении. Приведены математические выражения, позволяющие реализовать разработанный алгоритм. Проведена проверка работоспособности на примере оптимизации характеристик матрицы рассеяния СВЧ-фильтров в микрополосковом и волноводном исполнениях. Представлен анализ вычислительных затрат в сравнении с другими алгоритмами, широко используемыми на практике. Проанализированы ограничения применимости алгоритма.

Ключевые слова: сопряженный анализ чувствительности, метод внутренней точки, СВЧ-фильтр, квазиэллиптический фильтр.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Нестеров В. Ю., Ипатьев А. С. О возможности ускорения оптимизации S-параметров пассивных СВЧ-устройств с помощью сопряженного анализа чувствительности и метода внутренней точки // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2026. Т. 9, № 6. С. 1210—1228.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Нестеров, В. Ю. О возможности ускорения оптимизации S-параметров пассивных СВЧ-устройств с помощью сопряженного анализа чувствительности и метода внутренней точки / В. Ю. Нестеров, А. С. Ипатьев // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. — 2026. — Т. 9, № 6. — С. 1210—1228.

1. Введение

Интенсивное развитие радиотехнических систем сверхвысокочастотного (СВЧ) диапазона, обусловленное возрастающими требованиями к скорости передачи данных, помехоустойчивости и миниатюризации устройств, стимулирует поиск эффективных вычислительных подходов для их анализа и проектирования. В настоящее время для моделирования электродинамических характеристик таких устройств широко используются коммерческие программные пакеты (например, *ANSYS HFSS*, *CST Studio Suite*, *COMSOL Multiphysics*), реализующие различные численные методы. Наиболее распространенным среди них является метод конечных элементов (МКЭ) [1], который благодаря своей гибкости в аппроксимации геометрии сложной формы и учету неоднородных материалов стал стандартом для решения внутренних граничных задач электродинамики.

На этапе параметрической оптимизации, понимаемой как итерационный процесс изменения геометрических параметров модели для достижения заданных электродинамических характеристик (например, минимизации коэффициента стоячей волны или максимизации коэффициента передачи), ключевой проблемой остается вычислительная сложность. Для ее снижения применяются такие подходы, как декомпозиция области, методы пространственного отображения (*space mapping*) [2—4] и градиентные алгоритмы первого порядка.

Особое значение приобретает этап анализа устойчивости разрабатываемого устройства к технологическим отклонениям параметров, возникающим при производстве. Традиционно такой анализ проводится после завершения оптимизации путем статистического моделирования (например, методом Монте-Карло), что требует многократного решения прямой электродинамической задачи и может быть вычислительно затратным. Альтернативой служит сопряженный анализ чувствительности (САЧ, *adjoint sensitivity analysis*) [5], позволяющий вычислять производные интересующих характеристик по всем геометрическим параметрам модели за один дополнительный расчет, независимо от их количества.

Выражение для производной выходной характеристики (например, элементов матрицы рассеяния) по геометрическому параметру может быть приведено к аналитической форме, включающей только решение исходной задачи [6]. Это свойство открывает возможность интеграции САЧ непосредственно в процесс оптимизации. В отличие от классических градиентных методов, требующих конечных разностей с их погрешностью дискретизации и пропорциональным ростом числа решений, САЧ обеспечивает точный и вычислительно эффективный расчет градиента. Следова-

тельно, использование производных матрицы рассеяния, полученных методом сопряженных полей, позволяет ускорить сходимость оптимизации за счет точного градиентного направления. Таким образом, актуальной является разработка методологии, объединяющей этапы оптимизации и допускового анализа на основе сопряженного подхода, что и составляет предмет настоящего исследования.

Цель работы — снижение вычислительных затрат при оптимизации S -параметров пассивных СВЧ-устройств. Решаемая задача — разработка алгоритма автоматической оптимизации характеристик пассивных СВЧ-устройств.

2. Теория

Приведем кратко теоретические основы использованных методов, необходимые для понимания содержания проделанной работы.

Метод конечных элементов (МКЭ) позволяет получить численное решение стационарных линейных граничных задач электродинамики на основе материальных параметров сред и граничных условий. Основными этапами МКЭ являются дискретизация пространства (разбиение модели на тетраэдральные или гексаэдральные ячейки), аппроксимация поля в каждой ячейке с помощью базисных функций, запись и решение СЛАУ соответствующей аппроксимации, нахождение матриц рассеяния с учетом характеристических импедансов входов и выходов. Будем считать, что дискретизация модели на ячейки выполнена, и запишем первые два уравнения Максвелла для монохроматических полей внутри ячейки:

$$\vec{\nabla} \times \vec{E} = -j\omega\vec{B}, \quad (1)$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = \vec{J} + j\omega\vec{D}, \quad (2)$$

где $\vec{\nabla}$ — векторный оператор Набла, $\vec{E}$ и $\vec{H}$ — векторы напряженности электрического и магнитного полей, $\vec{D}$ и $\vec{B}$ — векторы электрической и магнитной индукции, $\vec{J}$ — вектор плотности тока проводимости, ω — циклическая частота колебаний, $j = \sqrt{-1}$. Здесь и далее стрелкой сверху обозначены физические векторы, а полужирным шрифтом параметрические векторы и матрицы.

С учетом материальных уравнений

$$\vec{D} = \varepsilon_0 \varepsilon_r \vec{E}, \quad (3)$$

$$\vec{B} = \mu_0 \mu_r \vec{H}, \quad (4)$$

где ε_0 , μ_0 — диэлектрическая и магнитная проницаемости вакуума, ε_r , μ_r — относительная диэлектрическая и магнитная проницаемости среды, (в общем случае тензорные), получим:

$$\vec{\nabla} \times \vec{E} = -j\omega\mu_0\mu_r\vec{H}, \quad (5)$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = \vec{J} + j\omega\varepsilon_0\varepsilon_r\vec{E}. \quad (6)$$

Выражая $\vec{H}$ из (6),

$$\vec{H} = \frac{j}{\omega\mu_0\mu_r} \vec{\nabla} \times \vec{E}, \quad (7)$$

и подставляя в (5), получим:

$$\vec{\nabla} \times \left(\frac{1}{\mu_r} \vec{\nabla} \times \vec{E} \right) - k_0^2 \varepsilon_r \vec{E} = -j\omega\mu_0\vec{J}, \quad (8)$$

где $k_0 = \omega/c = \omega\sqrt{\varepsilon_0\mu_0}$ — волновое число свободного пространства, c — скорость света в вакууме. Поскольку внутри ячейки разбиения отсутствует источник тока ($\vec{J}=0$), получаем из (8) однородное дифференциальное уравнение для $\vec{E}$. Для его решения воспользуемся методом Галёркина, для чего левую часть уравнения (8) назовем невязкой и представим поле в виде разложения по базису векторных функций $\vec{W}_m$ с неизвестными коэффициентами x_m :

$$\vec{E} \approx \sum_m x_m \vec{W}_m, \quad m = 1, 2, \dots, M. \quad (9)$$

В качестве базисных функций на практике используют векторные полиномы первой и второй степеней. Далее, в соответствии с методом Галёркина, потребуем ортогональности базовых функций и невязки:

$$\int \vec{W}_m \cdot \left[\vec{\nabla} \times \left(\frac{1}{\mu_r} \vec{\nabla} \times \vec{E} \right) - k_0^2 \varepsilon_r \vec{E} \right] dV = 0. \quad (10)$$

Интеграл берется по внутреннему объему модели устройства.

Преобразуем первый член, получающийся при внесении $\vec{W}_m$ внутрь скобок. Согласно известному векторному тождеству $\vec{\nabla} \cdot (\mathbf{A} \times \mathbf{B}) = \mathbf{B} \cdot (\vec{\nabla} \times \mathbf{A}) - \mathbf{A} \cdot (\vec{\nabla} \times \mathbf{B})$, запишем:

$$\begin{aligned} \vec{W}_m \cdot \vec{\nabla} \times \left(\frac{1}{\mu_r} \vec{\nabla} \times \vec{E} \right) &= -\vec{\nabla} \cdot \left(\vec{W}_m \times \left(\frac{1}{\mu_r} \vec{\nabla} \times \vec{E} \right) \right) + \\ &+ \left(\frac{1}{\mu_r} \vec{\nabla} \times \vec{E} \right) \cdot (\vec{\nabla} \times \vec{W}_m). \end{aligned} \quad (11)$$

Интеграл по объему от первого из слагаемых в правой части преобразуем по теореме Остроградского — Гаусса и обозначим подынтегральное выражение как $\vec{C}$, тогда после подстановки поля в виде разложения по базису получим:

$$\sum_n x_n \int \left[\left(\frac{1}{\mu_r} \vec{\nabla} \times \vec{W}_n \right) \cdot (\vec{\nabla} \times \vec{W}_m) - k_0^2 \varepsilon_r \vec{W}_m \cdot \vec{W}_n \right] dV = \oint \vec{C} dZ. \quad (12)$$

Обозначая интеграл по объему в левой части и интеграл по поверхности Z в правой части, соответственно, как матрицу $\mathbf{A} \in \mathbb{C}^{M \times M}$ и вектор-столбец $\mathbf{b} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$, выражение можно переписать в компактном матричном виде:

$$\mathbf{A} \cdot \mathbf{x} = \mathbf{b}. \quad (13)$$

Выражение представляет собой СЛАУ относительно вектор-столбца неизвестных коэффициентов $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$. После нахождения решения $\boldsymbol{\chi}$, удовлетворяющего СЛАУ, распределения полей в рассматриваемом объеме могут быть вычислены с помощью (9).

Во время разработки устройств интерес, как правило, представляет не само распределение полей, а матрица рассеяния S_{kj} , представляющая собой комплексные коэффициенты передачи и отражения многополюсника, эквивалентного разрабатываемому устройству [7]. Выразим S_{kj} через поле на входе k при подаче возбуждения на вход j . Для упрощения записи, предположим, что все входы работают в одномодовом режиме. При условии, что все остальные входы многополюсника согласованы с нагрузкой, получим выражение [6]:

$$S_{kj} = \frac{\int_k (\vec{a}_n \times \vec{E}_k) \cdot (\vec{a}_n \times \vec{e}_k) ds_k}{\int_j (\vec{a}_n \times \vec{E}_j) \cdot (\vec{a}_n \times \vec{e}_j) ds_j} - \delta_{kj}, \quad (14)$$

где $\vec{a}_n$ — единичный вектор нормали к поверхности входа, $\vec{e}_j$, $\vec{e}_k$ — единичные векторы, соответствующие основной моде на входе, S_j , S_k — элементы поверхности соответствующих входов, $\vec{E}_j$, $\vec{E}_k$ — векторы напряженности электрического поля на соответствующих входах, δ_{kj} — символ Кронекера.

Как было сказано ранее, модель может быть проанализирована на предмет чувствительности характеристик (например, матрицы рассеяния S_{kj}) к технологическим допускам, которую определяют как производную по вектор-столбцу геометрических параметров модели $\mathbf{p} \in \mathbb{R}^{N \times 1}$. При этом функция $S_{kj} = S_{kj}(\mathbf{x}(\mathbf{p}), \mathbf{p})$ может зависеть от параметров модели явно, если параметры $\mathbf{p}$ определяют поле на входе или выходе многополюсника. В общем же случае, матрица рассеяния зависит от $\mathbf{p}$ неявно, поэтому при нахождении производной появляются дополнительные неизвестные множители в виде производных по элементам вектора $\mathbf{x}$:

$$\left[\frac{dS_{kj}}{dp_1} \quad \dots \quad \frac{dS_{kj}}{dp_N} \right] \equiv \frac{dS_{kj}}{d\mathbf{p}} = \frac{\partial S_{kj}}{\partial \mathbf{p}} + \frac{\partial S_{kj}}{\partial \mathbf{x}} \cdot \frac{\partial \mathbf{x}}{\partial \mathbf{p}}. \quad (15)$$

Введем новый произвольный вектор $\mathbf{y} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ (называемый вектором сопряженных коэффициентов или множителей Лагранжа) и новую функцию L (обобщенную функцию Лагранжа) следующим образом [8]:

$$L(\mathbf{x}, \mathbf{y}) = S_{kj} + \mathbf{y}^T \cdot (\mathbf{b} - \mathbf{A} \cdot \mathbf{x}). \quad (16)$$

Запишем частные производные функции L . Производная по $\mathbf{y}$ имеет вид (17) и равна нулю при $\mathbf{x} = \boldsymbol{\chi}$, что соответствует решению СЛАУ (13). Произвольность выбора вектора $\mathbf{y}$ позволяет потребовать равенства нулю производной L по $\mathbf{x}$ в выражении (18). В результате:

$$\frac{\partial L}{\partial \mathbf{y}} = (\mathbf{b} - \mathbf{A} \cdot \mathbf{x})|_{\mathbf{x}=\mathbf{x}} = \mathbf{0}, \quad (17)$$

$$\frac{\partial L}{\partial \mathbf{x}} = \frac{\partial S_{kj}}{\partial \mathbf{x}} - \mathbf{y}^T \cdot \mathbf{A} = \mathbf{0}. \quad (18)$$

Второе выражение представляет собой постановку так называемой сопряженной задачи:

$$\frac{\partial S_{kj}}{\partial \mathbf{x}} = \mathbf{y}^T \cdot \mathbf{A}. \quad (19)$$

Нахождение вектора $\mathbf{y}$ из сопряженной задачи позволяет записать полную производную $dS_{kj}/d\mathbf{p}$, однако в общем случае требует значительных вычислительных затрат. В то же время можно показать [6], что при разложении (9) связь между векторами $\mathbf{y}$ и $\mathbf{x}$ дается линейным соотношением:

$$\mathbf{y} = \kappa \mathbf{x}, \quad (20)$$

$$\kappa = \frac{1}{2\gamma_k E_0 \int_j (\vec{a}_n \times \vec{E}_j) \cdot (\vec{a}_n \times \vec{e}_j) ds_j}, \quad (21)$$

где γ_k — постоянная распространения для выбранной моды, E_0 — амплитуда падающей волны.

Таким образом, информация о производных матрицы рассеяния по геометрическим параметрам содержится в результатах расчетов МКЭ и не требует дополнительного решения сопряженной задачи (19).

В случае, когда матрица рассеяния не зависит в явном виде от $\mathbf{p}$, (например, входные сечения волновода заданы жестко и не изменяются), как чаще всего и бывает на практике, полная производная (15) с учетом (19) запишется в виде:

$$\frac{dS_{kj}}{d\mathbf{p}} = \mathbf{y}^T \cdot \mathbf{A} \cdot \frac{d\mathbf{x}}{d\mathbf{p}}. \quad (22)$$

Полученные выражения производных по всем геометрическим параметрам модели запишем в виде градиента (23). В качестве S будем обозначать один из элементов матрицы рассеяния, например, частотную зависимость коэффициента отражения по входу S_{11} . Отметим при этом, что нет никаких ограничений на количество одновременно настраиваемых характеристик.

$$\left[\frac{dS_{kj}}{dp_1} \quad \dots \quad \frac{dS_{kj}}{dp_N} \right]^T \equiv \nabla_{\mathbf{p}} S. \quad (23)$$

Зачастую задача оптимизации характеристик устройства состоит из следующих шагов: (I) задание функции ошибки G , (II) вычисление характеристик с помощью МКЭ, (III) вычисление градиента функции ошибки, (IV) шаг градиентной оптимизации. Пункты (I-IV) повторяют до тех пор, пока функция ошибки не достигнет минимального значения. Запишем постановку задачи в следующем виде:

$$\min\{G(\mathbf{p}) \mid \mathbf{p} \in \mathbb{R}^{N \times 1}\}, G = \|T - S\|, \quad (24)$$

символом $\|\cdot\|$ обозначена L_2 -норма функции, T — требуемая характеристика разрабатываемого устройства.

Как видно из представленной последовательности действий (I—IV), вычисление характеристик, включая разбиение модели на тетраэдры, запись и поиск решения СЛАУ и вычисление матрицы рассеяния, выполняется на каждом шаге. На практике достижение минимума требует, в лучшем случае, нескольких десятков итераций. В условиях, когда вычислительные затраты на одну итерацию оказываются весьма существенными, целесообразно минимизировать их количество путем нахождения наилучшего шага, то есть, вектора $\mathbf{v}$, оптимального в смысле минимума функции F :

$$\min\{F_{\mathbf{p}}(\mathbf{v}) \mid \mathbf{v} \in \mathbb{R}^{N \times 1}, l_i < v_i < u_i, i = 1, \dots, N\}, \quad (25)$$

где $\mathbf{l}, \mathbf{u}$ — векторы, ограничивающие область допустимых значений вектора $\mathbf{v}$.

Для малых $\mathbf{v}$ функция $F_{\mathbf{p}}(\mathbf{v})$ может быть записана через линейное приближение следующим образом:

$$F_{\mathbf{p}}(\mathbf{v}) = \|T - (S + (\nabla_{\mathbf{p}} S)^T \cdot \mathbf{v})\|. \quad (26)$$

Ключевое предположение данной работы состоит в том, что решение подзадачи (25) на каждом шаге позволит снизить количество итераций при решении основной задачи (24), а значит снизить количество запусков расчета МКЭ и тем самым ускорить оптимизацию конкретных устройств.

Формулировка подзадачи (25) подразумевает применение методов нелинейного программирования [8], например, метода внутренней точки (MBT) [9], который допускает ограничения значений оптимального вектора в виде неравенств. Идея MBT состоит в переформулировке оптимизационной задачи таким образом, чтобы ограничения были записаны в виде равенств. Для реализации идеи вводят последовательность приближенных функций $F_{\mu}(\mathbf{v})$, которые отличаются от исходной $F(\mathbf{v})$ дополнительными логарифмическими слагаемыми — барьерными функциями:

$$\min\{F_{\mu}(\mathbf{v}, \mathbf{s}) = F(\mathbf{v}) - \mu \sum_i \ln(s_i) \mid \mathbf{g}(\mathbf{v}) + \mathbf{s} = 0, \mathbf{s} \geq 0, i = 1, \dots, 2N\}, \quad (27)$$

$$\mathbf{g}(\mathbf{v}) = \begin{bmatrix} l_1 - v_1 \\ \vdots \\ l_N - v_N \\ v_1 - u_1 \\ \vdots \\ v_N - u_N \end{bmatrix}, \quad (28)$$

где μ — параметр барьера, $\mathbf{g}$ и $\mathbf{s}$ — векторные функции и параметры, задающие ограничения вектора $\mathbf{v}$.

На каждой итерации выполняется запись системы нелинейных уравнений, которые следуют из необходимых и достаточных условий оптимальности Каруша — Куна — Таккера [8]. Вывод системы проводится из

тех же соображений, что и в (16—18), а именно записывается обобщенная функция Лагранжа $\mathcal{L}$ для (27) с учетом ограничений:

$$\mathcal{L}(\mathbf{v}, \mathbf{s}, \boldsymbol{\lambda}) = F - \mu \sum_i \ln(s_i) + \boldsymbol{\lambda}^T \cdot (\mathbf{g} + \mathbf{s}), \quad (29)$$

где $\boldsymbol{\lambda} \in \mathbb{R}^{2N \times 1}$ — вектор множителей Лагранжа.

Приравнивание нулю частных производных $\mathcal{L}$ по $\mathbf{v}$, $\mathbf{s}$, $\boldsymbol{\lambda}$, соответственно, дает:

$$\begin{cases} \nabla_{\mathbf{v}} F + (\nabla_{\mathbf{v}} \mathbf{g})^T \cdot \boldsymbol{\lambda} = \mathbf{0} \\ -\mu \mathbf{Z}^{-1} \cdot \mathbf{e} + \boldsymbol{\lambda} = \mathbf{0} \\ \mathbf{g} + \mathbf{s} = \mathbf{0} \end{cases}, \quad \mathbf{Z} = \begin{bmatrix} s_1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & s_{2N} \end{bmatrix}, \quad (30)$$

где $\mathbf{e}$ — единичный вектор-столбец длины $2N$.

Полученная система может быть приведена к линейному виду. Путем разложения всех входящих функций в ряд Тейлора в окрестности $\mathbf{v} + \Delta \mathbf{v}$, $\boldsymbol{\lambda} + \Delta \boldsymbol{\lambda}$, $\mathbf{s} + \Delta \mathbf{s}$, с учетом приближенного равенства $f(\mathbf{x} + \Delta \mathbf{x}) \approx f + (\nabla_{\mathbf{x}} f)^T \cdot \Delta \mathbf{x}$ запишем:

$$\begin{cases} \nabla_{\mathbf{v}} F + \nabla_{\mathbf{v}}^2 F \Delta \mathbf{v} + (\nabla_{\mathbf{v}} \mathbf{g} + \nabla_{\mathbf{v}}^2 \mathbf{g} \Delta \mathbf{v})^T \cdot (\boldsymbol{\lambda} + \Delta \boldsymbol{\lambda}) = 0 \\ (\mathbf{Z} + \Delta \mathbf{Z}) \cdot (\boldsymbol{\lambda} + \Delta \boldsymbol{\lambda}) = \mu \mathbf{e} \\ \mathbf{g} + \nabla_{\mathbf{v}} \mathbf{g} \Delta \mathbf{v} + \mathbf{s} + \Delta \mathbf{s} = \mathbf{0} \end{cases}. \quad (31)$$

Далее, пренебрегая членами второго порядка малости и записывая исходные выражения в правой части, а поправки в левой части, получим линейную систему:

$$\begin{cases} \mathbf{H} \cdot \Delta \mathbf{v} + \nabla_{\mathbf{v}} \mathbf{g}^T \cdot \Delta \boldsymbol{\lambda} = -(\nabla_{\mathbf{v}} F + (\nabla_{\mathbf{v}} \mathbf{g})^T \cdot \boldsymbol{\lambda}) \\ \boldsymbol{\Lambda} \cdot \Delta \mathbf{s} + \mathbf{Z} \cdot \Delta \boldsymbol{\lambda} = -\mathbf{Z} \cdot \boldsymbol{\lambda} + \mu \mathbf{e} \\ \nabla_{\mathbf{v}} \mathbf{g} \cdot \Delta \mathbf{v} + \Delta \mathbf{s} = -\mathbf{g} - \mathbf{s} \end{cases}, \quad (32)$$

$$\mathbf{H} = \nabla_{\mathbf{v}}^2 F + \sum_i \lambda_i \nabla_{\mathbf{v}}^2 \mathbf{g}_i, \quad \boldsymbol{\Lambda} = \begin{pmatrix} \lambda_1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & \lambda_{2N} \end{pmatrix}, \quad (33)$$

или в виде симметричной матричной формы:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{H} & 0 & (\nabla_{\mathbf{v}} \mathbf{g})^T \\ 0 & \mathbf{Z} \cdot \boldsymbol{\Lambda} & \mathbf{Z} \\ \nabla_{\mathbf{v}} \mathbf{g} & \mathbf{Z} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{v} \\ \mathbf{Z}^{-1} \cdot \Delta \mathbf{s} \\ \Delta \boldsymbol{\lambda} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} \nabla_{\mathbf{v}} F + (\nabla_{\mathbf{v}} \mathbf{g})^T \cdot \boldsymbol{\lambda} \\ \mathbf{Z} \cdot \boldsymbol{\lambda} - \mu \mathbf{e} \\ \mathbf{g} + \mathbf{s} \end{bmatrix}. \quad (34)$$

В случае если задача локально выпукла [8], решение системы позволяет определить шаг в направлении минимума. В противном случае направление будет определено неверно, и вместо выполнения этого шага прибегают к квадратичной аппроксимации функции Лагранжа (29):

$$\begin{aligned} \mathcal{L}(\mathbf{v} + \Delta \mathbf{v}, \mathbf{s} + \Delta \mathbf{s}, \boldsymbol{\lambda}) \approx & \mathcal{L}(\mathbf{v}, \mathbf{s}, \boldsymbol{\lambda}) + \nabla_{\mathbf{v}} \mathcal{L}(\mathbf{v}, \mathbf{s}, \boldsymbol{\lambda}) \Delta \mathbf{v} + \frac{1}{2} \Delta \mathbf{v}^T \nabla_{\mathbf{v}}^2 \mathcal{L}(\mathbf{v}, \mathbf{s}, \boldsymbol{\lambda}) \Delta \mathbf{v} + \\ & + \nabla_{\mathbf{s}} \mathcal{L}(\mathbf{v}, \mathbf{s}, \boldsymbol{\lambda}) \Delta \mathbf{s} + \frac{1}{2} \Delta \mathbf{s}^T \nabla_{\mathbf{s}}^2 \mathcal{L}(\mathbf{v}, \mathbf{s}, \boldsymbol{\lambda}) \Delta \mathbf{s}. \end{aligned} \quad (35)$$

Подставляя производные, вычисленные в (30), запишем для приращения:

$$\Delta\mathcal{L} = (\nabla_{\mathbf{v}}F + (\nabla_{\mathbf{v}}\mathbf{g})^T \cdot \boldsymbol{\lambda}) \cdot \Delta\mathbf{v} + (-\mu\mathbf{Z}^{-1}\mathbf{e} + \boldsymbol{\lambda})\Delta\mathbf{s} + \\ + \frac{1}{2}\Delta\mathbf{v}^T\nabla_{\mathbf{v}}^2\mathcal{L}(\mathbf{v}, \mathbf{s}, \boldsymbol{\lambda})\Delta\mathbf{v} + \frac{1}{2}\Delta\mathbf{s}^T(\mu\mathbf{Z}^{-2})\Delta\mathbf{s}. \quad (36)$$

Отбрасывая постоянные члены, окончательно запишем с учетом ограничений:

$$\Delta\mathcal{L} = \nabla_{\mathbf{v}}F \cdot \Delta\mathbf{v} + \frac{1}{2}\Delta\mathbf{v}^T\nabla_{\mathbf{v}}^2\mathcal{L}(\mathbf{v}, \mathbf{s}, \boldsymbol{\lambda})\Delta\mathbf{v} + (-\mu\mathbf{Z}^{-1}\mathbf{e})\Delta\mathbf{s} + \frac{1}{2}\Delta\mathbf{s}^T(\mu\mathbf{Z}^{-2})\Delta\mathbf{s}, \\ \mathbf{g} + \nabla_{\mathbf{v}}\mathbf{g}\Delta\mathbf{v} + \Delta\mathbf{s} = 0. \quad (37)$$

Выражения (37) составляют задачу минимизации приращения квадратичной аппроксимации функции Лагранжа, которая решается в том случае, если решение системы (34) дает неверное направление.

Наконец, после выполнения шага, определяют величину текущей функции потерь:

$$F_{\mu}(\mathbf{v}, \mathbf{s}) + \alpha\|\mathbf{g} + \mathbf{s}\|, \quad (38)$$

где α — настраиваемый параметр. Следует отметить, что функция потерь состоит из двух слагаемых, первое из которых отвечает непосредственно за сходимость к оптимальному вектору, а второе — за соблюдение ограничений. Если текущее значение функции потерь меньше предыдущего, выполненный шаг сохраняется, а барьер μ уменьшается. При необходимости процедура повторяется заново до тех пор, пока не будет выполнен один из критериев выхода — достижение малой величины барьера или удовлетворение условия задачи.

После нахождения вектора, оптимального с точки зрения (27), целесообразно обновить геометрические параметры модели и выполнить расчет с помощью МКЭ. Если полученные характеристики соответствуют (26), но устройство по-прежнему не удовлетворяет требованиям, процедура повторяется. Если обнаружено несоответствие, необходимо восстановить исходные параметры модели и повторить процедуру с более строгими ограничениями l_i и u_i .

Глобально ускоренный алгоритм оптимизации S -параметров пассивных устройств СВЧ может быть проиллюстрирован блок-схемой на рис. 1.

Заметим, что предложенный алгоритм может быть отнесен к методам последовательного линейного программирования (*SLP* — *Sequential Linear Programming*), когда решение сложной нелинейной задачи находится путем последовательного решения более простых линейных задач [10]. Тем не менее, можно выделить два ключевых отличия от стандартных методов *SLP*. Во-первых, градиент $\nabla_{\mathbf{p}}S$ вычисляется не численно, (например, с помощью метода конечных разностей), а аналитически с помощью со-

пряженного анализа чувствительности, что при меньшем количестве вычислений приводит к более высокой точности. Во-вторых, решение подзадачи выполняется методом внутренней точки, который позволяет учесть ограничения на значения переменных в виде неравенств.

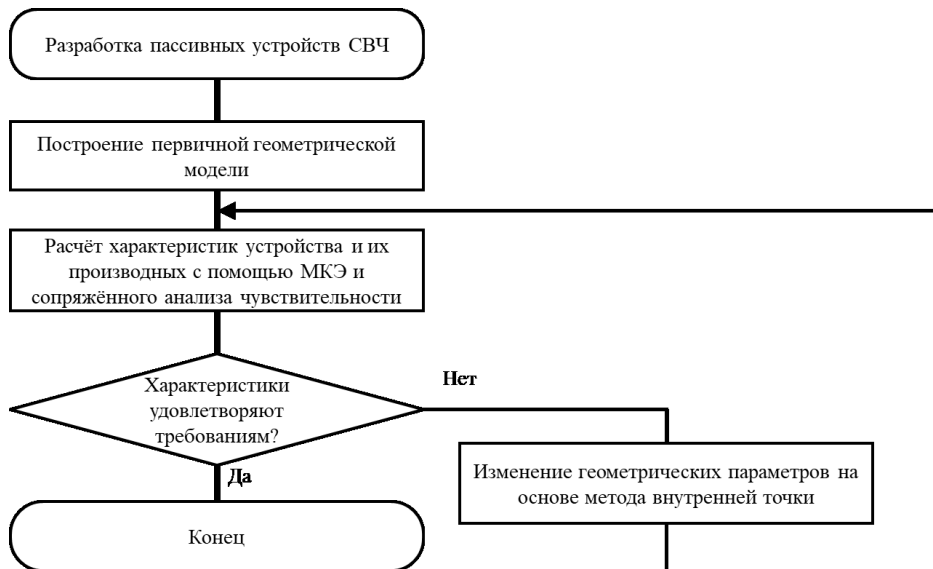


Рис. 1. Блок-схема алгоритма оптимизации S-параметров пассивных СВЧ устройств.

Fig. 1. Block diagram of the S-parameter optimization algorithm for passive microwave devices

3. Проверка работоспособности алгоритма

Для проверки работоспособности алгоритма поставим перед собой задачу оптимизации S-параметров волноводного фильтра на индуктивных диафрагмах 7-го порядка с Чебышевской характеристикой. Модель такого фильтра (вид сверху) представлена на рис. 2. В качестве примера потребуем, чтобы фильтр имел коэффициент отражения S_{11} не более -25 дБ с относительной шириной полосы $2,7\%$. Для настройки будем использовать геометрические параметры w_i и l_i , соответствующие ширине зазора i -й диафрагмы и продольному размеру i -го резонатора.

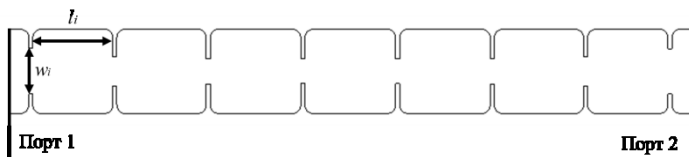


Рис. 2. Модель волноводного фильтра 7-го порядка (вид сверху).

Fig. 2. Model of a 7th-order waveguide filter (top view)

Обратимся к характеристикам фильтра. Предварительные расчеты геометрических параметров позволяют расположить все нули коэффициента отражения в пределах требуемой полосы частот, однако уровень S_{11} превышает желаемое значение более чем на 7 дБ, что показано черной штриховой линией на рис. 3. Запуск разработанного алгоритма позволяет за 3 итерации достичь требуемой характеристики, которая показана черной сплошной линией. Результаты промежуточных расчетов методом конечных элементов показаны серыми сплошными линиями.

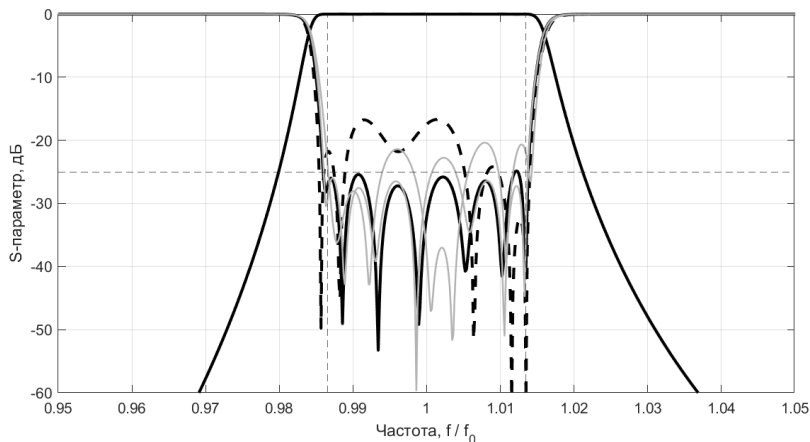


Рис. 3. Начальные (пунктирная линия), промежуточные (серые линии) и конечные (черные сплошные линии) характеристики волноводного фильтра 7-го порядка во время оптимизации разработанным алгоритмом.

Fig. 3. Initial (dashed line), intermediate (grey lines), and final (black solid lines) frequency responses of the 7th-order waveguide filter during optimization with the developed algorithm

Приведем также зависимость величины ошибки МВТ от номера итерации на рис. 4. Нулевой итерации соответствует запуск алгоритма после первого расчета МКЭ. Как было сказано ранее, найденные в результате сопряженного анализа чувствительности производные позволяют определять достоверный шаг в малой окрестности текущего решения. В связи с этим при изменении величины ошибки приблизительно на 5 дБ расчеты МВТ останавливались, выполнялся шаг и новый расчет с помощью МКЭ. Номера итераций, соответствующие этому действию показаны на рис. 4 штриховой вертикальной линией.

Проверим работоспособность алгоритма в рамках разработки планарных СВЧ устройств. Поставим перед собой задачу оптимизации S – параметров полосно-пропускающего фильтра на микрополосковых резонаторах. Введем требования к полосам пропускания и заграждения фильтра:

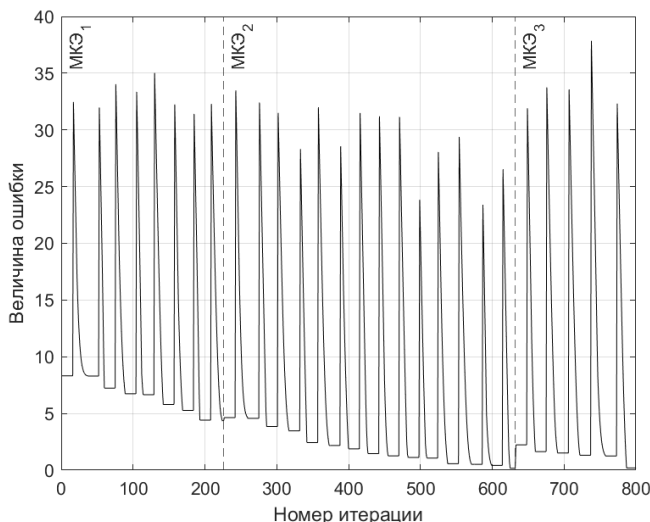


Рис. 4. Зависимость величины ошибки метода внутренней точки от номера итерации.

Fig. 4. Dependence of the interior-point method error on the iteration number

- 1) $|S_{11}| \leq -20$ дБ в пределах относительной полосы пропускания 10,5 %;
- 2) $|S_{11}| \leq -24$ дБ в пределах относительной полосы пропускания 8,7 %;
- 3) $|S_{21}| \geq -0,7$ дБ в пределах относительной полосы пропускания 10,5 %;
- 4) $|S_{21}| \leq -36$ дБ в полосах загораживания $0,45f_0 — 0,67f_0$ и $1,2f_0 — 1,6f_0$.

Минимальный порядок фильтра Чебышева 1-го рода, удовлетворяющий требованиям по полосе загораживания, равен 4, однако максимальный порядок фильтра для введенных требований к потерям в полосе пропускания равен 3. Возникшее противоречие может быть разрешено путем улучшения частотно-селективных свойств фильтра 3-го порядка с помощью формирования нулей коэффициента передачи. Как известно, полосовые фильтры такого типа называются квазиэллиптическими фильтрами (КЭФ), конструкция КЭФ на основе $\lambda/4$ и $\lambda/2$ резонаторов представлена на рис. 5.

Первоначальные размеры резонаторов были рассчитаны в квазистатическом приближении для получения требуемой АЧХ. Результаты расчета такой модели КЭФ с помощью МКЭ показаны на рис. 6 пунктирной линией.

Как видно из рис.6, уровень S_{11} превышает желаемое значение более чем на 10 дБ, а уровень S_{21} в полосе частот $0,45f_0 — 0,67f_0$ должен быть уменьшен на 2,1 дБ. Для настройки АЧХ КЭФ будем использовать геометрические параметры микрополосковых линий w_i и l_i , а также зазоры s_i между ними. Запуск разработанного алгоритма позволяет за 3 итерации

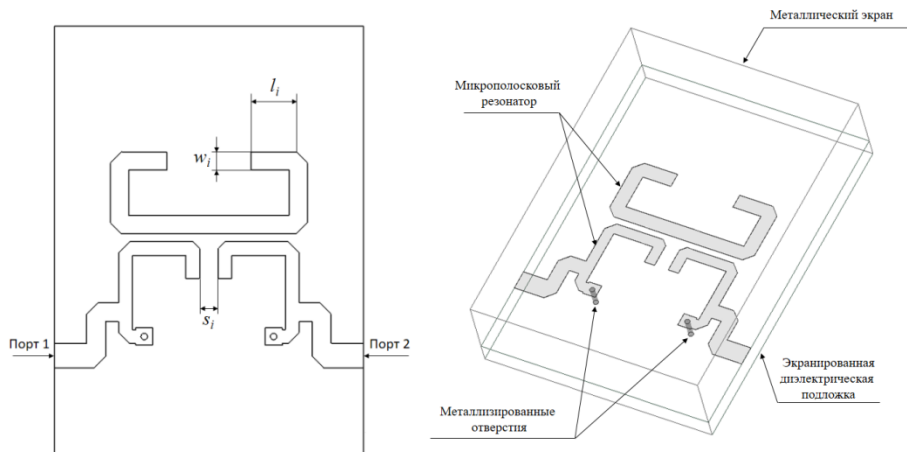


Рис. 5. Модель КЭФ 3-го порядка.

Fig. 5. Model of a 3rd-order quasi-elliptic filter

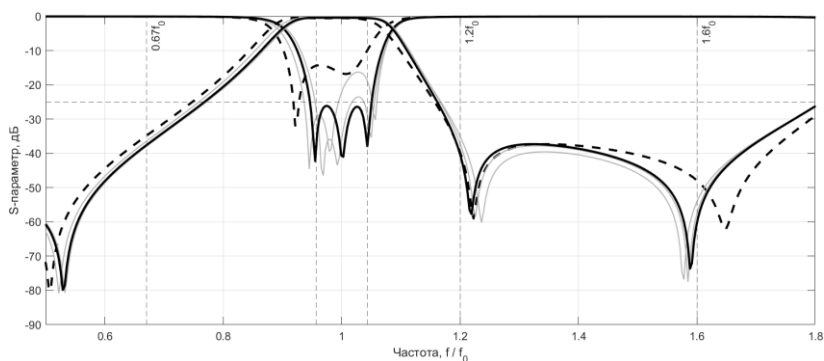


Рис. 6. Начальные (пунктирная линия), промежуточные (серые линии) и конечные (черные сплошные линии) АЧХ КЭФ при оптимизации разработанным алгоритмом.

Fig. 6. Initial (dashed line), intermediate (grey lines), and final (black solid lines) frequency responses of the quasi-elliptic filter during optimization with the developed algorithm

достичь требуемой АЧХ, которая показана черной сплошной линией на рис. 6. Результаты промежуточных расчетов методом конечных элементов показаны серыми сплошными линиями.

Для сравнения разработанного алгоритма с аналогами был выбран градиентный метод последовательного нелинейного программирования (*SNP – Sequenced Nonlinear Programming*), широко используемый на практике. Сравнение состояло в подсчете итераций, требуемых для решения той же задачи оптимизации характеристик КЭФ. Зависимость десятичного логарифма функции ошибки от номера итерации приведена на рис. 7. Как

видно из рисунка, потребовалось 143 итерации, чтобы обеспечить удовлетворение требований. Отметим, что каждая итерация подразумевает при этом прямое численное решение краевой задачи электродинамики с помощью МКЭ.

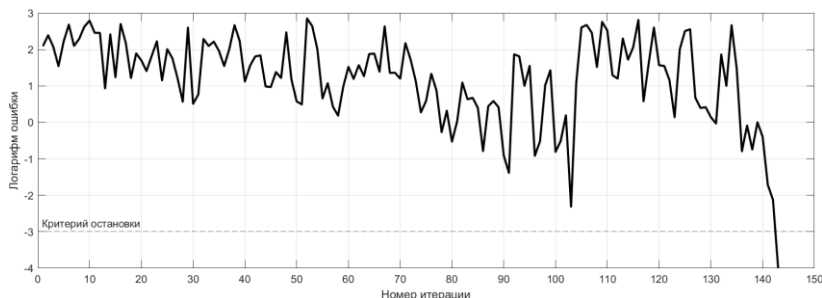


Рис. 7. Зависимость десятичного логарифма ошибки от номера итерации при оптимизации SNP-алгоритмом.

Fig. 7. Dependence of the decimal logarithm of the error on the iteration number during optimization with the SNP algorithm

Приведем также начальные, промежуточные и конечные характеристики фильтра, полученные при SNP-оптимизации.

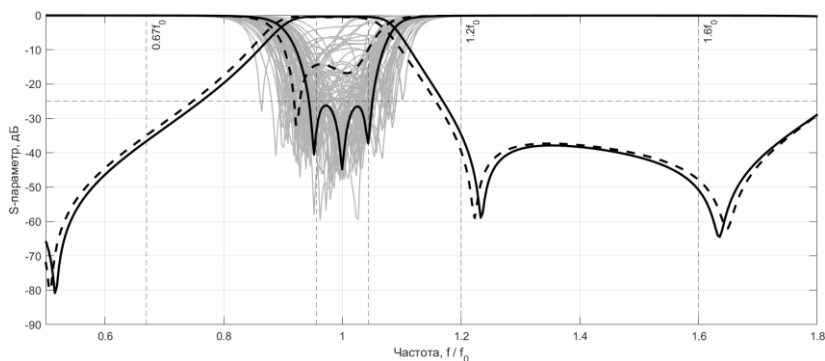


Рис. 8. Начальные (пунктирная линия), промежуточные (серые линии) и конечные (черные сплошные линии) АЧХ КЭФ при оптимизации SNP-алгоритмом.

Fig. 8. Initial (dashed line), intermediate (grey lines), and final (black solid lines) frequency responses of the quasi-elliptic filter during optimization with the SNP algorithm

4. Анализ результатов

Анализ полученных результатов показывает, что разработанный алгоритм обеспечивает ускорение оптимизации благодаря меньшему количеству обращений к методу конечных элементов. Действительно, в сравнении с SNP-методом количество запусков N уменьшено с 143 (рис. 7 и

рис. 8) до 3 (рис. 6). Очевидно, что это достигается большим количеством вычислений МВТ на каждой итерации, а именно 200—400 расчетов, что отражено на рис. 4.

В качестве грубой оценки примем соответствие в вычислительных затратах: 100 расчетов МВТ эквивалентно 1 расчету МКЭ, или 1 условной единице. Примем также, что среднее количество расчетов МВТ на одну итерацию составляет 300, т. е. 3 условных единицы. Так, при оптимизации КЭФ разработанным алгоритмом потребовалось 3 итерации, включающие в себя 3 запуска МКЭ и дополнительно 3 запуска МВТ по 300 расчетов. В результате соотношение вычислительных затрат между SNP и разработанным алгоритмом составляет:

$$\frac{N_{SNP}}{N_{\text{разработанный алгоритм}}} = \frac{143}{3+3 \times 3} \approx 12. \quad (38)$$

Здесь необходимо сделать некоторые замечания, основанные на опыте разработки конкретных устройств. Прежде всего, рассмотренное сравнение справедливо для полностью автоматизированной оптимизации, в то время как опытному разработчику, вероятно, не потребуется большое количество запусков МКЭ, особенно при использовании декомпозиции и методов sparse mapping [2—4]. Далее, как показывает опыт разработки, расчет МКЭ занимает существенно больше времени, поэтому принятая оценка является заниженной. Оценка является также весьма условной, потому что зависит от типа разрабатываемого устройства и производительности используемой вычислительной машины.

Также, следует отметить некоторые особенности разработанного алгоритма, потенциально затрудняющие его применение.

Во-первых, поскольку алгоритм относится к *SLP*, а именно, на каждой итерации зависимость функции ошибки от параметров модели представляется линейной, сходимость будет тем лучше, чем точнее получено решение МКЭ. Это означает, что на каждом шаге требуется обеспечивать разбиение на более мелкие ячейки, чтобы увеличивать точность расчета градиентов (23). В результате вычислительные затраты увеличиваются по сравнению со случаем, когда линейное приближение не используется, а такая точность является избыточной. Этот эффект доступен для наблюдения на рис. 4: после каждого запуска МКЭ появляется скачкообразное изменение ошибки из-за того, что принятое приращение параметров выходит за пределы линейного приближения.

Во-вторых, как и для всех градиентных алгоритмов, запуск оптимизации необходимо выполнять в тот момент, когда получено первое приближение геометрических параметров модели к желаемой характеристике. В противном случае, существует риск «провала» в локальный минимум функции

ошибки. Также, очевидно, что алгоритм не применим для оптимизации дискретных параметров, поскольку градиент в этом случае неопределим.

5. Заключение

Разработан алгоритм оптимизации характеристик пассивных СВЧ-устройств, относящийся к методам последовательного линейного программирования, отличающийся тем, что для получения градиента целевой функции по параметрам модели устройства используются аналитические выражения из сопряженного анализа чувствительности, а для нахождения оптимального шага параметров на каждой итерации используется метод внутренней точки.

Разработанный алгоритм позволяет за счет аналитического расчета градиента с помощью сопряженного анализа чувствительности ускорять автоматическую оптимизацию пассивных СВЧ-устройств примерно в 12 раз по сравнению с методами последовательного нелинейного программирования.

Список литературы

1. Григорьев А. Д. Методы вычислительной электродинамики. М. : ФИЗМАТЛИТ, 2012. 430 с.
2. Bandler J. W., Biernacki R. M., Chen S. H., Grobelny P. A., Hemmers R. H. Space Mapping Technique for Electromagnetic Optimization // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1994. Vol. 42, no. 12. P. 2536–2544.
3. Tang W., Zhou P., Chen X., Leonard Chow Y. Design and Optimization of Microstrip Passive Circuits by Field-Based Equivalent Circuit Model with Aggressive Space Mapping // Microwave and Optical Technology Letters. 2007. Vol. 49, no. 12. P. 2889–2893.
4. Melgarejo J. C., Ossorio J., San-Blas A. A., Guglielmi M., Boria V. E. An Efficient Microwave Filter Design Procedure Based on Space Mapping // International Journal of Microwave and Wireless Technologies. 2022. Vol. 14, no. 1-10. P. 743–746.
5. Vardapetyan L., Manges J., Cendes Z. Sensitivity Analysis of S-Parameters Including Port Variations Using the Transfinite Element Method. In : Proc. of 2008 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest. (Atlanta, GA, USA, 2008). P. 527–530.
6. Nikolova N. K., Zhu J., Li D., Bakr M. H., Bandler J. W. Sensitivity Analysis of Network Parameters with Electromagnetic Frequency-Domain Simulators // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2006. Vol. 54, no. 2. P. 670–681.
7. Фельдштейн А. Л., Явич Л. Р. Синтез четырехполюсников и восьмиполусников на СВЧ. М. : Связь, 1971. 388 с.
8. Кюнц Г. П., Крепле В. Нелинейное программирование / под ред. Ю. М. Данилина; пер. с англ. М. : Мир, 1965. 630 с.
9. Жадан В. Г., Орлов А. А. Двойственные методы внутренней точки для линейной задачи полуопределенного программирования // Журнал вычислительной математики и математической физики. 2011. Т. 51, № 12. С. 2158—2180.
10. Nocedal J., Wright S. J. Numerical Optimization. 2nd ed. New York : Springer, 2006. 664 p.

Информация об авторах

Нестеров Вадим Юрьевич, инженер 1 категории ФГУП «Ростовский-на-Дону научно-исследовательский институт радиосвязи», г. Ростов-на-Дону, Российская Федерация.

Ипатьев Андрей Сергеевич, инженер 1 категории ФГУП «Ростовский-на-Дону научно-исследовательский институт радиосвязи», г. Ростов-на-Дону, Российская Федерация.

On the Possibility of Accelerating the Optimization of S-Parameters of Passive Microwave Devices Using Adjoint Sensitivity Analysis and the Interior Point Method

V. Yu. Nesterov and A. S. Ipatiev

*Rostov-on-Don Research Institute of Radio Communications
130, Nansena st., Rostov-on-Don, 344038, Russian Federation
vadnesterov@sfedu.ru*

Received: May 20, 2026

Peer-reviewed: June 1, 2026

Accepted: June 1, 2026

Abstract: *An algorithm belonging to the methods of sequential linear programming is proposed, which allows accelerating the process of optimizing the S-parameters of microwave devices by reducing the number of calculations using the finite element method. The developed algorithm is based on calculating the gradient of the optimized characteristic using adjoint sensitivity analysis and applying the interior point method to solve the optimization subproblem by changing the model parameters in a linear approximation. Mathematical expressions are presented that allow implementing the developed algorithm. Performance was verified by the example of optimizing the scattering matrix characteristics of microwave filters in microstrip and waveguide implementations. An analysis of computational costs in comparison with other algorithms widely used in practice is presented. The limitations of the algorithm's applicability are analyzed.*

Keywords: *adjoint sensitivity analysis, interior point method, microwave filter, quasi-elliptic filter.*

For citation (IEEE): V. Yu. Nesterov and A. S. Ipatiev, "On the Possibility of Accelerating the Optimization of S-parameters of Passive Microwave Devices Using Adjoint Sensitivity Analysis and the Interior Point Method," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 9, no. 6, pp. 1210–1228, 2026, doi: 10.21227/n9re-6v82. (In Russ.).

References

- [1] A. D. Grigoriev, *Methods of Computational Electrodynamics: a tutorial*, Moscow: FIZMATLIT, 2012. (In Russ.).
- [2] J. W. Bandler, et al., "Space Mapping Technique for Electromagnetic Optimization," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 42, no. 12, pp. 2536–2544, 1994.
- [3] W. Tang, P. Zhou, X. Chen, and Y. Leonard Chow, "Design and Optimization of Microstrip Passive Circuits by Field-Based Equivalent Circuit Model with Aggressive Space Mapping," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 49, no. 12, pp. 2889–2893, 2007.

- [4] J. C. Melgarejo, et al., “An Efficient Microwave Filter Design Procedure Based on Space Mapping,” *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, vol. 14, no. 1-10, pp. 743–746, 2022.
- [5] L. Vardapetyan, J. Manges, and Z. Cendes, “Sensitivity Analysis of S-Parameters Including Port Variations Using the Transfinite Element Method,” in *2008 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Atlanta, GA, USA, pp. 527–530, 2008.
- [6] N. K. Nikolova, et al., “Sensitivity Analysis of Network Parameters with Electromagnetic Frequency-Domain Simulators,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 2, pp. 670–681, 2006.
- [7] A. L. Fel'dshtein and L. R. Yavich, *Synthesis of Four-Poles and Eight-Poles at Microwave Frequencies*. Moscow: Svyaz', 1971. (In Russ.).
- [8] H. P. Künzi und W. Krelle, *Nichtlineare Programmierung*, Berlin, Göttingen, Heidelberg: Springer-Verlag, 1962.
- [9] V. G. Zhadan and A. A. Orlov, “Dual interior point methods for linear semidefinite programming problems,” *Comput. Math. and Math. Phys.*, vol. 51, pp. 2031–2051, 2011.
- [10] J. Nocedal and S. J. Wright, *Numerical Optimization*, 2nd ed. New York: Springer, 2006.

Information about the authors

Vadim Yu. Nesterov, 1st category engineer, FSUE “Rostov-on-Don Research Institute of Radio Communications”, Rostov-on-Don, Russian Federation.

Andrey S. Ipatiev, 1st category engineer, FSUE “Rostov-on-Don Research Institute of Radio Communications”, Rostov-on-Don, Russian Federation.

Сравнение вариантов кодирования уровней яркости растровых полутоновых изображений различных спектральных диапазонов при наличии одиночных битовых ошибок в цифровых каналах связи

Петров Ю. В., Васьковский М. В.

*Балтийский гос. технический университет «ВОЕНМЕХ» им. Д. Ф. Устинова
ул. 1-я Красноармейская, д. 1, г. Санкт-Петербург, 190005, Российская Федерация*

petrov-i4@yandex.ru

Получено: 19 мая 2026 г.

Отрецензировано: 1 июня 2026 г.

Принято к публикации: 1 июня 2026 г.

Аннотация: При передаче в цифровых каналах связи растровых полутоновых изображений с датчиков различных спектральных диапазонов (оптических, радиолокационных) информация в них заложена непосредственно в значения яркостей пикселей, которые могут быть представлены различными кодовыми комбинациями. Наиболее распространенным является использование безыбыточных бинарного кода или кода Грея. При интенсивных помехах в канале связи появляются битовые ошибки. При этом разное кодирование приводит к разным ошибкам в передаваемой информации. В общем случае значения ошибок зависят от разрядов, в которых появились битовые ошибки, значения передаваемой информации и вида кодирования. Целью данного исследования являлось оценивание влияния вида кодирования на ошибки передаваемой информации. В результате сделан вывод, что при передаче по цифровому каналу связи оптических изображений предпочтительно использовать код Грея, радиолокационных изображений — бинарный код.

Ключевые слова: цифровые каналы связи, битовые ошибки, безыбыточное кодирование, бинарный код, код Грея, яркость, среднеквадратическое значение

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Петров Ю. В., Васьковский М. В. Сравнение вариантов кодирования уровней яркости растровых полутоновых изображений различных спектральных диапазонов при наличии одиночных битовых ошибок в цифровых каналах связи // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2026. Т. 9, № 6. С. 1229—1240.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Петров, Ю. В. Сравнение вариантов кодирования уровней яркости растровых полутоновых изображений различных спектральных диапазонов при наличии одиночных битовых ошибок в цифровых каналах связи / Ю. В. Петров, М. В. Васильковский // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2026. — Т. 9, № 6. — С. 1229—1240.

1. Введение

В современных инфокоммуникационных и радиоэлектронных системах передача изображений является одной из ключевых задач, обеспечивающих выполнение функций мониторинга, навигации, группового взаимодействия. В таких системах изображения, получаемые бортовыми датчиками, как правило, различных спектральных диапазонов, передаются по цифровым каналам связи, характеризующимися ограниченной пропускной способностью и подвергающимся интенсивным помехам. Как правило, такие изображения являются растровыми полутоновыми, а передаваемой информацией являются уровни яркости пикселей изображений.

Искажения в цифровых каналах связи характеризуются вероятностями битовых ошибок. Классические методы борьбы с ними основаны на применении различных алгоритмов помехоустойчивого кодирования, предполагающего введение избыточности. Однако это приводит к уменьшению пропускной способности канала связи, снижению эффективной скорости передачи, что критично для систем с ограниченными ресурсами канала связи [1—19].

В связи с этим, актуальной является задача анализа и сравнения вариантов безыбыточного кодирования передаваемых растровых полутоновых изображений с целью уменьшения влияния битовых ошибок каналов связи на качество изображений за счет выбора наилучшего метода кодирования их уровней яркостей.

2. Статистический анализ растровых полутоновых изображений различных спектральных диапазонов

С целью анализа изображений, получаемых от датчиков различных спектральных диапазонов, из открытых источников была сформирована выборка размером в несколько десятков оптических и радио изображений, они были приведены к унифицированному формату (разрядность, размер), построены гистограммы распределения значений яркостей пикселей. Некоторые изображения и соответствующие им гистограммы приведены на рис. 1 (приведенные изображения взяты с сайта *USGS EarthExplorer*¹).

¹ URL: <https://earthexplorer.usgs.gov/> (дата обращения: 13.04.2026)

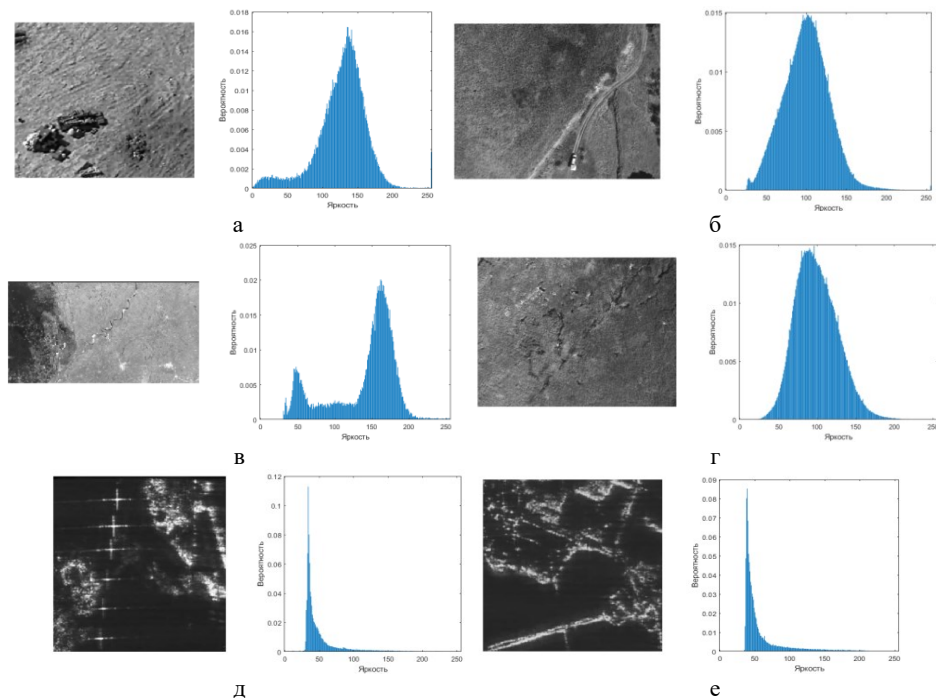


Рис. 1. Изображения видимого (а, б, в), инфракрасного (г) и радио (д, е) диапазонов и соответствующие им гистограммы распределения значений яркостей пикселей.

Fig. 1. Images of the visible (а, б, в), infrared (г), and radio (д, е) ranges and their pixel brightness histograms

Основные выводы по результатам проведенного анализа:

1. Все распределения яркостей — существенно неравномерные.
2. Распределения яркостей оптических изображений видимого диапазона стремятся к нормальным, средние значения бывают смещены относительно центра, СКО, как правило, менее $1/6$ максимальной яркости,
3. Распределения яркостей изображений инфракрасного диапазона так же стремятся к нормальным, встречались двумодальные распределения.
4. Распределения яркостей радиолокационных изображений стремятся к распределениям Релея или Релея — Райса, средние значения, как правило, составляют примерно $1/10$ максимальной яркости.

Эти выводы позволили в дальнейшем ограничиться сравнением вариантов безыбыточного кодирования передаваемых растровых полутонных изображений, имеющих «теоретические» распределения: равномерное, нормальное, релеевское.

3. Методика проведения сравнительного анализа вариантов кодирования уровней яркости растровых полутоновых изображений различных спектральных диапазонов

Для исследования влияния вида кодирования уровней яркости на качество передачи изображений использовалось аналитическое моделирование канала связи с контролируемым внесением ошибок. Рассматривались дискретные сообщения, соответствующие уровням яркости изображений, представленных в виде восьмиразрядных двоичных слов. Формирование входных данных осуществлялось в соответствии с заданным законом распределения вероятностей: равномерным, нормальным, распределением Релея.

Для каждого значения яркости формировалось его кодовое представление в соответствии с выбранным методом кодирования, рассматривались бинарный код и код Грея. Совокупность соответствий между значениями яркости и кодовыми словами задавалась в виде кодовой таблицы («таблица кодирования»).

Далее для каждого кодового слова последовательно моделировались ошибки передачи путем инвертирования одного из разрядов слова. Таким образом, для каждого исходного значения формировалось множество искаженных кодовых слов, соответствующих всем возможным позициям ошибки.

Полученные искаженные кодовые слова декодировались. Ошибка передачи вычислялась как разность между исходным и декодированным (искаженным) значением яркостей. Для каждого значения яркости и каждой позиции ошибки фиксировались соответствующие значения ошибки, на основе которых формировалось полное множество реализаций ошибки передачи.

Для количественной оценки влияния битовых ошибок каналов связи на ошибки передачи информации использовалось среднее значение среднеквадратического значения (СКЗ) ошибки передачи значений яркостей изображений (не среднеквадратическое отклонение!).

СКЗ равно корню квадратному из второго начального момента M_2 или корню квадратному из суммы квадрата математического ожидания и дисперсии ошибок передачи значений яркостей изображений. Оно имеет ту же размерность, что и уровни яркости (и их ошибки), и позволяет корректно сравнивать результаты при различных способах кодирования.

При передаче i -го значения уровня яркости СКЗ ошибки передачи этого значения будет равно:

$$\text{СКЗ}_i = \sqrt{M_{2i}} = \sqrt{\sum_{j_{\text{ош}}=1}^{N_{\Sigma}} (p_{j_{\text{ош}}} \cdot \Delta_{\text{ош},i,j_{\text{ош}}})^2}, \quad (1)$$

где N_{Σ} — количество вариантов наличия битовых ошибок в слове, $j_{\text{ош}}$ — вариант наличия битовых ошибок в слове, $p_{j_{\text{ош}}}$ — вероятность $j_{\text{ош}}$ -го варианта наличия битовых ошибок в слове, $\Delta_{\text{ош},i,j_{\text{ош}}}$ — значения ошибок передачи i -го значения уровня яркости при $j_{\text{ош}}$ -м варианте наличия битовых ошибок в слове.

Количество вариантов наличия битовых ошибок в слове будет зависеть от разрядности слова N (далее при анализе $N=8$):

$$N_{\Sigma} = \sum_{j=1}^N C_N^j \quad (2)$$

В случае наличия только одиночных битовых ошибок и их равновероятном появлении в слове ($p_j = 1/N$):

$$N_{\Sigma} = C_N^1 = N, \quad (3)$$

$$\text{СКЗ}_i = \sqrt{M_{2i}} = \sqrt{\frac{1}{N} \cdot \sum_{j=1}^N (\Delta_{\text{ош},i,j}^2)}, \quad (4)$$

где j — номер ошибочного разряда (от 1 до N).

Вероятность наличия битовых ошибок в слове:

$$P_{\text{ош}} = \sum_{j=1}^N C_N^j \cdot p^j \cdot (1-p)^{N-j}, \quad (5)$$

где p — вероятность битовой ошибки.

В случае наличия только одиночных битовых ошибок:

$$P_{\text{ош}} = N \cdot p^1 \cdot (1-p)^{N-1} \quad (6)$$

СКЗ рассчитывается для всех передаваемых значений яркости, по ним определялось среднее значение. В общем случае неравномерного распределения вероятностей значений уровней яркостей среднее значение СКЗ будет равно:

$$M_{\text{СКЗ}} = \sum_{i=0}^{2^N-1} (p_i \cdot \text{СКЗ}_i), \quad (7)$$

где p_i — вероятность передачи i -го значения уровня яркости.

В случае равномерного распределения вероятностей значений уровней яркостей:

$$M_{\text{СКЗ}} = \frac{1}{2^N} \cdot \sum_{i=0}^{2^N-1} \text{СКЗ}_i. \quad (8)$$

4. Сравнительный анализ вариантов кодирования уровней яркости растровых полутоновых изображений различных спектральных диапазонов

Анализ проводился с помощью специально разработанного в среде *MATLAB* программного обеспечения, предназначенного для моделирования процессов передачи растровых полутоновых изображений различных спектральных диапазонов при наличии одиночных битовых ошибок в каналах связи. Имитировались изображения, имеющие «теоретические» распре-

ления случайных восьмибитных значений уровней яркостей: равномерное, нормальное, релеевское. Оценивались значения среднеквадратических значений ошибок передачи значений яркостей изображений для каждого i -го значения и их средние значения, по которым производилось сравнение.

Результаты анализа приведены ниже в виде рисунков, на которых изображены среднеквадратические значения ошибок передачи значений яркостей изображений при различных значениях собственно яркостей. Кроме этого, рассчитывались и сравнивались их средние значения.

1. При равномерном распределении случайных значений уровней яркостей изображений (рис. 2) для бинарного кода среднее значение СКЗ будет равно $МО_{СКЗ}^{бин} = 52,3 = 3,3 \cdot 2^4$, а для кода Грея $МО_{СКЗ}^{гр} = 60,3 = 3,8 \cdot 2^4$. Полученные результаты показывают, что при равномерном распределении бинарный код обеспечивает в среднем меньший уровень ошибок при передаче по сравнению с кодом Грея.

2. При нормальном распределении случайных значений уровней яркостей изображений (рис. 3) для бинарного кода среднее значение СКЗ остается таким же $МО_{СКЗ}^{бин} = 52,3 = 3,3 \cdot 2^4$, а для кода Грея оно имеет меньшее значение, зависящее от СКО случайных значений уровней яркостей изображений. Например, при СКО=256/6 среднее значение СКЗ будет равно $МО_{СКЗ}^{гр} = 43,2 = 2,7 \cdot 2^4$.

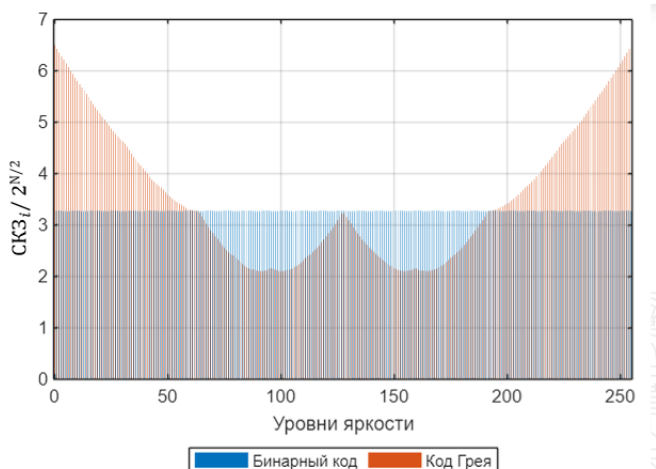


Рис. 2. Среднеквадратические значения ошибок передачи яркостей изображений при их равномерном распределении, кодирование бинарным кодом и кодом Грея.

Fig. 2. RMS values of images brightness errors with their uniform distribution, binary and Gray code encoding

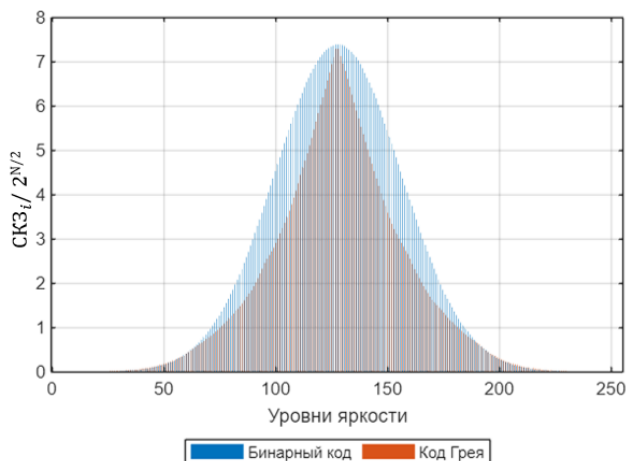


Рис. 3. Среднеквадратические значения ошибок передачи яркостей изображений при их нормальном распределении, кодирование бинарным кодом и кодом Грея.

Fig. 3. RMS values of images brightness errors with their normal distribution, binary and Gray code encoding

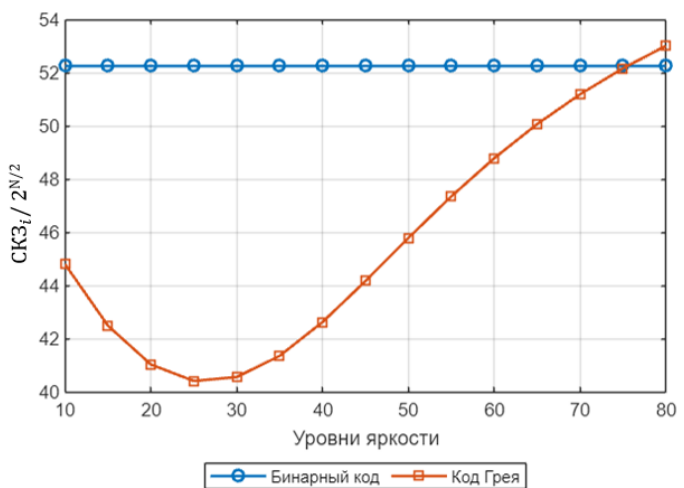


Рис. 4. Зависимость среднего значения СКЗ ошибок передачи яркостей изображений при их нормальном распределении от значения СКО случайных значений уровней яркостей, кодирование бинарным кодом и кодом Грея.

Fig. 4. The dependence of the brightness errors average value with their normal distribution on the brightness levels RMSD values, binary and Gray code encoding

Проведенное исследование показало, что наименьшее среднее значение СКЗ ошибок передачи яркостей изображений достигается при СКО

случайных значений уровней яркостей изображений, равном примерно $25 \approx 256/10$, и составляет $MO_{СКЗ}^{гр} = 40,5 = 2,5 \cdot 2^4$ (рис.4), что существенно меньше $MO_{СКЗ}^{бин}$. Это может быть использовано при предварительной нормировке яркостей изображений перед передачей по каналам связи.

Полученные результаты показывают, что при нормальном распределении кодирование кодом Грея обеспечивает в среднем меньший уровень ошибок при передаче по каналам связи по сравнению с бинарным кодом и может уменьшить среднее значение СКЗ ошибок на 20-30%.

При увеличении СКО случайных значений уровней яркостей изображений (усеченное нормальное распределение стремится к равномерному) выигрыш постепенно уменьшается и при СКО более 75 совсем исчезает.

3. При распределении случайных значений уровней яркостей изображений по закону Релея (рис. 5) для бинарного кода среднее значение СКЗ остается таким же $MO_{СКЗ}^{бин} = 52,3 = 3,3 \cdot 2^4$, а для кода Грея оно имеет большее значение, зависящее от параметра распределения (СКО). Например, при $СКО=256/10$ среднее значение СКЗ равно $MO_{СКЗ}^{гр} = 70,2 = 4,4 \cdot 2^4$, что существенно больше $MO_{СКЗ}^{бин}$.

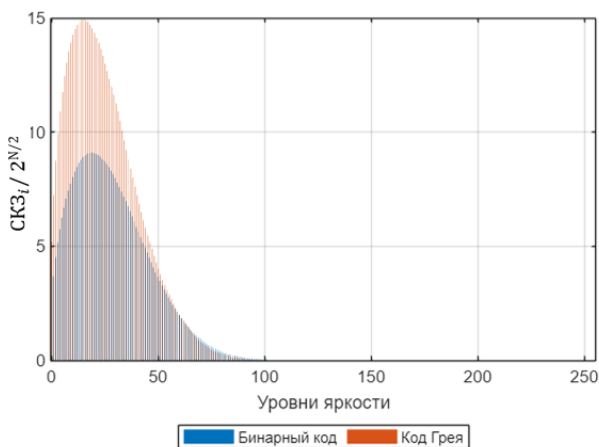


Рис. 5. Среднеквадратические значения ошибок передачи яркостей изображений при распределении Релея, кодирование бинарным кодом и кодом Грея

Fig. 5. RMS values of images brightness errors with Rayley distribution, binary and Gray code encoding

Полученные результаты показывают, что при распределении случайных значений уровней яркостей изображений по закону Релея бинарный код обеспечивает в среднем меньший уровень ошибок при передаче по сравнению с кодом Грея.

4. Заключение

Бинарный код обладает инвариантностью по отношению к распределению случайных значений уровней яркостей изображений и их параметрам, что обеспечивает одинаковый уровень ошибок при передаче по каналам связи и наличие в них бинарных ошибок. Код Грея, напротив, демонстрирует чувствительность к форме распределения: его преимущество проявляется при симметричных распределениях уровней яркости, когда значения преимущественно сосредоточены в центральной области динамического диапазона уровней яркостей.

Поэтому для равномерного распределения случайных значений уровней яркостей изображений и распределения Релея предпочтительным является использование бинарного кодирования, обеспечивающего меньший в среднем уровень ошибок.

При нормальном распределении случайных значений уровней яркостей изображений предпочтительным является использование кода Грея. Практически значимым результатом является вывод о необходимости в этом случае предварительной нормировки яркостей изображений перед передачей по каналам связи до уровня СКО, равного примерно одной десятой от динамического диапазона, а не одной шестой (как общепринято для нормального распределения).

Благодарности

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации (НИР «Разработка и исследование методов управления группами автономных беспилотных летательных аппаратов на основе перспективных систем информационного обеспечения и взаимодействия между отдельными аппаратами в группе», FZWF-2024-0002).

Список литературы

1. Кудряшов Б. Д. Основы теории кодирования. СПб : БХВ-Петербург, 2016. 400 с.
2. Кудряшов Б. Д. Теория информации. СПб : Питер, 2016. 320 с.
3. Конопелько В. К. и др. Теория прикладного кодирования. Минск : БГУИР, 2004. 398 с.
4. Ватолин Д. и др. Методы сжатия данных. Устройство архиваторов, сжатие изображений и видео. М. : Диалог-МИФИ, 2003. 384 с.
5. Дэвид Дж. Луенбергер. Информатика. М. : Техносфера, 2008. 448 с.
6. Митюхин А. И., Пачинин В.И. Элементы алгебраических структур теории кодирования. Минск : БГУИР, 2012. 64 с.
7. Вернер М. Основы кодирования. М. : Техносфера, 2004. 288 с.
8. Хаггарт Р. Дискретная математика для программистов. М. : Техносфера, 2012. 400 с.
9. Li L. et al. Hamming code strategy for medical image sharing // Applied System Innovation. 2020. Vol. 3, no. 1. P. 8.

10. Nguyen D. T., Park Y. Performance enhancement of optical camera communication system using optical camera communication coding and region-of-interest detection // IET optoelectronics. 2021. Vol. 15, no. 6. P. 255–263.
11. Ali M. M. et al. Error mitigation in LPWAN systems: A study on the efficacy of Hamming-coded RPW // Plos one. 2024. Vol. 19, no. 6. Art. e0304386.
12. Saiz-Adalid L. J. et al. Reducing the overhead of BCH codes : New double error correction codes // Electronics. 2020. Vol. 9, no. 11. P. 1897.
13. Murad M., Tasadduq I. A., Otero P. Ciphered BCH Codes for PAPR Reduction in the OFDM in Underwater Acoustic Channels // Journal of Marine Science and Engineering. 2022. Vol. 10, no. 1. P. 91.
14. Fernando M. et al. Reed Solomon codes for the reconciliation of wireless PHY layer based secret keys. In : 2017 IEEE 86th Vehicular Technology Conference (VTC-Fall). IEEE, 2017. P. 1–6.
15. Memar P. et al. Resilience of Reed–Solomon codes against single-frequency electromagnetic disturbances: Fault mechanisms and fault elimination through symbol inversion // Electronics. 2022. Vol. 11, no. 9. P. 1292.
16. Chen S. et al. Application of optical communication technology for UAV swarm // Electronics. 2025. Vol. 14, no. 5. P. 994.
17. Yu H. et al. Research on data link channel decoding optimization scheme for drone power inspection scenarios // Drones. 2023. Vol. 7, no. 11. P. 662.
18. Dong P. et al. A block-based concatenated LDPC-RS code for UAV-to-ground sc-fde communication systems // Electronics. 2023. Vol. 12, no. 14. P. 3143.
19. Xue X. et al. Decoding algorithm based on LDPC for UAV MISO ultraviolet communication system // IEEE Communications Letters. 2024. Vol. 28, no. 5. P. 974–978.

Информация об авторах

Петров Юрий Витальевич, кандидат технических наук, доцент кафедры радиоэлектронных систем управления Балтийского государственного технического университета «ВОЕНМЕХ» им. Д. Ф. Устинова, г. Санкт-Петербург, Российская Федерация.

Васьковский Михаил Васильевич, аспирант кафедры радиоэлектронных систем управления Балтийского государственного технического университета «ВОЕНМЕХ» им. Д. Ф. Устинова, г. Санкт-Петербург, Российская Федерация.

Encoding Variants Comparison for Brightness Levels of Raster Grayscale Various Spectral Ranges Images in the Presence of Single Bit Errors in Digital Communication Channels

Yu. V. Petrov and M. V. Vaskovsky

*Baltic State Technical University "VOENMEH" n. a. D. F. Ustinov
1, 1st Krasnoarmeyskaya str., Saint Petersburg, 190005, Russian Federation*

petrov-i4@yandex.ru

Received: May 19, 2026

Peer-reviewed: June 1, 2026

Accepted: June 1, 2026

Abstract: *When transmitting bitmap grayscale images from sensors of various spectral ranges (optical, radar) in digital communication channels, the information in them is embedded directly in the brightness values of pixels, which can be represented by various code combinations. The most common is the use of redundant binary or Gray code. Bit errors appear in the communication channel with intense interference. At the same time, different encoding leads to different errors in the transmitted information. In general, the error values depend on the bits in which the bit errors appeared, the value of the transmitted information, and the variant of encoding. The purpose of this research was to evaluate the effect of the encoding variant on the transmitted information errors. As a result, it is concluded that when transmitting optical images over a digital communication channel, it is preferable to use the Gray code, and the binary code – for radar images.*

Keywords: *digital communication channels, bit errors, redundant coding, binary code, Gray code, brightness, RMS value.*

For citation (IEEE): Yu.V. Petrov and M. V. Vaskovsky, "Encoding Variants Comparison for Brightness Levels of Raster Grayscale Various Spectral Ranges Images in the Presence of Single Bit Errors in Digital Communication Channels," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 9, no. 6, pp. 1229–1240, 2026, doi: 10.21227/8vek-yy91. (In Russ.).

References

- [1] B. D. Kudryashov, *Fundamentals of Coding Theory*, St. Petersburg: BHV-Petersburg, 2016. (In Russ.).
- [2] B. D. Kudryashov, *Information Theory*, St. Petersburg: Piter, 2016. (In Russ.).
- [3] V. K. Konopel'ko, et al., *Applied Coding Theory*, Minsk: BSUIR, 2004. (In Russ.).
- [4] D. Vatolin, et al., *Data Compression Methods. The Design of Archivers, Image and Video Compression*. Moscow: Dialog-MIFI, 2003. (In Russ.).
- [5] D. G. Luenberger, *Information Science*, Princeton University Press, 2006.

- [6] Mityukhin A. I., Pachinin V. I. Elements of Algebraic Structures of Coding Theory. Minsk: BSUIR, 2012. (In Russ.).
- [7] M. Werner, *Information und Codierung*, Wiesbaden: Vieweg+Teubner, 2008.
- [8] R. Haggarty, *Discrete Mathematics for Computing*, Pearson Education Limited, 2002.
- [9] L. Li, et al., “Hamming Code Strategy for Medical Image Sharing,” *Applied System Innovation*, vol. 3, no. 1, p. 8, 2020.
- [10] D. T. Nguyen and Y. Park, “Performance Enhancement of Optical Camera Communication System Using Optical Camera Communication Coding and Region-of-Interest Detection,” *IET Optoelectronics*, vol. 15, no. 6, pp. 255–263, 2021.
- [11] M. M. Ali, et al., “Error mitigation in LPWAN systems: A study on the efficacy of Hamming-coded RPW,” *Plos one*, vol. 19, no. 6, art. e0304386, 2024.
- [12] L. J. Saiz-Adalid, et al., “Reducing the overhead of BCH codes: New double error correction codes,” *Electronics*, vol. 9, no. 11, p. 1897, 2020.
- [13] M. Murad, I. A. Tasadduq, and P. Otero, “Ciphred BCH Codes for PAPR Reduction in the OFDM in Underwater Acoustic Channels,” *Journal of Marine Science and Engineering*, vol. 10, no. 1, p. 91, 2022.
- [14] M. Fernando, et al., “Reed Solomon codes for the reconciliation of wireless PHY layer based secret keys,” in *2017 IEEE 86th Vehicular Technology Conference (VTC-Fall)*, IEEE, pp. 1–6, 2017.
- [15] P. Memar, et al., “Resilience of Reed–Solomon codes against single-frequency electromagnetic disturbances: Fault mechanisms and fault elimination through symbol inversion,” *Electronics*, vol. 11, no. 9, p. 1292, 2022.
- [16] S. Chen, et al., “Application of optical communication technology for UAV swarm,” *Electronics*, vol. 14, no. 5, p. 994, 2025.
- [17] H. Yu, et al., “Research on data link channel decoding optimization scheme for drone power inspection scenarios,” *Drones*, vol. 7, no. 11, p. 662, 2023.
- [18] P. Dong, et al., “A block-based concatenated LDPC-RS code for UAV-to-ground sc-fde communication systems,” *Electronics*, vol. 12, no. 14, p. 3143, 2023.
- [19] X. Xue, et al., “Decoding algorithm based on LDPC for UAV MISO ultraviolet communication system,” *IEEE Communications Letters*, vol. 28, no. 5, pp. 974–978, 2024.

Information about the authors

Yuriy V. Petrov, Candidate of Technical Sciences, Associate Professor of the Radioelectronic Control Systems Department of the Baltic State Technical University “VOENMEH” n. a. D. F. Ustinov, Sankt-Petersburg, Russian Federation.

Mikhail V. Vaskovsky, Post-Graduate Student of the Radioelectronic Control Systems Department of the Baltic State Technical University “VOENMEH” n. a. D. F. Ustinov, Sankt-Petersburg, Russian Federation.

Многослойный SIW-фильтр с перекрестной связью и подавлением высших мод

Букин С. П., Михайлов М. А., Корж В. Н., Крутиев С. В.

Южный федеральный университет

ул. Зорге, 5, г. Ростов-на-Дону, 344090, Российская Федерация

skrutiev@sfedu.ru

Получено: 20 мая 2026 г.

Отрецензировано: 1 июня 2026 г.

Принято к публикации: 1 июня 2026 г.

Аннотация: В данной работе рассматривается метод построения полосно-пропускающего фильтра на основе волноводов, интегрированных в подложку (SIW), с перекрестной связью, квазиэллиптической частотной характеристикой и расширенной полосой заграждения. Основная проблема подобных фильтров состоит в том, что перекрестная связь, необходимая для формирования нулей передачи вблизи рабочей полосы, одновременно создает дополнительный путь распространения для высших паразитных мод. В результате даже при подавлении паразитных откликов в основном пути связи сохраняется возможность их передачи через перекрестный канал, что ограничивает внеполосное подавление. Предложенный подход основан на использовании распределения электромагнитных полей основной и высших мод в многослойной SIW-структуре. Для основной моды сохраняется требуемая топология связей, обеспечивающая формирование полосы пропускания и нулей передачи. Для паразитных мод, прежде всего TE_{102} и TE_{201} , передача подавляется за счет сочетания ортогонального расположения элементов связи, нулевого возбуждения и смешанной связи.

Ключевые слова: интегрированный в подложку волновод, волноводный фильтр, квазиэллиптический фильтр, полосно-пропускающий фильтр, нули передачи, перекрестные связи, матрица связей.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Букин С. П., Михайлов М. А., Корж В. Н., Крутиев С. В. Многослойный SIW-фильтр с перекрестной связью и подавлением высших мод // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2026. Т. 9, № 6. С. 1241—1255.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Букин, С. П. Многослойный SIW-фильтр с перекрестной связью и подавлением высших мод / С. П. Букин, М. А. Михайлов, В. Н. Корж, С. В. Крутиев // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. — 2026. — Т. 9, № 6. — С. 1241—1255.

1. Введение

Фильтры на основе волноводов, интегрированных в подложку, или *SIW*-фильтры (*Substrate Integrated Waveguide, SIW*), являются одним из перспективных направлений развития планарных СВЧ-устройств. Интерес к ним обусловлен тем, что *SIW*-технология сочетает преимущества классических металлических волноводов и печатных микрополосковых структур. Такие фильтры могут быть реализованы в виде компактных печатных плат, технологически совместимы с другими планарными СВЧ-компонентами и при этом сохраняют ряд волноводных свойств: малые потери, низкий уровень паразитного излучения, высокую добротность, хорошую электромагнитную экранировку и повышенную допустимую мощность по сравнению со многими традиционными планарными фильтрами.

Особое место среди *SIW*-фильтров занимают структуры с перекрестной связью. В таких фильтрах, помимо основного последовательного пути передачи энергии между резонаторами, вводится дополнительный путь связи между несмежными резонаторами [1—4]. Благодаря интерференции сигналов, проходящих по разным путям, в передаточной характеристике могут формироваться нули передачи. Наличие нулей передачи позволяет получить квазиэллиптическую амплитудно-частотную характеристику, отличающуюся высокой крутизной вблизи полосы пропускания и, следовательно, повышенной частотной избирательностью фильтра.

Однако введение перекрестной связи решает только часть задачи. Оно позволяет улучшить частотную избирательность около рабочей полосы, но одновременно усложняет подавление паразитных полос пропускания, возникающих из-за высших мод *SIW*-резонаторов. Для современных многодиапазонных СВЧ-систем требуется не только крутая частотная характеристика около полосы пропускания, но и широкая полоса заграждения с достаточным подавлением на удаленных частотах. Если паразитные моды не подавляются, они могут формировать дополнительные нежелательные полосы пропускания, ухудшая внеполосное подавление и снижая помехоустойчивость устройства.

Для *SIW*-фильтров без перекрестной связи уже известны различные методы расширения полосы заграждения: разнесение частот паразитных мод, уменьшение ширины паразитной полосы, использование ортогональности полей, нулевого возбуждения и смешанной связи [5, 6]. Эти методы позволяют ослаблять передачу высших мод в основном пути связи между резонаторами. Однако при наличии перекрестной связи их эффективность снижается, поскольку паразитные моды могут распространяться не только по основному, но и по дополнительному перекрестному пути. Поэтому

даже при подавлении высших мод в основном канале связи паразитная передача может сохраняться через перекрестный путь.

В данной работе предложен подход, позволяющий совместить квазиэллиптическую характеристику и широкую полосу заграждения в *SIW*-фильтре с перекрестной связью. Ключевая идея состоит в использовании распределения электромагнитных полей основной и паразитных мод в многослойной *SIW*-структуре. Предложенная конструкция обеспечивает передачу основной моды, необходимой для формирования рабочей полосы и нулей передачи, но одновременно препятствует распространению паразитных мод как по основному, так и по перекрестному пути связи. Электродинамическое моделирование производилось с помощью *CST Microwave Studio*.

2. Теоретические сведения

2.1. *SIW*-технология как планарная реализация волновода

Волновод, интегрированный в подложку (*SIW*), можно рассматривать как печатную реализацию прямоугольного металлического волновода. Верхний и нижний проводящие слои платы выполняют роль широких стенок волновода, а боковые стенки формируются рядами металлизированных переходных отверстий. Для предварительных расчетов *SIW* часто заменяют эквивалентным прямоугольным волноводом с эффективной шириной:

$$a_{\text{eff}} \approx a_{\text{SIW}} - \frac{d^2}{0.95p}, \quad (1)$$

где a_{SIW} — расстояние между рядами металлизированных отверстий, d — диаметр отверстия, p — шаг между соседними отверстиями. Эта поправка учитывает, что боковые стенки *SIW* не являются сплошными металлическими стенками, а состоят из периодической системы переходных отверстий.

Чтобы боковые стенки вели себя близко к сплошной металлизации и не создавали заметной утечки поля, обычно используют конструктивные ограничения вида:

$$p < 2d, \quad (2)$$

$$d < \frac{\lambda_g}{5}, \quad (3)$$

где λ_g — длина волны в направляющей структуре. Физический смысл этих условий состоит в том, что отверстия должны располагаться достаточно часто, чтобы электромагнитное поле не «утекало» через боковые стенки.

Для прямоугольного волновода частота отсечки моды TE_{mn} приближенно определяется выражением:

$$f_{c,mn} = \frac{c}{2\sqrt{\varepsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m}{a_{\text{eff}}}\right)^2 + \left(\frac{n}{b_{\text{eff}}}\right)^2}, \quad (4)$$

где c — скорость света в вакууме, ε_r — относительная диэлектрическая проницаемость подложки, a_{eff} и b_{eff} — эффективные поперечные размеры волновода, m и n — индексы моды. В SIW -резонаторах чаще рассматривают не бесконечный волновод, а ограниченную резонансную полость, поэтому резонансные частоты зависят от размеров полости в двух планарных направлениях.

Для прямоугольной SIW -полости резонансную частоту моды TE_{m0n} в первом приближении можно записать как:

$$f_{m0n} \approx \frac{c}{2\sqrt{\varepsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m}{a_{\text{eff}}}\right)^2 + \left(\frac{n}{l_{\text{eff}}}\right)^2}, \quad (5)$$

где l_{eff} — эффективная длина резонатора. Именно такие моды, например, TE_{101} , TE_{102} и TE_{201} , рассматриваются в статье. Основная рабочая полоса формируется модой TE_{101} , а моды TE_{102} и TE_{201} являются паразитными и должны быть подавлены.

2.2. SIW -фильтр как система связанных резонаторов

Полосно-пропускающий SIW -фильтр представляет собой систему связанных электромагнитных резонаторов. Каждый резонатор имеет собственную резонансную частоту f_0 , а связь между резонаторами приводит к расщеплению резонансов и формированию полосы пропускания. Относительная ширина полосы пропускания определяется выражением:

$$FBW = \frac{f_2 - f_1}{f_0}, \quad (6)$$

где f_1 и f_2 — нижняя и верхняя граничные частоты полосы пропускания, а f_0 — центральная частота:

$$f_0 = \sqrt{f_1 f_2} \quad (7)$$

При проектировании связанных фильтров важную роль играет коэффициент связи k_{ij} между резонаторами i и j . Для пары связанных резонаторов его часто определяют через две расщепленные резонансные частоты:

$$k_{ij} = \frac{f_{\text{even}}^2 - f_{\text{odd}}^2}{f_{\text{even}}^2 + f_{\text{odd}}^2}, \quad (8)$$

где f_{even} и f_{odd} — резонансные частоты четного и нечетного типов колебаний связанной пары. В зависимости от характера поля связь может быть магнитной, электрической или смешанной. Как правило, магнитную связь принято считать положительной, а электрическую — отрицательной.

Связь фильтра с внешними линиями передачи описывается внешней добротностью Q_e . В общем виде добротность резонатора определяется как отношение запасенной энергии к энергии, теряемой за один радиан колебаний:

$$Q = \omega_0 \frac{W}{P_{\text{loss}}}, \quad (9)$$

где $\omega_0 = 2\pi f_0$, W — запасенная электромагнитная энергия, P_{loss} — мощность потерь. Для внешней добротности вместо внутренних потерь учитывают мощность, отдаваемую во внешнюю цепь:

$$Q_e = \omega_0 \frac{W}{P_{\text{ext}}} \quad (10)$$

Чем меньше Q_e , тем сильнее резонатор связан с внешней линией. При слишком слабой связи увеличиваются вносимые потери, а при слишком сильной связи ухудшается согласование и форма полосы.

3. Методы

3.1. Классический дизайн

В качестве исходной структуры (рис. 1) рассматривается полосно-пропускающий *SIW*-фильтр с перекрестной связью между первым и последним резонаторами. Такая топология применяется для получения квазиэллиптической характеристики, поскольку в ней сигнал может распространяться не только по основному последовательному пути, но и по дополнительному перекрестному каналу. Основной путь передачи энергии имеет вид $Port_1 \rightarrow R_1 \rightarrow R_2 \rightarrow R_3 \rightarrow R_4 \rightarrow Port_2$, а перекрестная связь вводится между резонаторами R_1 и R_4 . Для основной моды TE_{101} эти два пути работают совместно: в полосе пропускания они поддерживают передачу энергии от входа к выходу, а на частотах около полосы пропускания могут создавать условия взаимной компенсации. В результате формируются конечные нули передачи, определяющие квазиэллиптический характер амплитудно-частотной характеристики.

Основная полоса пропускания в рассматриваемом фильтре формируется модой TE_{101} . Высшие моды, прежде всего TE_{102} и TE_{201} , являются нежелательными, поскольку способны образовывать паразитные полосы пропускания на более высоких частотах. Для фильтра с перекрестной связью эта проблема особенно существенна: даже если паразитная мода подавлена в основном пути, она может пройти через перекрестный канал R_1-R_4 . Поэтому методика проектирования должна обеспечивать не только формирование требуемого квазиэллиптического отклика для TE_{101} , но и подавление высших мод во всех значимых путях связи.

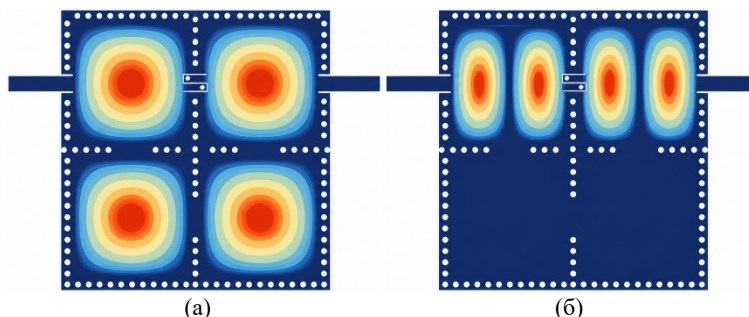


Рис. 1. Распределение электрического поля в *SIW*-фильтре с перекрестной связью для моды TE_{101} (а) и моды TE_{102} (б).

Fig. 1. Electric field distribution in a cross-coupled *SIW* filter for TE_{101} mode (a) and TE_{102} mode (б)

Классические методы подавления паразитных откликов в квазиэллиптических *SIW*-фильтрах в основном были направлены на основной путь связи. Для этого использовались смешанная связь, ортогональное расположение элементов связи, разнесение частот паразитных мод и другие приемы. Такие методы могут заметно ослабить передачу высших мод между соседними резонаторами. Однако они не устраняют принципиальную проблему традиционной двухпутевой топологии: паразитная мода сохраняет возможность передачи через перекрестный путь. Поэтому подавление паразитной полосы оказывается ограниченным, а уровень внеполосного подавления часто остается недостаточным для получения широкой полосы заграждения.

Далее рассмотрим предлагаемое изменение конструкции *SIW*-фильтра, которое направлено на независимое управление передачей основной и высших мод: основная мода TE_{101} должна сохранять перекрестную связь, а паразитные моды должны быть заблокированы как в основном, так и в перекрестном пути.

3.2. Предлагаемый *SIW*-фильтр

Предлагаемая структура (рис. 2) является четырехрезонаторным двухслойным *SIW*-фильтром с перекрестной связью. Резонаторы R_1 и R_2 расположены в верхнем слое, а R_3 и R_4 — в нижнем. Все резонаторы выполнены квадратными, что упрощает настройку собственных частот и обеспечивает удобную организацию межслойных связей. Важная особенность конструкции состоит в том, что все элементы связи размещены во внутреннем металлическом слое (рис. 3). На верхней и нижней поверхностях не вводятся дополнительные гибридные элементы, поэтому сохраняется экранированный характер *SIW*-структуры.

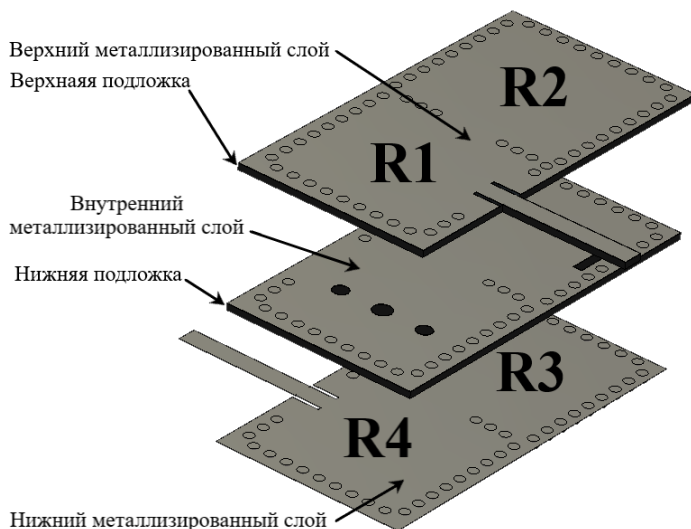


Рис. 2. Трехмерная структура предлагаемого фильтра.

Fig. 2. Three-dimensional structure of the proposed filter

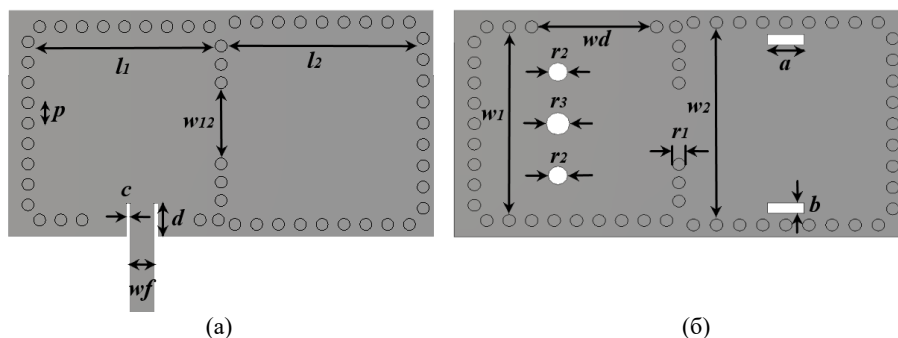


Рис. 3. Чертеж верхнего (а) и внутреннего (б) слоев предлагаемого фильтра.

Fig. 3. Drawing of the top (a) and inner (б) layers of the proposed filter

Для основной моды TE_{101} фильтр работает как обычная квазиэллиптическая система с перекрестной связью. Основной путь передачи имеет вид $Port_1 \rightarrow R_1 \rightarrow R_2 \rightarrow R_3 \rightarrow R_4 \rightarrow Port_2$. Связи R_1-R_2 и R_3-R_4 реализованы в одном слое с помощью индуктивных окон. Такая связь имеет магнитный, или положительный, характер. Межслойная связь R_2-R_3 реализуется с помощью щелей, расположенных вблизи центров кромок резонаторов; она также соответствует положительной магнитной связи. Перекрестная связь R_1-R_4 организуется отверстиями в области, где для основной моды преобладает электрическое поле, вследствие чего она имеет отрица-

тельный, то есть электрический, характер. С учетом знаков связей матрицу для основной моды можно представить как:

$$\mathbf{M}^{(101)} = \begin{bmatrix} 0 & +M_{12}^{(101)} & 0 & -M_{14}^{(101)} \\ +M_{12}^{(101)} & 0 & +M_{23}^{(101)} & 0 \\ 0 & +M_{23}^{(101)} & 0 & +M_{34}^{(101)} \\ -M_{14}^{(101)} & 0 & +M_{34}^{(101)} & 0 \end{bmatrix} \quad (11)$$

Именно отрицательная связь $M_{14}^{(101)}$ обеспечивает появление нулей передачи около полосы пропускания. При этом центральное отверстие радиуса r_3 выступает основным элементом, задающим величину перекрестной связи для моды TE_{101} . Увеличение r_3 усиливает связь между R_1 и R_4 , что приводит к изменению положения нулей передачи. В качественном виде это можно записать как:

$$\frac{\partial |k_{14}^{101}|}{\partial r_3} > 0 \quad (12)$$

Следовательно, параметр r_3 является основным инструментом настройки квазиэллиптической характеристики вблизи рабочей полосы. Ключевая новизна предложенной конструкции связана не с самой возможностью получить квазиэллиптический отклик, а с подавлением паразитных мод. Для этого используются особенности распределения полей высших типов колебаний. Передача между двумя резонаторами определяется не только геометрическим размером отверстия или щели, но и тем, как поле моды распределено в области элемента связи. В общем виде коэффициент связи можно рассматривать как величину, пропорциональную интегралу перекрытия полей:

$$k_{ij}^{(p)} \sim \int_V \left(\mu \mathbf{H}_i^{(p)} \cdot \mathbf{H}_j^{(p)} - \varepsilon \mathbf{E}_i^{(p)} \cdot \mathbf{E}_j^{(p)} \right) dV \quad (13)$$

Если элемент связи расположен в области, где соответствующая компонента поля паразитной моды имеет узел или ортогональна полю соседнего резонатора, интеграл перекрытия становится малым. Тогда паразитная связь подавляется [8—9]. Для основного пути предложенного фильтра элементы связи расположены в ортогональных позициях (рис. 4) относительно полей мод TE_{102} и TE_{201} . В результате выполняется приближенное условие:

$$k_{12}^{102} \approx k_{23}^{102} \approx k_{34}^{102} \approx 0, \quad k_{12}^{201} \approx k_{23}^{201} \approx k_{34}^{201} \approx 0 \quad (14)$$

Тем самым передача этих мод по основному последовательному пути устраняется. Однако, как было показано выше, этого недостаточно: необходимо также исключить передачу по перекрестному пути R_1-R_4 .

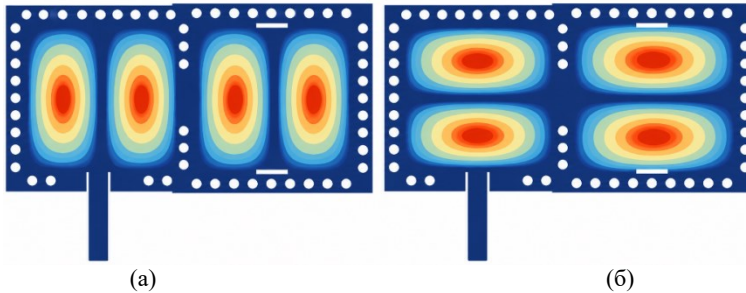


Рис. 4. Моды TE_{102} (а) и TE_{201} (б) в верхнем слое предлагаемого фильтра.

Fig. 4. TE_{102} (a) and TE_{201} (b) modes in the top layer of the proposed filter

Для моды TE_{102} задача решается за счет нулевого возбуждения. Амплитуда возбуждения моды портом может быть представлена как интеграл взаимодействия возбуждающего тока с полем моды:

$$a_p \sim \int_S \mathbf{J}_{\text{port}} \cdot \mathbf{E}^{(p)} dS \quad (15)$$

Если порт расположен в области, где поле моды TE_{102} имеет нуль или неподходящую симметрию, то $a_{102} \approx 0$. В этом случае мода практически не возбуждается и, следовательно, не может эффективно передаваться ни по основному, ни по перекрестному пути:

$$a_{102} \approx 0 \Rightarrow S_{21}^{102}(\omega) \approx 0 \quad (16)$$

Для моды TE_{201} ситуация сложнее. Она может эффективно возбуждаться портами, поэтому одного нулевого возбуждения недостаточно. В предложенном фильтре ее передача через перекрестный путь устраняется за счет смешанной связи. Между резонаторами R_1 и R_4 используются три отверстия. Центральное отверстие радиуса r_3 расположено в области, где для моды TE_{201} магнитное поле максимально, а электрическое поле мало (рис. 5). Поэтому оно формирует преимущественно магнитную составляющую перекрестной связи k_{14m}^{201} .

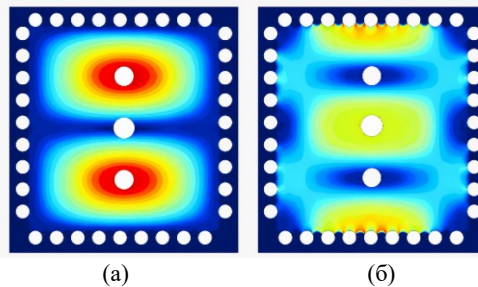


Рис. 5. Мода TE_{201} в резонаторах R_1 и R_4 с учетом наличия отверстий перекрестной связи.

Fig. 5. TE_{201} mode in resonators R_1 and R_4 considering the presence of cross-coupling holes

Два дополнительных отверстия радиуса r_2 располагаются в областях, где электрическое поле максимально, а магнитное поле мало. Они создают электрическую составляющую связи k_{14e}^{201} . Результирующий коэффициент перекрестной связи для моды TE_{201} записывается как:

$$k_{14}^{201} = \frac{k_{14m}^{201} - k_{14e}^{201}}{1 - k_{14m}^{201} k_{14e}^{201}} \quad (17)$$

Если обе составляющие малы, знаменатель близок к единице, и выражение переходит в приближенную форму $k_{14}^{201} \approx k_{14m}^{201} - k_{14e}^{201}$. Следовательно, при выполнении условия $k_{14m}^{201} = k_{14e}^{201}$ результирующая перекрестная связь для моды TE_{201} обращается в нуль: $k_{14}^{201} = 0$. Это означает, что паразитная мода, даже будучи возбужденной портом, не передается напрямую между R_1 и R_4 . В сочетании с ортогональным подавлением в основном пути это дает полное условие подавления моды TE_{201} :

$$k_{\text{main}}^{201} \approx 0, \quad k_{14}^{201} \approx 0 \quad (18)$$

Таким образом, предложенная структура одновременно блокирует две основные паразитные моды: TE_{102} подавляется за счет нулевого возбуждения и ортогональности, а TE_{201} — за счет ортогональности в основном пути и компенсации смешанной связи в перекрестном пути.

4. Результаты

Изготовлен экспериментальный образец (рис. 6) на подложке *Rogers RT/duroid 5880* толщиной 0,508 мм. Для этой подложки относительная диэлектрическая проницаемость составляет $\epsilon_r = 2,2$, а тангенс угла диэлектрических потерь равен $\tan\delta = 0,0009$. В ходе оптимизационных расчетов были определены итоговые размеры конструкции: $l_1 = w_1 = 13,1$ мм, $l_2 = w_2 = 13,7$ мм, $w_{12} = 5,5$ мм, $w_f = 1,6$ мм, $a = 2,3$ мм, $b = 0,7$ мм, $c = 0,3$ мм, $d = 2,2$ мм, $p = 1,4$ мм, $r_1 = 0,8$ мм, $r_2 = 1,2$ мм, $r_3 = 1,5$ мм.

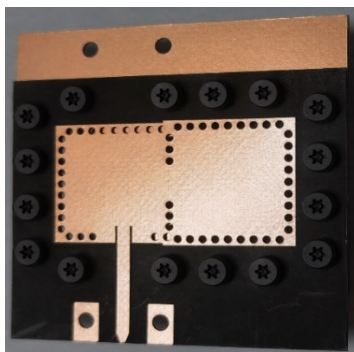


Рис. 6. Фотография изготовленного прототипа SIW-фильтра.

Fig. 6. Photograph of the fabricated SIW filter prototype

На рис. 7. представлено сравнение АЧХ изготовленного прототипа (прерывистая линия) и компьютерной модели (сплошная линия), выполненной в программном пакете *CST Microwave Studio*. Из рисунка видно, что результаты находятся в хорошем согласовании. Небольшое расхождение между расчетными и измеренными характеристиками в таких структурах является ожидаемым. Оно может быть связано с отклонением фактической диэлектрической проницаемости подложки от номинального значения, допусками травления, шероховатостью металлизации, точностью металлизированных отверстий, качеством совмещения слоев, влиянием винтового крепления и разъемов. Для многослойного *SIW*-фильтра особенно критичны параметры межслойных отверстий и щелей, поскольку они определяют как рабочие коэффициенты связи, так и компенсацию паразитных связей. Даже небольшие отклонения радиусов r_2 и r_3 или их положения могут смещать условие $k_{14m}^{201} = k_{14e}^{201}$ и изменять глубину подавления паразитной полосы.

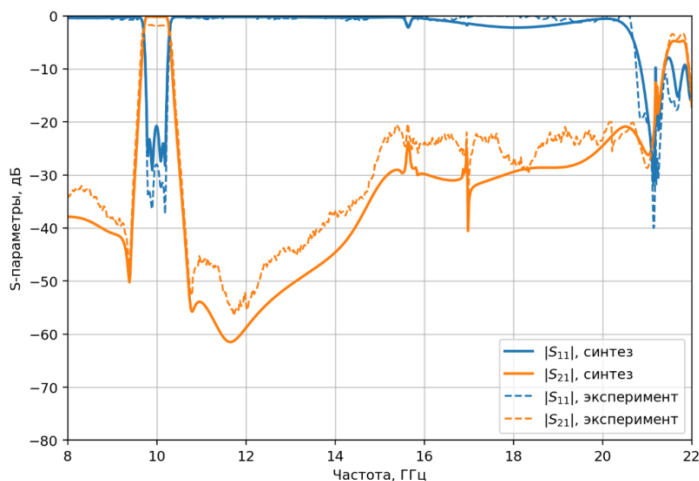


Рис. 7. Сравнение амплитудно-частотных характеристик изготовленного прототипа *SIW*-фильтра и результатов моделирования.

Fig. 7. Comparison of the amplitude-frequency characteristics of the fabricated *SIW*-filter prototype and its computer modeling results

5. Заключение

С практической точки зрения полученный результат можно представить как совмещение двух требований, которые в традиционных конструкциях часто конфликтуют друг с другом. Первое требование — высокая частотная избирательность около рабочей полосы — обеспечивается

перекрестной связью и нулями передачи. Второе требование — широкая полоса заграждения — обеспечивается подавлением высших мод за счет ортогональности и смешанной связи. В предложенном фильтре эти требования выполняются одновременно без перехода к гибридной структуре, что позволяет сохранить экранированный характер *SIW* и его основные преимущества. Появление нулей передачи по обе стороны от рабочей полосы подтверждает, что отрицательная перекрестная связь между резонаторами R_1 и R_4 реализована корректно. Эти нули повышают частотную избирательность фильтра вблизи полосы пропускания, поскольку переход от области передачи к области подавления становится более резким. При этом сохранение широкой полосы заграждения показывает, что перекрестный путь не стал каналом паразитной передачи для высших мод, что и являлось основной целью предложенного метода.

Полученные результаты показывают, что предложенная методика может использоваться не только как частное конструктивное решение для фильтра на 10 ГГц, но и как общий подход к проектированию квазиэллиптических *SIW*-фильтров с расширенной полосой заграждения. Основная проектная идея состоит в том, что параметры, отвечающие за рабочую перекрестную связь, и параметры, отвечающие за подавление паразитных мод, должны настраиваться отдельно. Такая декомпозиция делает конструкцию более управляемой и позволяет переносить принцип на фильтры другого порядка, другой центральной частоты и другой относительной полосы пропускания.

Список литературы

1. Krutiev S. V., Bukin S. P., Gubskiy D. S., Samoletova M. A. Compact Quasi-Elliptic SIW Filter Equivalent to a Waveguide Structure: Size Reduction While Preserving High-Quality Frequency Response // *Technical Physics*. 2026. Vol. 71, no. 3. P. 103–110.
2. Букин С. П., Крутиев С. В., Губский Д. С. Полосно-пропускающий SIW-фильтр с шестью перекрестно связанными резонаторами // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2025. Т. 8, № 5. С. 787—803.
3. Букин С. П., Лонкина Д. В., Крутиев С. В. Компактный квазиэллиптический полосно-пропускающий фильтр, выполненный с использованием SIW-технологии // *СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии*. 2023. Т. 6, № 5. С. 95—96.
4. Букин С. П., Крутиев С. В. Квазиэллиптический полосно-пропускающий фильтр, выполненный по SIW-технологии // *Физические основы приборостроения*. 2024. Т. 13, № 2(52). С. 13—21.
5. Chu P., et al. “Wide stopband substrate integrated waveguide filter implemented by orthogonal ports’ offset,” *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.* 2020. Vol. 68, no. 3, P. 964–970.
6. Xie H.-W. et al. “Wide-stopband SIW filters using modified multi-spurious modes suppression technique,” *IEEE Trans. Circuits Syst. II, Exp. Briefs*. 2020. Vol. 67, no. 12. P. 2883–2887.
7. Zhu Y., Dong Y. “Double-layer SIW filters with higher-order mode suppression,” in *Proc. IEEE Asia-Pacific Microw. Conf. (APMC)*, Dec. 2019, pp. 780–782.

8. Shen W., Zhu H.-R. "Vertically stacked trisection SIW filter with controllable transmission zeros," IEEE Microw. Wireless Compon. Lett. 2020. Vol. 30, no. 3. P. 237–240.
9. Zhu Y., Dong Y. "Stripline resonator loaded compact SIW filters with wide suppression and flexible response," IEEE Microw. Wireless Compon. Lett. 2020. Vol. 30, no. 5. P. 465–468.

Информация об авторах

Букин Сергей Павлович, аспирант кафедры радиофизики физического факультета Южного федерального университета, г. Ростов-на-Дону, Российская Федерация.

Михайлов Максим Александрович, аспирант кафедры радиофизики физического факультета Южного федерального университета, г. Ростов-на-Дону, Российская Федерация.

Корж Вячеслав Николаевич, студент кафедры радиофизики физического факультета 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.

Multilayer SIW Filter With Cross Coupling and High Mode Suppression

S. P. Bukin, M. A. Mikhailov, V. N. Korzh, and S. V. Krutiev

South Federal University
5, Sorge st., Rostov-on-Don, 344090, Russian Federation
skrutiev@sfedu.ru

Received: May 20, 2026
Peer-reviewed: June 1, 2026
Accepted: June 1, 2026

Abstract: In this paper we consider a method of constructing a bandpass filter based on substrate integrated waveguides (SIW) with crosstalk, quasi-elliptic frequency response and extended bandwidth. The main problem with such filters is that the crosstalk necessary to form transmission zeros near the operating bandwidth simultaneously creates an additional propagation path for higher parasitic modes. As a result, even when parasitic responses are suppressed in the main coupling path, the possibility of their transmission through the crossover path remains, thus limiting out-of-band suppression. The proposed approach is based on the use of electromagnetic field distribution of the main and higher modes in a multilayer SIW-structure. For the main mode, the required bond topology is preserved, providing the formation of the passband and transmission zeros. For parasitic modes, especially TE_{102} and TE_{201} , transmission is suppressed by a combination of orthogonal arrangement of coupling elements, zero excitation and mixed coupling.

Keywords: substrate integrated waveguide, waveguide filter, quasi-elliptic filter, band-pass filter, transmission zeros, cross-coupling, coupling matrix.

For citation (IEEE): S. P. Bukin, M. A. Mikhailov, V. N. Korzh, and S. V. Krutiev, "Multilayer SIW Filter With Cross Coupling and High Mode Suppression," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 9, no. 6, pp. 1241–1255, 2026, doi: 10.21227/8gcm-y206. (In Russ.).

References

- [1] S. V. Krutiev, S. P. Bukin, D. S. Gubskiy, and M. A. Samoletova, "Compact Quasi-Elliptic SIW Filter Equivalent to a Waveguide Structure: Size Reduction While Preserving High-Quality Frequency Response," *Technical Physics*, vol. 71, no. 3, pp. 103–110, 2026.
- [2] S. P. Bukin, S. V. Krutiev, and D. S. Gubsky, "Bandpass SIW Filter with Six Cross-Coupled Resonators," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 8, no. 5, pp. 787–803, 2025. (In Russ.).
- [3] S. P. Bukin, D. V. Lonkina, and S. V. Krutiev, "Compact quasi-elliptical bandpass filter made using SIW technology," *Microwave and Telecommunication Technology*, no. 5, pp. 95–96, 2023. (In Russ.).
- [4] S. P. Bukin and S. V. Krutiev, "Quasi-Elliptic Band-Pass Filter Made by SIW-Technology," *Physical Bases of Instrumentation*, vol. 13, no. 2(52), pp. 13–21, 2024. (In Russ.).

- [5] P. Chu, et al., "Wide stopband substrate integrated waveguide filter implemented by orthogonal ports' offset," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 68, no. 3, pp. 964–970, 2020.
- [6] H.-W. Xie, et al., "Wide-stopband SIW filters using modified multi-spurious modes suppression technique," *IEEE Trans. Circuits Syst. II, Exp. Briefs*, vol. 67, no. 12, pp. 2883–2887, 2020.
- [7] Y. Zhu and Y. Dong, "Double-layer SIW filters with higher-order mode suppression," in *Proc. IEEE Asia-Pacific Microw. Conf. (APMC)*, pp. 780–782, Dec. 2019.
- [8] W. Shen and H.-R. Zhu, "Vertically stacked trisection SIW filter with controllable transmission zeros," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 30, no. 3, pp. 237–240, 2020.
- [9] Y. Zhu and Y. Dong, "Stripline resonator loaded compact SIW filters with wide suppression and flexible response," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 30, no. 5, pp. 465–468, 2020.

Information about the authors

Sergey P. Bukin, postgraduate student of the Department of Radiophysics, Faculty of Physics, Southern Federal University, Rostov-on-Don, Russian Federation.

Maksim A. Mikhailov, postgraduate student of the Department of Radiophysics, Faculty of Physics, Southern Federal University, Rostov-on-Don, Russian Federation.

Vyacheslav N. Korzh, student, Department of Radiophysics, Faculty of Physics, Southern Federal University, Rostov-on-Don, Russian Federation.

Sergey V. Krutiev, PhD in Physics and Mathematics, Associate Professor, Department of Radiophysics, Southern Federal University, Rostov-on-Don, Russian Federation.

Методология организации полунатурного моделирования бортовой части авиационного виртуального электронного полигона

^{1,2}Криворучко Ю. Т., ³Филин А. Д., ³Макаридин Р. А.

¹*Санкт-Петербургский государственный университет гражданской авиации
ул. Пилотов, д. 38, г. Санкт-Петербург, 196210, Российская Федерация*

²*АО НПО «Обуховский завод»
пр. Обуховской Обороны, 120, г. Санкт-Петербург, 192012, Российская Федерация*

³*Санкт-Петербургский государственный ун-т аэрокосмического приборостроения
ул. Б. Морская, д. 67, лит. А, г. Санкт-Петербург, 190000, Российская Федерация
krivoruchko.yuri@mail.ru, fadadf@rambler.ru, fraskxtrr@yandex.ru*

Получено: 20 мая 2026 г.

Отрецензировано: 1 июня 2026 г.

Принято к публикации: 1 июня 2026 г

Аннотация: В статье представлена методология организации имитационного моделирования виртуальных объектов со свойствами валидности при создании авиационных электронных полигонов различных ведомств, включая гражданскую, государственную и авиацию МЧС, предназначенных для практической подготовки летного и командного состава авиации. Обоснованы и представлены методы и имитационная структура организации и построения информационных каналов и способы их реализации. Работа отличается значимой научной новизной, так как представленная в ней методология определяет способы организации имитационной структуры бортового информационного комплекса авиационного электронного комплекса со свойствами валидности и особенности его взаимодействия с бортовыми радиоэлектронными системами без вмешательства в их функционирование по назначению.

Ключевые слова: авиационный виртуальный электронный полигон, имитационное моделирование, бортовой информационный комплекс, радиолокационная информация, линии передачи информации, имитационный алгоритм формирования информации о воздушной обстановке.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Криворучко Ю. Т., Филин А. Д., Макаридин Р. А. Методология организации полунатурного моделирования бортовой части авиационного виртуального электронного полигона // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2026. Т. 9, № 6. С. 1256—1271.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Криворучко, Ю. Т. Методология организации полунатурного моделирования бортовой части авиационного виртуального электронного полигона / Ю. Т. Криворучко, А. Д. Филин, Р. А. Макаридин // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2026. — Т. 9, № 6. — С. 1256—1271.

1. Введение

Повышение роли авиации различного назначения, включая применение государственной авиации, в разрешении локальных и региональных геополитических конфликтов, требует непрерывного совершенствования системы подготовки и проверки боевой выучки как летных экипажей (ЛЭ), так и специалистов боевого управления авиацией (БУА) авиационных частей и подразделений. Анализ современного состояния и развития инфраструктуры летно-тактической подготовки ЛЭ и расчетов БУА позволяют определить тенденции ведущих стран по созданию условий обучения авиационных специалистов близких к реальным боевым действиям, реализуемым с помощью электронных полигонов [1, 2, 6, 10].

Основой реализации данного направления инновационного развития полигонной инфраструктуры в авиации является разработка комплексной автоматизированной системы оперативно-тактической подготовки — авиационного виртуального электронного полигона (АВЭП), гипотетическая структура которого может быть представлена в виде рис. 1.

На базе данной концепции в настоящее время в РФ и за рубежом выполняются исследования по созданию эффективных средств обеспечения боевой подготовки командного и летного состава авиации, что особенно актуально в настоящее время, так как АВЭП решает задачу совместного обучения, тренировки и оценки уровня оперативно-тактической подготовки летных экипажей и специалистов БУА подразделений авиации [5, 7].

АВЭП (рисунок 1) представляется многофункциональной системой, объединяющей в рамках единого комплекса средства измерения, имитации и моделирования условных боевых действий частей авиации с целью создания оперативно-тактической обстановки, максимально приближенной к реальной. В пределах полигона могут располагаться один или два аэродрома со штатными командными пунктами (КП) авиационных частей и радиотехническими средствами обеспечения полетов (РТС ОП) для проведения летно-тактических учений (ЛТУ), в том числе и двухсторонних.

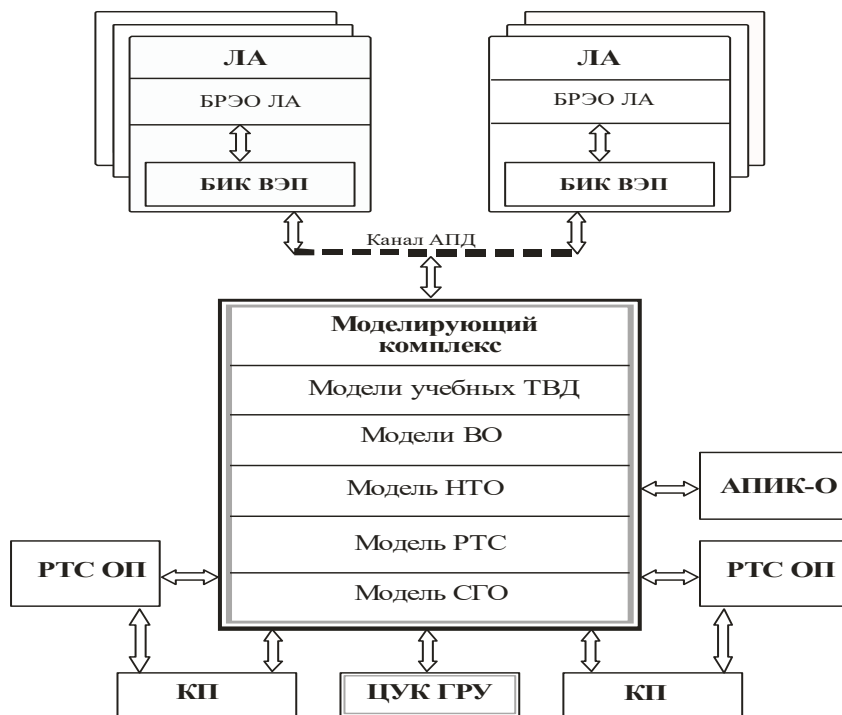


Рис. 1. Гипотетическая структура АВЭП.

Fig. 1. Hypothetical structure of the aviation virtual electronic testing ground (AVETG)

Функциональные комплексы системы, входящие в состав АВЭП: центр управления и контроля (ЦУК) группы руководства учениями (ГРУ); наземный моделирующий комплекс (МК); аппаратура передачи данных (АПД); бортовой информационный комплекс (БИК), встраиваемый в бортовое радиоэлектронное оборудование (БРЭО) ЛА в комплексе с АПД; автоматизированный полигонный измерительный комплекс огневой (АПИК-О) интегрируются в полигонную инфраструктуру действующих авиационных полигонов.

В МК обеспечивается синхронное функционирование следующих основных моделей:

- модели театра военных действий (ТВД) — оперативно-тактической обстановки ЛТУ;
- воздушной обстановки (ВО), в соответствии со сценарием ЛТУ;
- модель наземной тактической обстановки (НТО);
- модель радиотехнических средств обеспечения полетов (РТС ОП);

— модель системы государственного опознавания (СГО), обеспечивающая формирование признаков идентификации ЛА.

В структурном исполнении АВЭП представляет собой набор взаимосвязанных компонентов, расположенных на самолетах и на местности в пределах территории полигона, рисунок 2 [1, 5].

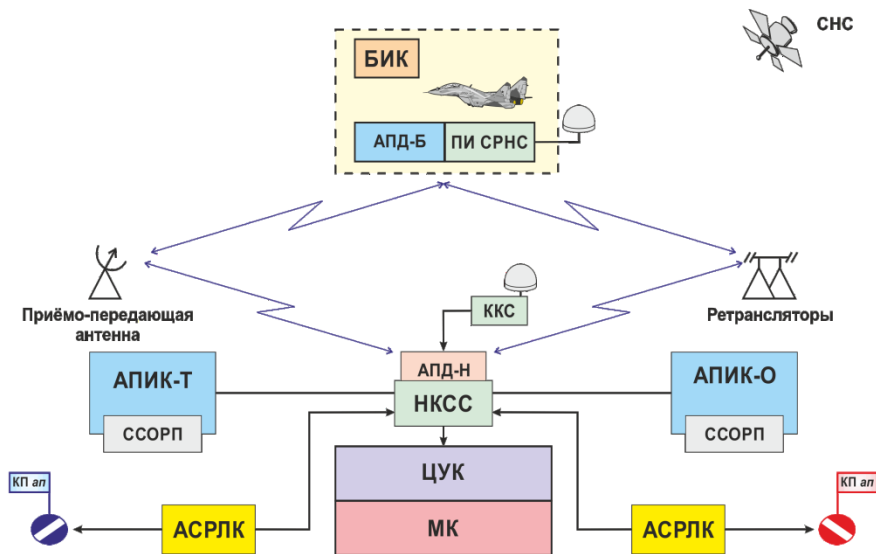


Рис. 2. Пример электронного полигона государственной авиации.

Fig. 2. Example of an electronic testing ground for state aviation

Реализация подобных систем требует организации синхронного взаимодействия наземного моделирующего комплекса и реальных объектов [5, 7]. Специальный программный комплекс МК моделирует в реальном масштабе времени (РМВ) виртуальную тактическую воздушную и наземную обстановку в соответствии со сценарием проводимых ЛТУ [7]. Моделирующий комплекс создает виртуальные объекты — математические модели самолетов, средств ПВО, авиационных средств поражения (АСП), радиолокационных станций (РЛС) противника, помеховую обстановку. Реальными объектами являются самолеты, у которых к штатному бортовому радиоэлектронному оборудованию (БРЭО) дополнительно встраиваются бортовые информационные комплексы (БИК), которые должны переносить и отображать признаки функционирования математических моделей виртуальной воздушной обстановки, моделируемой МК, на индикационное оборудование кабин и систем БРЭО самолета [9]. При этом

должна решаться задача синхронного моделирования воздушной обстановки в условиях выполнения реального полета ЛА.

2. Метод имитационного моделирования бортовой информации

Методология построения бортового информационного комплекса для сопряжения БРЭО самолета [9] с наземным МК является одной из сложных и важных задач синтеза АВЭП.

Кроме обеспечения отображения функционирования имитируемой воздушной и наземной тактической обстановки, реализуемой моделирующим комплексом на индикационном оборудовании самолета, БИК обеспечивает на борту самолета имитацию наличия и применения виртуальных АСП. Математическое имитационное моделирование воздушной тактической обстановки с электронным, огневым и траекторным противодействием требует реализации сложных алгоритмов и математических расчетов.

Вычислительные процессы по моделированию указанных функций в БИК на борту ЛА в РМВ проводить не рационально, поэтому целесообразно разделение реализации задач между МК и БИК. Основную часть моделирования целесообразно реализовать в наземном МК, состоящим из ряда мощных высокопроизводительных компьютерных систем. При этом БИК, в общей концепции построения АВЭП, становится для моделирующего комплекса сопроцессором, в который МК передает обработанную модельную информацию и принимает новые данные (условия) для следующего шага моделирования.

В рассматриваемой методике построения АВЭП в БИК входит бортовой вычислительный комплекс (ВК). В экспериментальном исполнении ВК предлагается к реализации как система, состоящая из трех функциональных вычислителей и адаптеров их сопряжения с БРЭО самолета, что позволяет проводить исследования задач синтеза отдельно по функциональным задачам (рис. 3).

Взаимодействие моделирующего комплекса и БИК ЛА осуществляется с помощью специализированной аппаратуры передачи данных (АПД), линии передачи данных (ЛПД) которой реализуется по методу множественного доступа с временным разделением каналов. Суть метода состоит в разделении информационного канала во времени между несколькими объектами. За каждым объектом жестко закрепляется свой интервал (временной слот), в котором только он один может выходить в эфир и передавать данные. Дополнительные резервы открываются при использовании иерархических структур и адаптивного распределения каналов.

Для организации синхронизации системы используется секундный синхронизирующий сигнал, вырабатываемый спутниковыми навигационными приемниками (СНП), входящими в состав ЛА, участвующих в информационном обмене. Система информационного обмена работает в полудуплексном режиме. Это означает, что в течение своего слота объект не может принимать данные, а только передает.

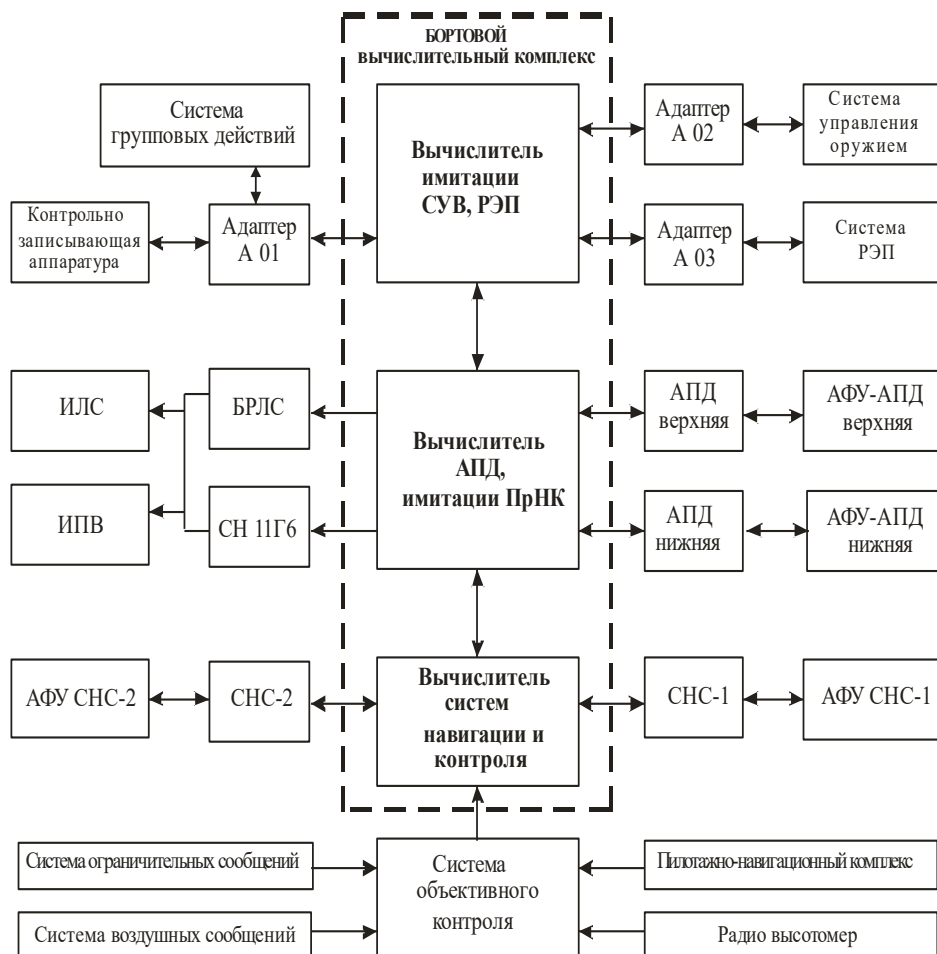


Рис. 3. Имитационная структура бортового информационного комплекса АВЭП.

Fig. 3. Simulation structure of the on-board information complex of the AVETG

При одновременном приеме информационных сообщений от нескольких объектов считается, что ни одно из этих сообщений не может

быть восстановлено. Такая ситуация называется коллизией. Коллизии могут возникать по причине задержек распространения сигнала от удаленных объектов, а также погрешности синхросигналов навигационных приемников. Для предотвращения подобных коллизий в алгоритме должны быть предусмотрены специальные временные участки, разделяющих слоты на безопасные интервалы.

3. Способ комплексирования БИК с БРЭО ЛА

Особенностью работы ЛПД является широковещательность, заключающаяся в том, что при передаче информации одним объектом все остальные могут ее принять и обработать, исходя из собственного алгоритма. При выполнении динамическими объектами пространственных маневров (переворот, бочка, петля и т. д.) могут возникать потери информационных сообщений вследствие выхода из зоны видимости диаграммы направленности АПД. С целью их устранения в структуре БИК предусматривается установка на ЛА дублирующего комплекта аппаратуры приемо-передающего тракта с антеннами в верхней и нижней части фюзеляжа самолета (АПД верхняя, АПД нижняя), за счет чего образуется шаровая зона видимости. По линии передачи данных «земля-борт», на ЛА поступает информация о воздушной тактической обстановке: трассы имитируемых воздушных целей, которые попадают в зону обнаружения бортовой РЛС, признаки функционирования имитируемых средств ПВО обозначенного «противника», служебная информация установки режимов работы бортового комплекса, информация коррекции СНС.

По линии передачи данных «борт — земля» в МК поступает текущая координатная информация, информация о режимах работы прицельно-навигационного комплекса (ПрНК) и выборочная информация СОК (разовые команды) при применении АСП, пилотажно-навигационная информация, параметры работы систем самолета. Комплексирование БИК с бортовыми системами самолета обеспечивает:

— взаимодействие его с бортовым радиолокационным комплексом (БРЛС). При этом БИК имитирует воздушные цели, которые отображаются на индикаторе лобового стекла (ИЛС) и индикаторе прямой видимости (ИПВ), расположенных в кабине самолета, синхронно с отметками от реальных воздушных целей [9];

— отображение моделируемого радиоэлектронного противодействия (РЭП) на бортовых индикаторах комплекса радиоэлектронной борьбы (РЭБ), а также признаков функционирования моделируемых МК систем ПВО «противника»;

— преобразование поступивших на его вход данных к виду и формату, в котором их способна принять АПД;

— полноценное участие ЛА в моделируемой виртуальной тактической обстановке, которое достигается возможностью выполнения виртуальных атак. Для этого комплекс БИК оборудован специальным адаптером, позволяющим взаимодействовать с системой управления оружием (СУО) самолета (рис. 2). Результатом взаимодействия является виртуальная загрузка авиационных средств поражения (АСП), отображаемая на пульте СУО в кабине самолета.

В соответствии со штатной логикой работы системы вооружения БИК обеспечивает выбор, подготовку и применение виртуальных АСП, имитирует их сход с точек подвески (ТП), передачу в МК данных, необходимых для моделирования траектории полета АСП, определения степени поражения наземной цели или вероятности поражения воздушной цели, в том числе и виртуальной.

БИК взаимодействует с пилотажно-навигационным комплексом (ПНК) и системой объективного контроля (СОК). Информационные потоки этих систем принимаются и обрабатываются, позволяя передать в МК текущие параметры полета, режимы работы системы вооружения, принимаемые действия экипажа. В состав БИК входит спутниковая навигационная система (СНС), которая позволяет с высокой точностью определить пространственное положение летательного аппарата (ЛА) и выполняет функции синхронизации системы в целом.

Задачи БИК распределяются между вычислителями бортового ВК и на экспериментальном отладочном этапе синтеза АВЭП; целесообразно представить это разделение следующим образом.

Вычислитель АПД, имитации ПрНК (рис. 3) совместно с аппаратурой передачи данных реализует функцию информационного радиоканала «земля — борт — земля». Передаваемая информация позволяет МК получать необходимые для выполнения моделирования навигационные координаты самолета, параметры работы бортовых систем.

ВК организует взаимодействие с БРЛС ЛА, при этом информация МК (моделируемые виртуальные цели), принимаемая по ЛПД, переформируется в информационные сообщения, предназначенные для БРЛС. Шаг математического моделирования наземного комплекса составляет 1 Гц.

Вычислитель имитации СУВ РЭП осуществляет взаимодействие с соответствующими бортовыми системами самолета, позволяет выводить информацию на определенные приборные панели, считывать положения тумблеров бортовых систем, реализует имитационное взаимодействие с соответствующими бортовыми комплексами. Взаимодействие с РЭП осу-

ществляется посредством информационной линии стандарта RTM1495-75 между вычислителем и специальным адаптером А03. Взаимодействие с СУО обеспечивается посредством интерфейса RTM1495-75 между вычислителем и специальным адаптером А02 (рис. 3). Для достижения необходимого уровня контроля действий экипажа производится сопряжение с системой контрольной записывающей аппаратуры (КЗА).

Данные КЗА содержат необходимую информацию о текущем состоянии систем самолета. Вычислитель осуществляет взаимодействие с системой КЗА посредством интерфейса RTM1495-75 между вычислителем и специальным адаптером А01 (рис. 3).

Вычислитель системы навигации и контроля (рис. 3) решает задачи приема и обработки пилотажно-навигационной информации в БИК и передачи информации системы объективного контроля (СОК) и информации ПрНК в МК.

В состав вычислителя входит преемник спутниковой навигации (СНС) «ГЛОНАС-GPS». С целью повышения достоверности вычисления координат в условиях динамичного и маневренного пилотирования, и предотвращения потери спутникового сигнала вследствие затенения антенны корпусом самолета в БИК используется два СНС с разнесенными антенно-фидерными блоками. На блок приемопередатчика бортовой аппаратуры навигации, посадки и обеспечения групповых действий летательных аппаратов поступают два высокочастотных сигнала с двух АФС: Для повышения достоверности координатной информации в вычислителе решается задача совместной обработки информации от СНС и ПрНК. Вычислитель принимает и формирует информационные послышки для передачи в МК, селектируя необходимые для отображения в ЦУК параметры. Полученные данные передаются по линии АПД «борт — земля» в наземный центр управления и контроля, где проводится автоматический анализ условий обеспечения безопасности полетов при выполнении задач ЛТП (ЛТУ).

4. Интерфейсная поддержка комплексирования БИК АВЭП

Вычислители ВК обеспечивают интерфейсную поддержку необходимых бортовых интерфейсов, присущих БРЭО ЛА. Аппаратно все вычислители унифицированы, за исключением вычислителя системы навигации и контроля, в состав которого входят два приемника СНС. Каждый вычислитель состоит из вычислительного ядра, реализованного на основе одноплатного промышленного компьютера, выполненного в конструктиве PC104. Основным вычислительным узлом может являться микропроцессор *PENTIUM*, с рабочей частотой 180 МГц. Микропроцессор взаимодей-

ствует со 128 мегабайтами оперативной памяти, 8 мегабайтами флеш-памяти хранения программ и данных. В перспективе все три вычислителя (рис. 2) могут быть интегрированы в одном вычислительном блоке с операционной системой. Вычислительное ядро работает под управлением операционной системы реального времени *QNX 4.25*. Основная задача операционной системы (ОС) состоит в управлении ресурсами процессорного блока. Все действия в системе — диспетчеризация прикладных программ, запись файлов на диск, пересылка данных — выполняются под управлением ОС. Приложения реального времени полагаются на способность ОС обрабатывать многочисленные события в пределах ограниченного интервала времени. Чем быстрее реагирует ОС, тем большее пространство для маневра имеет приложение реального времени в пределах жестких временных рамок. Применение системы *QNX 4.25* обеспечивает многозадачность, диспетчеризацию программ на основе приоритетов и быстрое переключение контекста. Настройка и отладка системы реализуется в терминальном режиме с использованием двух имеющихся у процессорной платы последовательных интерфейсов стандарта *RS232*. Первый коммуникационный порт *COM1* бортового ВК настроен в системе *QNX* как терминальный порт, что позволяет, подключив специальный отладочный ноутбук, полностью управлять системой, включая установку конфигурационных параметров, просмотр, удаление, перемещение файлов, запуск утилит. Второй порт *COM2* совместно со специально разработанной утилитой используется для пересылки файлов между отладочным ноутбуком и вычислителем БИК. Среда разработки программ, компилятор, отладчик находятся на ноутбуке, позволяя интерактивно вести разработку и взаимодействовать с БИК, что является важным аспектом на этапе экспериментальных исследований синтеза АВЭП. Каждое процессорное ядро принимает и передает обработанную информацию посредством специального встроенного интерфейсного контроллера.

Интерфейсные блоки вычислителей бортового ВК, структура которых представлена на рисунке 4, располагает жесткой логикой схем физических интерфейсов стандарта *PTM1495-75 (ARIN429)*, *RS232* для обеспечения взаимодействия с комплексами БРЭО ЛА.

В составе бортового ВК реализуются следующие функциональные блоки интерфейсов: блок входных/выходных каналов передачи данных стандарта *PTM1495-75*; блок входных/выходных данных интерфейса АПД; блок входных/выходных последовательных каналов передачи данных стандарта интерфейса *RS232* (рисунок 4).

В состав блока СЦВ входит программируемая логическая интегральная схема (ПЛИС), в которую загружается специально разработанная аппа-

ратная логика интерфейсов: блока буферизации данных, блока синхронизации линии АПД, блока цифровой обработки приемника АПД, блока передаваемых АПД сообщений, блока входных и выходных разовых команд.

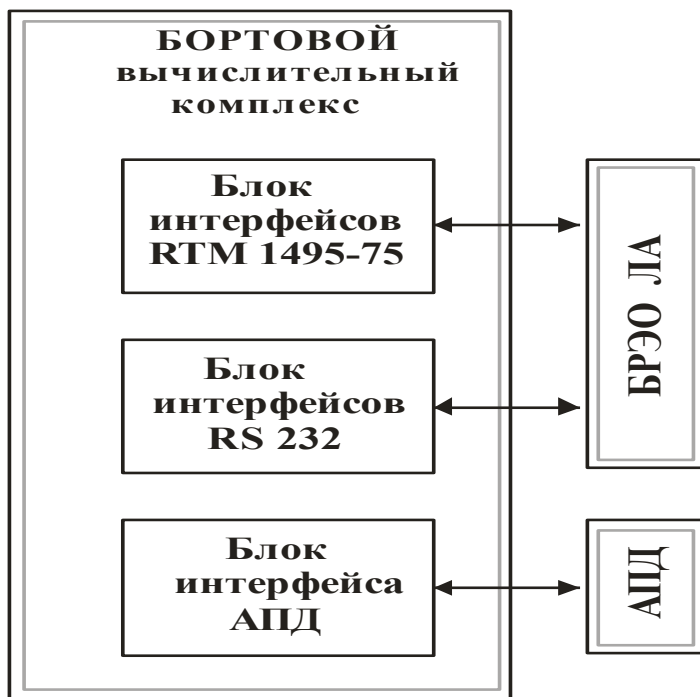


Рис. 4. Структура комплексирования БИК с БРЭО ЛА.

Fig. 4. Structure of integration of the onboard information system with the aircraft's electronic equipment

Вычислители бортового ВК реализуются на базе параллельной шестнадцатиразрядной *ISA*-шины или ее последующих модификациях. Использование системной шины *ISA* объясняется тем, что этот стандарт зарекомендовал себя простотой использования и надежностью функционирования. Пропускной способности шины достаточно для организации всех интерфейсных коммуникаций вычислителей бортового ВК. При необходимости вести обмен большим количеством данных для экономии вычислительных ресурсов возможно использование при построении ВК механизма контроллера прямого доступа к памяти.

Разработан малогабаритный вариант БИК на базе когнитивной микро-ЭВМ (рисунок 5) на основе комплекта БИС «Мультикор». На рисунке 6 представлена БИС 1892BM10Я из комплекта «Мультикор».

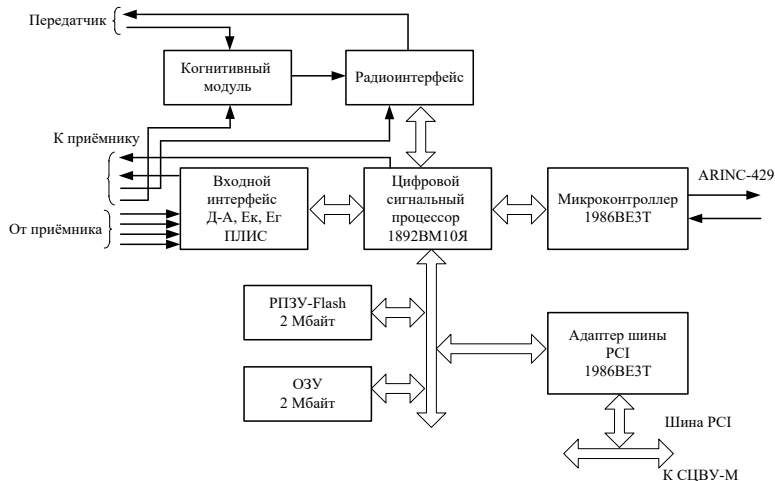


Рис. 5. Когнитивная микро-ЭВМ с когнитивной обработкой сигналов.

Fig. 5. Cognitive microcomputer with cognitive signal processing

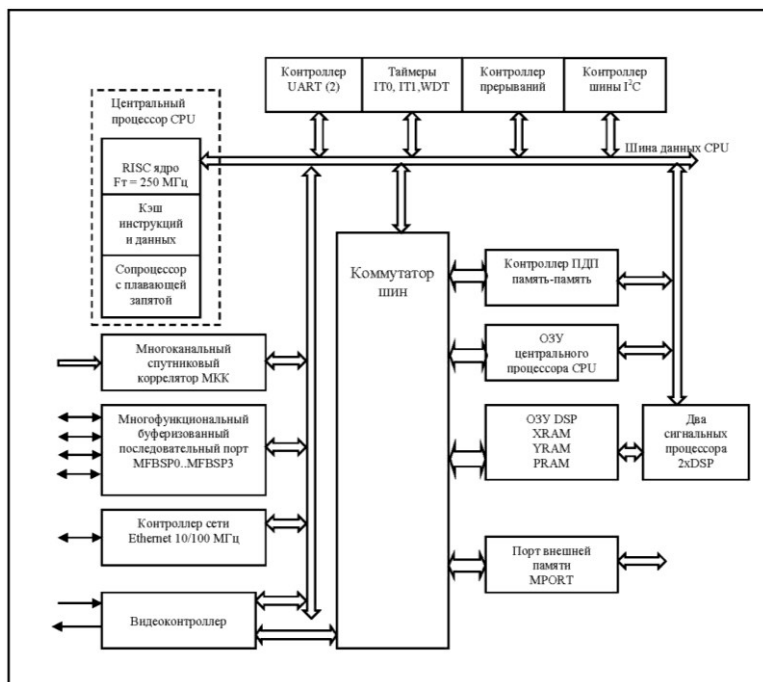


Рис. 6. Структурная схема микросхемы 1892ВМ10Я.

Fig. 6. Structural diagram of the 1892BM10Y microcircuit

5. Мобильный бортовой комплекс для АВЭП на автомобиле КАМАЗ

При проведении разработки и испытаний электронного полигона, включающего в свой состав комплексы бортового и наземного оборудования, важно обеспечить эффективное сопряжение составных частей. При создании подобных сложных систем часто трудно определить причину неустойчивого функционирования, отказов, как в аппаратном обеспечении, так и в программном. Предлагается опытные комплекты бортового оборудования устанавливать не на летательном аппарате, а на шасси автомобиля КАМАЗ. Автомобиль оборудован встроенным генератором электрического напряжения отбора мощности от дизельного двигателя автомобиля и телескопической мачтой для установки антенны. На рис. 7 представлен автомобиль КАМАЗ, а на рис. 8 примерный состав бортового оборудования.

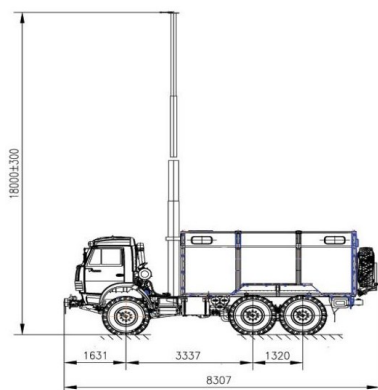


Рис. 7. Автомобиль КАМАЗ.

Fig. 7. KAMAZ truck

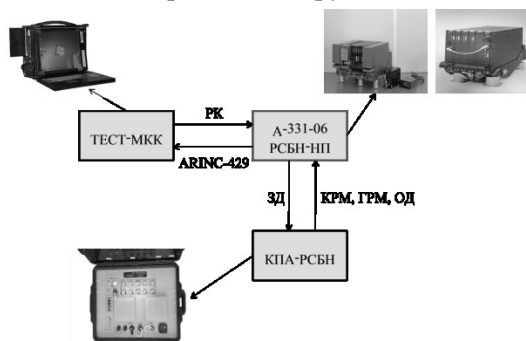


Рис. 8. Вариант бортового комплекса для электронного полигона.

Fig. 8. Option for an onboard complex for an electronic testing ground

6. Заключение

1. Разработка имитационной структуры БИК при синтезе АВЭП является сложной многокритериальной инновационной задачей, обладающая научной новизной. Основным требованием при организации имитационного моделирования в АВЭП является исключение влияния встраиваемого БИК на функционирование бортовых систем ЛА и обеспечение штатной работы экипажа ЛА с оборудованием БРЭО.

2. Представленная методология показывает способы организации БИК со свойствами валидности. Показаны методы построения имитационных информационных каналов, возможность их практической реализации, включая применение современной элементной базы и установку БИК в составе мобильного комплекса на автомобиле КАМАЗ.

Список литературы

1. Бестугин А. Р., Филин А. Д., Криворучко Ю. Т., Шатраков Ю. Г. Электронный виртуальный полигон для подготовки экипажей летательных аппаратов государственной и гражданской авиации // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии. 2023. Вып. 5. С. 29—30.
2. Bridel G., Goraj Z., Kizkowiak L. Janus – a new approach to air combat pilot training // Transactions on Aerospace Research. 2019. No. 4. P. 7–22.
3. Филин А. Д., Бестугин А. Р., Киршина И. А. Принципы построения и перспективы внедрения авиационных виртуальных электронных полигонов // Успехи современной радиоэлектроники. 2020. Т. 74, № 11. С. 30—38.
4. Бестугин А. Р., Киршина И. А., Филин А. Д., Шатраков Ю. Г. Безопасность полетов и направления развития тренажеров специалистов управления авиацией. Монография. СПб. : ГУАП, 2015. 516 с.
5. Бестугин А. Р., Киршина И. А., Филин А. Д., Рачков В. П. Организация эксплуатации воздушного пространства. М. : ИНФРА-М, 2020. 344 с.
6. Филин А. Д., Рачков В. П., Шатраков Ю. Г. Виртуальные авиационные электронные полигоны — состояние и тенденции развития // Вестник воздушно-космической обороны. 2018. № 4. С. 109—122.
7. Филин А. Д., Бестугин А. Р., Рачков В. П. Исследования вопросов методического обеспечения функционирования автоматизированных комплексов летно-тактической подготовки электронных полигонов // Вестник воздушно-космической обороны. 2019. № 4. С. 51—58.
8. Филин А. Д., Бестугин А. Р., Рачков В. П., Киршина И. А. Метод организации линий связи информационно-временного обмена авиационного виртуального электронного полигона // Вестник воздушно-космической обороны. 2023. №1(37). С. 84—92.
9. Верещиков Д., Николаев С., Разуваев Д. Системы управления летательных аппаратов. Учебник. Воронеж : ИПЦ «Научная книга», 2018. 322 с.
10. Hvannberg E. T. Framework for Monitoring Evolution and its Drivers in Training Simulators // The Journal of Interaction Science. 2019. Vol. 7, no. 2.

Информация об авторах

Криворучко Юрий Тимофеевич, д. т. н., профессор Санкт-Петербургского государственного университета гражданской авиации, главный конструктор направления интегрированных систем навигации и посадки, АО «Обуховский завод», г. Санкт-Петербург, Российская Федерация.

Филин Александр Дмитриевич, д. т. н., профессор Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения, г. Санкт-Петербург, Российская Федерация.

Макаридин Ростислав Александрович, аспирант Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения, г. Санкт-Петербург, Российская Федерация.

A Methodology for Organizing Semi-Natural Modeling of the On-Board Part of an Aviation Virtual Electronic Test

Yu. T. Krivoruchko^{1,2}, A. D. Filin³, and R. A. Makaridin³

¹St. Petersburg State University of Civil Aviation
38, Pilotov st., St. Petersburg, 196210, Russian Federation

²JRS «Obukhovskoy Plant»
120, Obukhovskoy Oborony Ave., St. Petersburg, 192012, Russian Federation

³St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation
67, lit. A, Bolshaya Morskaya str., St. Petersburg, 190000, Russian Federation
krivoruchko.yuri@mail.ru, fadadf@rambler.ru, fraskxtrr@yandex.ru

Received: May 20, 2026

Peer-reviewed: June 1, 2026

Accepted: June 1, 2026

Abstract: The article presents a methodology for organizing simulation modeling of virtual objects with validity properties when creating electronic aviation polygons designed for practical training of flight and command personnel of aviation. The methods and simulation structure of the organization and construction of information channels and ways of their implementation are substantiated and presented. The work is notable for its significant scientific novelty, as the methodology presented in it defines ways to organize the simulation structure of the on-board information complex of an aviation electronic complex with validity properties and features of its interaction with on-board radio electronic systems without interfering with their intended functioning.

Keywords: aviation virtual electronic test site, simulation modeling, on-board information system, radar information, information transmission lines, simulation algorithm for generating information about the air situation.

For citation (IEEE): Yu. T. Krivoruchko, A. D. Filin, and R. A. Makaridin, “A Methodology for Organizing Semi-Natural Modeling of the On-Board Part of an Aviation Virtual Electronic Test,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 9, no. 6, pp. 1256–1271, 2026, doi: 10.21227/0fjq-7w04. (In Russ.).

References

- [1] A. R. Bestugin, A. D. Filin, Yu. T. Krivoruchko, and Yu. G. Shatrakov, “Aviation virtual electronic polygon for practical training of flight personnel of military and civil aviation,” *Microwave and Telecommunication Technology*, no. 5, pp. 29–30, 2023. (In Russ.).
- [2] G. Bridel, Z. Goraj, and L. Kizkowiak, “Janus – a new approach to air combat pilot training,” *Transactions on Aerospace Research*, no. 4, pp. 7–22, 2019.

- [3] A. D. Filin, A. R. Bestugin, and I. A. Kirshina, "Principles of construction and prospects for implementation of aviation virtual electronic polygons," *Journal Achievements of Modern Radioelectronics*, vol. 74, no. 11, pp. 30–38, 2020. (In Russ.).
- [4] A. R. Bestugin, I. A. Kirshina, A. D. Filin, and Yu. G. Shatrakov, *Flight safety and development directions of simulators for aviation management specialists*. Monograph. St. Petersburg: GUAP, 2015. (In Russ.).
- [5] A. R. Bestugin, I. A. Kirshina, A. D. Filin, and V. P. Rachkov, *Organization of airspace operation*, Moscow: INFRA-M, 2020. (In Russ.).
- [6] A. D. Filin, V. P. Rachkov, and Yu. G. Shatrakov, "Virtual aviation electronic test sites – status and development trends," *Aerospace Defense Herald*, no. 4, pp. 109–122, 2018. (In Russ.).
- [7] A. D. Filin, A. R. Bestugin, and V. P. Rachkov, "Research on issues of methodological support for the functioning of automated flight tactical training complexes-electronic ranges," *Aerospace Defense Herald*, no. 4, pp. 51–58, 2019. (In Russ.).
- [8] A. D. Filin, A. R. Bestugin, V. P. Rachkov, and I. A. Kirshina, "Method of organizing communication lines of information and time exchange of an aviation virtual electronic test site," *Aerospace Defense Herald*, no. 1(37), pp. 84–92, 2023. (In Russ.).
- [9] D. Vereshchikov, S. Nikolaev, and D. Razuvaev, *Aircraft control systems. Textbook*, Voronezh: Nauchnaya kniga, 2018. (In Russ.).
- [10] E. T. Hvannberg, "Framework for Monitoring Evolution and its Drivers in Training Simulators," *Journal of Interaction Science*, vol. 7, no. 2, 2019.

Information about the authors

Yuri T. Krivoruchko, Dr. Tech. Sc., Professor of State University of Civil Aviation. chief designer of navigation and landing systems of JRS "Obukhovskoy Plant", St. Petersburg, Russian Federation.

Alexander D. Filin, Dr. Tech. Sc., Professor, St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation, St. Petersburg, Russian Federation.

Rostislav A. Makaridin, postgraduate student at St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation, St. Petersburg, Russian Federation.

Моделирование широкополосного навигационного сигнала и анализ его влияния на сигналы ГНСС в диапазоне L1

Шабанова И. С., Мыкольников Я. В., Кузищин Д. С.

*Московский государственный технический университет имени Н. Э. Баумана
(национальный исследовательский университет)*

*2-я Бауманская улица, д. 5, Москва, 105005, Российская Федерация
trintatylki@yandex.ru*

Получено: 20 мая 2026 г.

Отрецензировано: 1 июня 2026 г.

Принято к публикации: 1 июня 2026 г.

Аннотация: Рассмотрен навигационный сигнал, обладающий меньшей дисперсией оценки задержки по сравнению с открытыми сигналами глобальных навигационных спутниковых систем в диапазоне L1. В работе представлены основные характеристики предлагаемого сигнала, промоделированы его автокорреляционная функция и спектральная плотность мощности. Реализована гауссовская фильтрация сигнала, обеспечивающая достаточное подавление побочного излучения, являющегося межсистемной помехой в анализируемом диапазоне частот. Проведен анализ влияния целевого сигнала на сигналы ГНСС в спектральной области. Исследование доказывает возможность добавления в ансамбль навигационных сигналов предлагаемого сигнала при малом влиянии с его стороны. Более того, исследуемый сигнал позволяет получать навигационно-временные определения с большей точностью.

Ключевые слова: автокорреляционная функция, спектральная плотность мощности, навигационный сигнал, глобальные навигационные спутниковые системы, навигационно-временные определения.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Шабанова И. С., Мыкольников Я. В., Кузищин Д. С. Моделирование широкополосного навигационного сигнала и анализ его влияния на сигналы ГНСС в диапазоне L1 // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2026. Т. 9, № 6. С. 1272—1281.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Шабанова И. С., Моделирование широкополосного навигационного сигнала и анализ его влияния на сигналы ГНСС в диапазоне L1 / И. С. Шабанова, Я. В. Мыкольников, Д. С. Кузищин // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. — 2026. — Т. 9, № 6. — С. 1272—1281.

1. Введение

В настоящее время наблюдается активное развитие различных навигационных систем. Основное назначение навигационной системы — предоставление сервиса позиционирования потребителю, то есть возможность определять положение, скорость, точное время. С развитием этой области повышаются требования к точности получения навигационно-временных определений (НВО). Исследуются новые навигационные методы и разрабатываются перспективные навигационные сигналы. Точность навигационного решения зависит как от применяемых методов, качества бортовой и наземной аппаратуры, так и от структуры навигационного сигнала.

В данном исследовании рассматривается широкополосный навигационный сигнал с меандровой модуляцией $BOC(16,2)$. Такой сигнал обладает более широкой частотной полосой по сравнению с открытыми сигналами ГНСС, что увеличивает точность полученного навигационного решения. В современных условиях необходимо учитывать наличие в эфире множества сигналов других спутниковых радионавигационных систем (СРНС), поэтому выбор основных параметров предлагаемого сигнала определяется требованиями к степени его влияния в спектральной области на сигналы глобальных навигационных спутниковых систем.

Целью работы является моделирование широкополосного сигнала, рассмотрение его автокорреляционной функции (АКФ) и спектральной плотности мощности (СПМ). Параметры сигнала выбираются по критерию малой степени влияния на сигналы других систем в частотной области, а также по требованиям к точности оценки задержки сигнала и оптимальной общей полосы приема с точки зрения стоимости аппаратуры.

2. Моделирование широкополосного сигнала

Форма автокорреляционной функции (АКФ) и спектральной плотности мощности (СПМ) сигнала в большей степени определяется составляющей с самой высокой символьной скоростью. В случае навигационного сигнала с модуляцией ФМ-2 такой составляющей является дальномерный код (ДК). Однако при использовании BOC -модуляции на форму АКФ и СПМ влияют как дальномерный код, так и меандровое колебание.

Предлагаемый сигнал обладает меандровой модуляцией $BOC(16,2)$, такая модуляция позволяет достаточно сильно раздвинуть главные лепестки спектра, что значительно снижает взаимодействие с сигналами на выбранной несущей частоте. Дальномерный код сигнала представляет собой код Голда. Используемые при моделировании параметры сигнала приведены в таблице 1.

Несущая частота, символьная скорость ДК и тип модуляции выбраны таким образом, чтобы при условии большей точности оценки задержки ширина суммарной полосы принимаемых сигналов находилась в оптимальных пределах с точки зрения стоимости аппаратуры, а влияние на ансамбль других навигационных сигналов было незначительным.

Таблица 1. Параметры сигнала, влияющие на форму АКФ и СПМ.

Table 1. Signal parameters affecting the ACF and PSD shapes

Несущая частота, МГц		1602
Модуляция		BOC(16,2) при $f_{on}=0,5115 МГц$
Дальномерный код	Тип	Код Голда (10)
	Символьная скорость, Мбит/с	1,023
	Длина, бит	1023
	Период, мс	1

Для расчета автокорреляционной функции сигнала используем выражение (1), учитывая, что сигнал является дискретным [1]:

$$R(k\tau) = \sum_{n=0}^{N-1-|k|} s(n\tau) \cdot s\left(\left[n+|k|\right]\tau\right) \tag{1}$$

где τ — время дискретизации, $s(n\tau)$ — n -й отсчет сигнала.

В результате моделирования АКФ сигнала получается игольчатой (см. рис. 1), что свойственно для BOC-модуляции. Количество пиков АКФ соответствует параметрам $m = 16$ и $n = 2$ меандровой модуляции. Ширина главного пика равна длительности меандрового символа, а всей АКФ — длительности символа дальномерного кода.

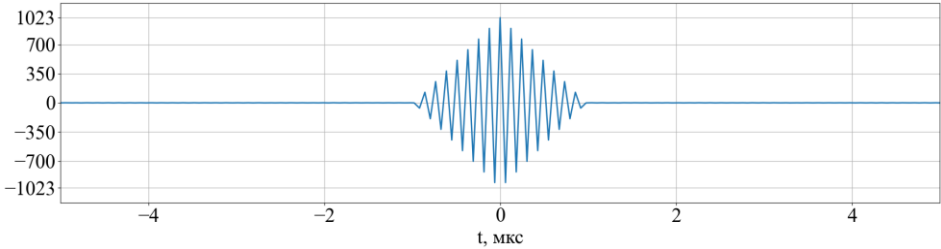


Рис. 1. Автокорреляционная функция предлагаемого сигнала.

Fig. 1. Autocorrelation function of the proposed signal

Спектральная плотность мощности сигнала и его АКФ связаны преобразованием Фурье. В данной работе при дискретной автокорреляционной функции используется быстрое преобразование Фурье (БПФ). Теоре-

тическая огибающая СПМ для навигационных сигналов с ВОС-модуляцией при четном коэффициенте кратности (2) определяется выражением (3) [2, 3]:

$$N_{BOC} = \frac{2m}{n} \quad (2)$$

$$S_{BOC}(f) = \tau_c \left[\text{sinc}(\pi f \tau_c) \text{tg}(\pi f \tau_M) \right] \quad (3)$$

где τ_c — длина символа ДК, τ_M — длина меандрового символа.

Графическое отображение нормированной СПМ приведено на рисунке 2. Ширина главных лепестков определяется частотой следования символов ДК f_c (4), а разнесение двух главных лепестков — коэффициентом кратности ВОС-модуляции и (5).

$$\Delta f_n = 2 f_c \quad (4)$$

$$\Delta f_m = \frac{2m}{n} \cdot f_c \quad (5)$$

где f_c — частота следования символов ДК.

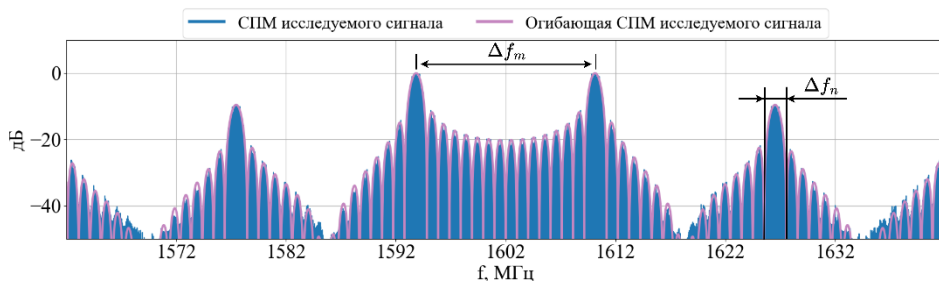


Рис. 2. Спектральная плотность мощности предлагаемого сигнала.

Fig. 2. Power spectral density of the proposed signal

Боковые лепестки спектра обладают значительной энергетикой на большом интервале частот, что может негативно повлиять на прием сигналов других систем, поэтому необходимо применить фильтрацию.

3. Фильтрация сигнала

Для понижения уровня внеполосного излучения был выбран фильтр Гаусса, обладающий близкой к линейной фазо-частотной характеристикой (ФЧХ). Импульсная и амплитудно-частотная характеристики имеют колоколообразную форму. Импульсная характеристика может быть представ-

лена зависимостью от постоянного времени (6) или от полосы пропускания фильтра (7) [1]:

$$h_G(\tau_G) = \frac{1}{\pi} \exp \left[-\pi \left(\frac{t - t_0}{\tau_G} \right)^2 \right] \quad (6)$$

$$h_B(B_G) = B_G \sqrt{\frac{2\pi}{\ln(2)}} \exp \left[-\pi B_G \left(\frac{t - t_0}{\ln(2)} \right)^2 \right] \quad (7)$$

где τ_G — постоянная времени Гауссовского фильтра, t_0 — начало отсчета по времени (необходимо для физической реализуемости фильтра), B_G — полоса пропускания фильтра по -3 дБ.

Так как на несущей частоте 1602 МГц находится также сигнал ГЛОНАСС *L1OF*, помимо побочного излучения необходимо снизить уровень целевого сигнала на несущей частоте, чтобы минимизировать влияние на качество приема сигналов ГЛОНАСС *L1OF* на разных литерах.¹

Фильтрация сигнала реализуется до переноса сигнала на промежуточную и несущую частоты. Для смещения полосы фильтра дальше от постоянной частоты достаточно перемножить импульсную характеристику фильтра и гармоническое колебание с центральной частотой полосы фильтра (8):

$$h_G(\tau_G, f_G) = \frac{1}{\pi} \exp \left[-\pi \left(\frac{t - t_0}{\tau_G} \right)^2 \right] \cdot \cos(2\pi f_G t) \quad (8)$$

Сложность выбора τ_G и f_G для обеспечения качественной фильтрации заключается в одинаковом порядке значений τ_G и f_G в данном случае. В результате анализа сигнала после гауссовской фильтрации с различными τ_G и f_G были выбраны следующие параметры фильтра: $\tau_G = 99$ нс, $f_G = 6,5$ МГц (см. рис. 3). Постоянная времени фильтра немного больше длительности меандрового символа, что позволяет сгладить фронты и подавить высокочастотные составляющие спектра.

Фильтрация осуществляется путем свертки (9) отсчетов исходного сигнала и отсчетов импульсной характеристики фильтра:

$$s_\phi(k\tau) = \sum_{n=0}^{N-1} s(n\tau) \cdot h_G[(n-k)\tau] \quad (9)$$

¹ Глобальная навигационная спутниковая система ГЛОНАСС. Интерфейсный контрольный документ. Навигационный радиосигнал в диапазонах L1, L2 с открытым доступом и частотным разделением, редакция 5.1.

После гауссовской фильтрации полоса целевого сигнала значительно сузилась благодаря качественному подавлению боковых лепестков (см. рис. 4). Также получено небольшое ослабление по центру полосы, что снижает степень влияния исследуемого сигнала на сигналы $L1OF$ с различными литерами.

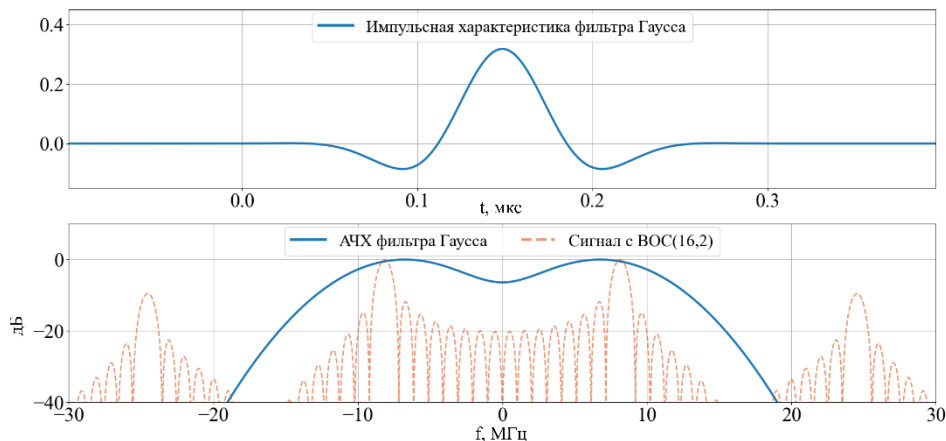


Рис. 3. Импульсная и амплитудно-частотная характеристика гауссовского фильтра с заданными параметрами.

Fig. 3. Impulse and frequency responses of the Gaussian filter with predefined parameters

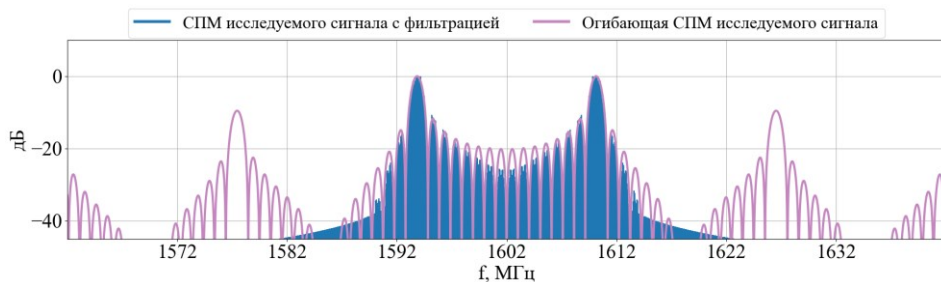


Рис. 4. СПМ исходного сигнала и сигнала после гауссовской фильтрации.

Fig. 4. Power spectral density of the original signal and signal after Gaussian filtering

Боковые лепестки подавлены более чем на 40 дБ, центральная часть полосы имеет подавление от 0 до 4 дБ. Однако за счет подавления части полезной полосы сигнала ширина пиков АКФ увеличивается, что приводит к снижению точности оценки задержки. Несмотря на это, выигрыш в точности вследствие широкой полосы сигнала превышает проигрыш, полученный в результате фильтрации.

4. Анализ влияния целевого сигнала на сигналы ГНСС

Влияние анализируется в спектральной области, то есть оценивается уровень наложения спектральной плотности мощности исследуемого сигнала на СПМ интересующих сигналов других навигационных систем. Сигналы, на которые потенциально может быть оказано влияние: ГЛОНАСС — *L1OF, L1OC, GPS — L1CA, Galileo — E1B/C, Beidou — B1C, B1I* [4].

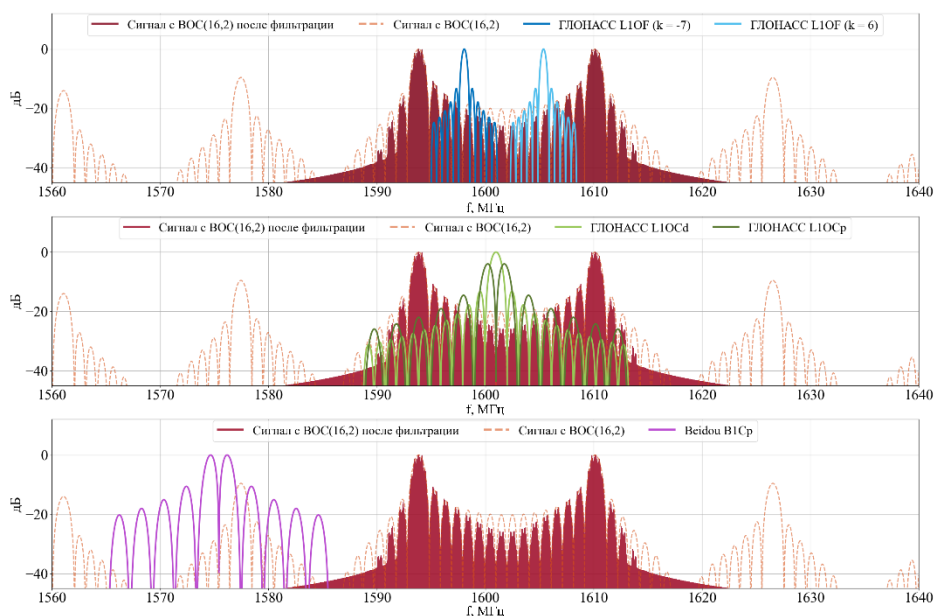


Рис. 5. СПМ сигналов ГЛОНАСС — *L1OF, L1OC, GPS — L1CA, Galileo — E1B/C, Beidou — B1C, B1I* и исследуемого сигнала.

Fig. 5. Power spectral densities of the GLONASS *L1OF, L1OC, GPS L1CA, Galileo E1B/C, Beidou B1C, B1I*, and the investigated signal

Моделирование целевого сигнала проводится в Q -плоскости. Сигналы *GPS — L1CA, Galileo — E1B/C, Beidou — B1I, B1Cd* и часть *B1Cp* находятся в I -плоскости, поэтому эти сигналы квадратурно развязаны с предлагаемым.

Рассмотрим наложение СПМ исследуемого сигнала на спектры следующих сигналов: ГЛОНАСС *L1OF, L1OC* и *Beidou B1C* (часть пилотной компоненты).

На рисунке 5 приведены спектры данных сигналов. Наложение на сигнал ГЛОНАСС *L1OF* не превышает -20 дБ, что незначительно влияет на качество приема этого сигнала. Наложение на сигнал ГЛОНАСС *L1OC* еще меньше, а именно, не превышает -25 дБ. На часть пилотной компо-

ненты сигнала *Beidou B1C* наложение менее -45 дБ, то есть влияние практически отсутствует.

Полученная в результате анализа степень влияния на другие сигналы позволяет использовать этот сигнал с целью повышения точности НВО.

5. Заключение

В результате анализа влияния моделируемого сигнала на сигналы глобальных навигационных спутниковых систем было определено, что наложение спектров сигналов находится в допустимом диапазоне значений. Несущественное влияние оказывается на сигналы ГЛОНАСС *L1OF* и *L1OC*, и на сигнал *Beidou B1C*, а именно: уровень наложения в спектральной области не превышает -20 , -25 и -45 дБ соответственно. На квадратурно развязанные сигналы влияние отсутствует. Можно сделать вывод, что данный сигнал можно ввести в ансамбль навигационных сигналов с незначительным влиянием с его стороны.

Список литературы

1. Баскаков С. И. Радиотехнические цепи и сигналы. М. : Высшая школа, 2003. 462 с.
2. Перов А. И., Харисов В. Н. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования. Москва : Радиотехника, 2010. 800 с.
3. Карутин С. Н., Власов И. Б., Дворкин В. В. Дифференциальная коррекция и мониторинг глобальных навигационных спутниковых систем. Москва : Галерея, 2014. 463 с.
4. Шатилов А. Ю. Характеристики радиосигналов спутниковых радионавигационных систем ГЛОНАСС, GPS, Galileo, Beidou, IRNSS, QZSS и функциональных дополнений SBAS. Москва : МЭИ, 2024. 43 с.

Информация об авторах

Шабанова Ирина Станиславовна, студент кафедры радиоэлектронных систем и устройств Московского государственного технического университета им. Н. Э. Баумана, г. Москва, Российская Федерация.

Мыкольников Яков Владимирович, старший преподаватель кафедры радиоэлектронных систем и устройств Московского государственного технического университета им. Н. Э. Баумана, г. Москва, Российская Федерация.

Кузищин Дмитрий Сергеевич, ассистент кафедры радиоэлектронных систем и устройств Московского государственного технического университета им. Н. Э. Баумана, г. Москва, Российская Федерация.

Modeling of a Wideband Navigation Signal and Analysis of Its Impact on GNSS Signals in the L1 Band

I. S. Shabanova, Y. V. Mykolnikov, and D. S. Kuzischin

*Bauman Moscow State Technical University (National Research University)
2nd Baumanskaya Street, 5, Moscow, 105005, Russian Federation*

trintatylki@yandex.ru

Received: May 20, 2026

Peer-reviewed: June 1, 2026

Accepted: June 1, 2026

Abstract: *A navigation signal with lower delay estimation variance compared to the open signals of global navigation satellite systems in the L1 band is considered. In this work, the autocorrelation function and power spectral density of the signal are simulated. Signal filtering is implemented to provide sufficient suppression of the side lobes, which act as inter-system interference in the analyzed frequency band. An analysis of the influence of the target signal on GNSS signals in the spectral domain is carried out. The study demonstrates the feasibility of adding the proposed signal to the ensemble of navigation signals with minimal interference from it. Moreover, the studied signal enables navigation and timing determinations to be obtained with higher accuracy.*

Keywords: *autocorrelation function, power spectral density, navigation signal, global navigation satellite systems, navigation and timing determinations.*

For citation (IEEE): I. S. Shabanova, Y. V. Mykolnikov, and D. S. Kuzischin, “Modeling of a Wideband Navigation Signal and Analysis of Its Impact on GNSS Signals in the L1 Band,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 9, no. 6, pp. 1272–1281, 2026, doi: 10.21227/4cr5-7302. (In Russ.).

References

- [1] S. I. Baskakov, *Radio Engineering Circuits and Signals*, Moscow: Vysshaya shkola Publ., 2003. (In Russ.).
- [2] A. I. Perov and V. N. Kharisov, *GLONASS. Principles of Construction and Operation*. Moscow : Radiotekhnika Publ., 2010. (In Russ.).
- [3] S. N. Karutin, I. B. Vlasov, and V. V. Dvorkin, *Differential Correction and Monitoring of Global Navigation Satellite Systems*, Moscow: Galeriya Publ., 2014. (In Russ.).
- [4] A. Yu. Shatilov, *Characteristics of Radio Signals of Satellite Radio Navigation Systems GLONASS, GPS, Galileo, Beidou, IRNSS, QZSS and SBAS Augmentations*. Moscow: MPEI Publ., 2024. (In Russ.).

Information about the authors

Irina S. Shabanova, Student of the Department of Radioelectronic Systems and Devices of the Moscow State Technical University named after N. E. Bauman, Moscow, Russian Federation.

Yakov V. Mykolnikov, Senior lecturer of the Department of Radioelectronic Systems and Devices of the Moscow State Technical University named after N. E. Bauman, Moscow, Russian Federation.

Dmitriy S. Kuzischin, Teaching assistant of the Department of Radioelectronic Systems and Devices of the Moscow State Technical University named after N. E. Bauman, Moscow, Russian Federation.

Синтез топологии микрополосковых антенн с использованием локальной языковой модели и программного интерфейса *PyAEDT*

¹ Кочевой Г. Ю., ² Зимакова А. П., ¹ Комиссарова Е. В.

¹ Московский государственный технический университет им. Н. Э. Баумана
ул. 2-я Бауманская, 5, стр.1, г. Москва, 1005005, Российская Федерация

kochevougy@bmstu.ru

² Центральный научно-исследовательский институт автоматики и гидравлики,
ул. Советской Армии, д. 5, г. Москва, 127018, Российская Федерация

Получено: 20 мая 2026 г.

Отрецензировано: 1 июня 2026 г.

Принято к публикации: 1 июня 2026 г.

Аннотация: В статье представлены результаты исследования нового метода автоматизированного параметрического синтеза топологии микрополосковых антенн СВЧ-диапазона. Метод основан на интеграции численного электродинамического моделирования в среде САПР и локальных больших языковых моделей (LLM), выступающих в роли интеллектуального контроллера оптимизации. Программный комплекс реализован на языке Python с использованием библиотеки автоматизации PyAEDT и легковесной среды исполнения koboldcpp для запуска квантованных весов модели открытых нейросетевых моделей. В процессе оптимизации нейросеть анализирует текстовое описание результатов текущей итерации расчета (S -параметры, коэффициент отражения S_{11} и др.) и, используя метод цепочки рассуждений (Chain-of-Thought), генерирует скорректированные геометрические параметры излучателя и линий питания. Экспериментальные результаты на примере простых патч-антенн продемонстрировали высокую сходимость алгоритма. Показано, что предложенный метод позволяет существенно сократить общее количество итераций полноволнового электродинамического расчета по сравнению со встроенными генетическими алгоритмами.

Ключевые слова: микрополосковая антенна, САПР, Ansys HFSS, PyAEDT, искусственный интеллект, большие языковые модели, локальный ИИ-вывод, koboldcpp, оптимизация топологии СВЧ.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Кочевой Г. Ю., Зимакова А. П., Комиссарова Е. В. Синтез топологии микрополосковых антенн с использованием локальной языковой модели и программного интерфейса PyAEDT // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2026. Т. 9, № 6. С. 1282—1295.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Кочевой, Г. Ю. Синтез топологии микрополосковых антенн с использованием локальной языковой модели и программного интерфейса PyAEDT / Г. Ю. Кочевой, А. П. Зимакова, Е. В. Комиссарова // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2026. — Т. 9, № 6. — С. 1282—1295.

1. Введение

Современное проектирование устройств сверхвысоких частот (СВЧ) и антенно-фидерных систем характеризуется непрерывным усложнением топологии излучающих структур. Для достижения заданных электрических характеристик необходимо осуществлять многопараметрический синтез геометрии изделий [1]. Основным инструментом в инженерной практике являются системы автоматизированного проектирования (САПР), использующие методы численной электродинамики, такие как метод конечных элементов (*FEM*) в среде *Ansys HFSS* [2].

Однако этап оптимизации геометрических параметров в современных САПР сопряжен с рядом фундаментальных ограничений. Классические алгоритмы локального и глобального поиска, встроенные в модули автоматизации (например, генетические алгоритмы или градиентные методы в *Ansys Optimetrics*), функционируют по принципу «черного ящика» [3]. Они осуществляют итерационный перебор числовых массивов без учета физической и электродинамической сущности решаемой задачи. Это приводит к высокой вычислительной трудоемкости, требующей сотен и тысяч обращений к тяжелому сеточному решателю, а также к высокому риску застревания алгоритма в локальных минимумах. [4].

В то же время в области информационных технологий наблюдается смена парадигмы в подходах к оптимизации благодаря развитию больших языковых моделей (*Large Language Models, LLM*). Последние фундаментальные исследования, в частности концепция *Optimization by PROMpting (OPRO)*, доказывают, что современные нейросетевые архитектуры способны эффективно выступать в роли альтернативных интеллектуальных контроллеров в задачах инженерного синтеза [5]. В отличие от «слепых» математических эвристик, большие языковые модели обладают способностью к логическому выводу и анализу контекста (*Reasoning*). При итерационном проектировании это позволяет нейросети анализировать текстовое описание электродинамических характеристик (например, уровень коэффициента отражения S_{11} на заданной частоте) и генерировать новые геометрические параметры, опираясь на заложенные в процессе обучения концептуальные знания о физике СВЧ-процессов [6].

В данной работе представлены результаты исследования метода автоматизированного параметрического синтеза топологии микрополосковых антенн СВЧ-диапазона на основе интеграции среды *Ansys HFSS* и локальной языковой модели в единый замкнутый цикл (*Closed-Loop Optimization*) с помощью программного интерфейса *PyAEDT* на языке *Python*¹.

Взаимодействие исследуемых программных модулей и аппаратных средств организовано по принципу замкнутого оптимизационного цикла (*Closed-Loop System*). Полная блок-схема интеллектуального синтеза представлена на рис. 1.

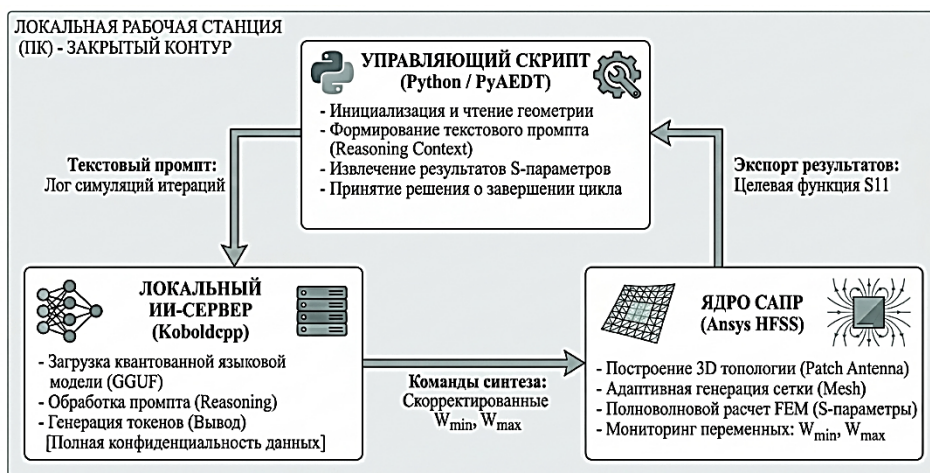


Рис. 1. Блок-схема интеллектуального синтеза топологии СВЧ-устройств.

Fig. 1. Block diagram of intelligent synthesis of microwave device topology

Функционирование системы осуществляется строго внутри закрытого контура локальной рабочей станции, что обеспечивает абсолютную конфиденциальность проектных данных на всех этапах оптимизации СВЧ-структур. Блок-схема синтеза включает в себя три ключевых взаимодействующих узла:

— управляющий скрипт: данный модуль отвечает за инициализацию проектного пространства, первичное считывание геометрии излучателя, извлечение расчетных данных после финальной итерации и принятие решения о завершении цикла;

— локальный ИИ-сервер: сервер на базе среды *koboldcpp*, обеспечивающий локальное исполнение квантовых весов открытой большой

¹ PyAEDT: Ansys Electronics Desktop Python Library [Electronic resource] // Ansys Open Source Projects. – 2025. – URL: <https://aedt.docs.pyansys.com/> (date of request: 05/17/2026).

языковой модели без обращения к внешним облачным сетям. Получив лог предыдущих симуляций в виде текстового описания, нейросетевая модель задействует встроенный метод цепочки рассуждений. В результате логического вывода модель генерирует новые, физически обоснованные планарные размеры и команды синтеза для следующего шага;

— ядро САПР: система полноволнового электродинамического моделирования электродинамических моделей, необходимая для расчета микрополосковой топологии и других СВЧ-структур.

В статье проведено сравнение быстродействия интеллектуального синтеза микрополосковой топологии и встроенных в пакет *HFSS* методов оптимизации (градиентные методы, генетические алгоритмы) на примере простых резонансных патч-антенн. Следует отметить, что ранее приведенная блок-схема, при необходимости, масштабируется под любые электродинамические модели.

2. Постановка эксперимента и математической модели вычислительных затрат

Для строго анализа эффективности введем математическую модель суммарных вычислительных затрат T_{Σ} на полный цикл оптимизации топологии:

$$T_{\Sigma} = \sum_{i=1}^n T_{iter}(i) = \sum_{i=1}^n (T_{EM}(i) + T_{AI}(i) + T_{overhead}) \quad (1)$$

где:

- n — полное число итераций (обращений к решателю) до момента сходимости алгоритма к целевой функции;
- $T_{EM}(i)$ — время выполнения полноволнового электродинамического расчета i -й итерации в ядре САПР;
- $T_{ai}(i)$ — время локального нейросетевого вывода на i -м шаге;
- $T_{overhead}$ — постоянные временные затраты на межуровневое взаимодействие (считывание параметров через *PyAEDT*, перезапись переменных проекта, *JSON*-запросы к *API*).

Время выполнения полноволнового электродинамического расчета i -й итерации $T_{EM}(i)$ инвариантно к выбранному методу оптимизации и определяется исключительно плотностью тетраэдральной сетки конечных элементов, размером матрицы системы уравнений и вычислительной мощностью процессора.

Время работы локального нейросетевого вывода $T_{ai}(i)$ прямо пропорционально объему генерируемого текста и обратно пропорционально скорости работы локального сервера (измеряемой в токенах — минималь-

ной единицей данных, с которыми работает языковая модель) и представляется в виде выражения:

$$T_{ai}(i) = \frac{N_{tokens}(i)}{V_{inference}} \quad (2)$$

где:

— $N_{tokens}(i)$ — суммарное количество сгенерированных токенов на i -й итерации, включающее текстовую цепочку рассуждений (Chain-of-Thought);

— $V_{inference}$ — скорость генерации локального сервера (токенов/сек), зависящая от аппаратных характеристик GPU и степени квантования весов.

Сформулируем критерий вычислительной эффективности предложенного метода (AI) относительно эвристического поиска (например, встроенного генетического алгоритма — GA) в виде неравенства суммарных затрат:

$$T_{\Sigma}^{AI} < T_{\Sigma}^{GA} \\ \sum_{i=1}^{n_{AI}} (T_{EM} + \frac{N_{tokens}(i)}{V_{inference}}) < \sum_{i=1}^{n_{GA}} T_{EM} \quad (3)$$

Учитывая, что T_{EM} — константа для фиксированной сетки, перепишем неравенство (3) через объемы затрат:

$$n_{AI} \times T_{EM} + \frac{\sum_{i=1}^{n_{AI}} N_{tokens}(i)}{V_{inference}} < n_{GA} \times T_{EM} \quad (4)$$

Из выражения (4) получаем фундаментальное условие применимости и эффективности локальных языковых моделей в СВЧ-проектировании, выраженное через разность числа итераций:

$$\Delta n = n_{GA} - n_{AI} \quad (5)$$

Перепишем выражение (4) с учетом выражения (5):

$$\Delta n < \frac{\sum_{i=1}^{n_{AI}} N_{tokens}(i)}{V_{inference} \times T_{EM}} \quad (6)$$

Выражение (6) показывает, что применение «рассуждающей» ИИ-модели оправдано в тех задачах СВЧ, где один сеточный расчет занимает продолжительное время (T_{EM} велико), а интеллектуальный потенциал модели позволяет значительно сократить число «слепых» итераций (Δn). В таких условиях суммарная задержка на генерацию токенов локальным ИИ полностью нивелируется за счет исключения избыточных, тяжелых обращений к электродинамическому решателю САПР.

В качестве объекта исследования в данном случае выступает простая электродинамическая модель микрополосковой патч антенны, представленная на рис. 2, геометрические параметры которой заведомо известны и приведены в табл. 1.

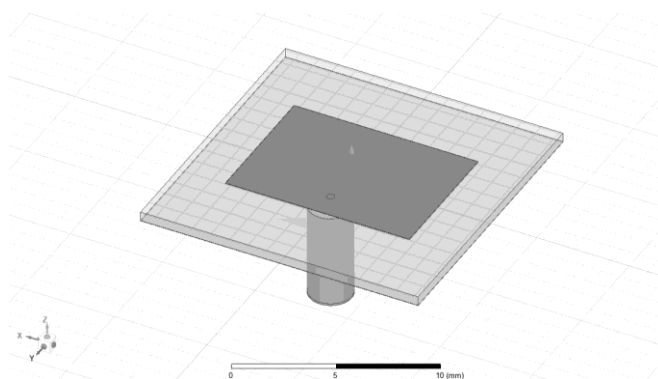


Рис. 2. Исследуемая микрополосковая патч-антенна.

Fig. 2. The studied microstrip patch antenna

Таблица 1. Значения конструктивных параметров патч-антенны.

Table 1. Design parameters values of patch-antenna

Параметр	
Рабочая частота (ГГц)	9,50
Длина подложки (мм)	15
Ширина подложки (мм)	15
Высота подложки (мм)	0,50
Длина топологии верхнего слоя (мм)	9,95
Ширина топологии верхнего слоя (мм)	7,12

3. Результаты эксперимента и верификация модели затрат

Для верификации модели математической модели затрат, полученной в разделе 2, проведен сравнительный анализ исследуемого метода интеллектуального синтеза и встроенного в пакет *Ansys HFSS* генетического алгоритма (*GA*).

Для выполнения такого сравнения длина и ширина топологии верхнего слоя изменены намеренно для проведения дальнейшей оптимизации и составляют 8 мм и 8 мм соответственно.

Изначальной задачей такой оптимизации является получение коэффициента отражения $S_{11} < -15$ дБ на рабочей частоте.

При таких условиях время одной СВЧ симуляции составляет 54 секунды (рис. 3 при $\Delta S < 0,02$).

Для проведения оптимизации использовался *Multi-Objective Genetic Algorithm*, встроенный в среду *Ansys HFSS*. Динамика изменения целевой функции (функции стоимости, *cost function*) в процессе поиска представлена на рис. 4.

Task	Real Time	CPU Time	Memory	Information
Frequency Sweep				Elapsed Time: 00:00:14
Simulation Summary				
Design Validation				Elapsed Time: 00:00:00, Total Memory: 111 MB
Initial Meshing				Elapsed Time: 00:00:07, Total Memory: 279 MB
Adaptive Meshing				Elapsed Time: 00:00:33, Average memory/process: 948 MB, Max memory/process: 948 MB, Max number of processes/frequency: 1, Total number of cores: 8
Frequency Sweep				Elapsed Time: 00:00:14, Average memory/process: 523 MB, Max memory/process: 525 MB, Max number of processes/frequency: 1, Total number of cores: 8 Max solved tets: 24036, Max matrix size: 145699, Matrix bandwidth: 20.4
Solution Process				Elapsed Time: 00:00:54, CoreEngine Memory: 118 M Stop Time: 05/17/2026 23:40:11, Status: Normal Completion

Рис. 3. Время одной СВЧ-симуляции при $\Delta S < 0,02$.

Fig. 3. Time of one microwave simulation at $\Delta S < 0,02$

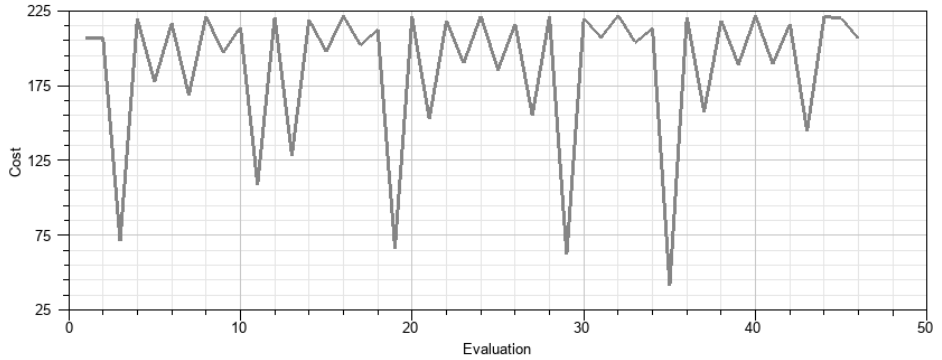


Рис. 4. Оптимизация с использованием *Multi-Objective Genetic Algorithm*.

Fig. 4. Optimization using the Multi-Objective Genetic Algorithm

Как видно из характера кривой, генетический алгоритм функционирует по принципу случайного перебора и сужения пространства поиска, из-за чего функция стоимости совершает резкие стохастические колебания. Алгоритм демонстрирует классическую проблему «застревания» в локальных минимумах и не может выйти на стабильный оптимум на протяжении более чем 40 итераций. Полная сходимость алгоритма к заданной задаче так и не была достигнута. Локальный минимум можно отметить лишь на 35-й итерации. В данном случае длина и ширина топологии верхнего слоя составила 7,7 мм и 7,4 мм соответственно. При этом коэффициент отражения S_{11} на рабочей частоте составил -8 дБ. Для полного нахождения данного минимума T_{Σ}^{GA} потребовалось более чем 1890 секунд.

Рассмотрим оптимизацию с использованием локальной языковой модели *DeepSeek-R1-Distill-Qwen-32B* с уровнем квантования *Q5* в среде *koboldcpp*. Для взаимодействия с нейросетью используется русскоязычный промпт, продемонстрированный в табл. 2.

Таблица 2. Промпт для Qwen2.5-Math-72B-Instruct первой итерации.
Table 2. Prompt for the first iteration of Qwen2.5-Math-72B-Instruct

Системный промпт первой итерации
Вы — оптимизатор геометрии микрополосковой патч-антенны. Ваша задача — найти значения L и W, при которых критерий сходимости будет выполнен. Техническое задание: — Рабочая частота: 9,5 ГГц. — Критерий сходимости: Коэффициент отражения (S_{11}) ≤ -15 дБ. Описание геометрии и фиксированные параметры системы: — Длина топологии верхнего слоя (L): 8 мм; — Ширина топологии верхнего слоя (W): 8 мм; — Длина диэлектрической подложки (a): 15 мм (фиксировано, изменению не подлежит); — Ширина диэлектрической подложки (b): 15 мм (фиксировано, изменению не подлежит); — Эпсилон диэлектрической подложки (ϵ_{ps}): 4,4 (фиксировано, изменению не подлежит); — Тангенс угла диэлектрических потерь подложки ($\tan_{\Delta}$): 0,02 (фиксировано, изменению не подлежит). — Высота диэлектрической подложки (h_{sub}): 0,5 мм (фиксировано, изменению не подлежит) Ограничения для оптимизируемых параметров: — Изменяются только длина патча (L) и ширина патча (W). — Границы поиска строго внутри диапазона: от 6,0 до 11,0 мм. Текущая начальная точка (Итерация № 1): — $L = 8,00$ мм — $W = 8,00$ мм Полученная матрица S-параметров из Ansys HFSS на частоте 9,5 ГГц для данной геометрии: — $S_{11} = 0,825949 + 0,268749j$ На основе этих данных сгенерируйте новые значения параметров L и W для Итерации № 2. Не пиши никаких пояснений до и после JSON-блока. Вывод результатов ОБЯЗАТЕЛЬНО завершайте JSON-блоком в формате: <pre>```json { "L": значение, "W": значение }</pre>

Объем данного промпта составляет не более 600 токенов с учетом используемых слов, разметки и служебных символов.

Как правило, открытые локальные модели генерируют свои рассуждения помимо формирования блока *JSON*. Для ускорения генерации ответов предварительно урезан блок *<think>*, что позволяет существенно повысить скорость ответа. Следует отметить, что отключение данного блока не лишает модель способности к рассуждению.

Скорость генерации ответа на системный промпт первой итерации приведена на рис. 5.

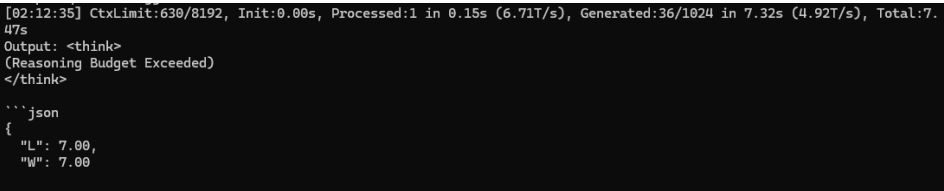


Рис. 5. Скорость генерации ответа нейросетевой модели *Qwen2.5-Math-72B-Instruct*.

Fig. 5. Response generation speed of the *Qwen2.5-Math-72B-Instruct* neural network model

Таким образом, исходя из полученных выше результатов, скорость генерации одного ответа составила не более 8 секунд.

Для последующего решения нейросеть вернула ответ о том, что для следующей итерации длина и ширина топологии верхнего слоя должна составлять 7 мм и 7 мм соответственно. Системный промпт для последующих итераций приведен в табл. 3.

Таблица 3. Промпт для *Qwen2.5-Math-72B-Instruct* последующих итераций.

Table 3. Prompt for the next iteration of *Qwen2.5-Math-72B-Instruct*

Системный промпт последующих итераций
Продолжаем оптимизацию. Ниже приведены результаты новой симуляции в <i>Ansys HFSS</i> для Итерации № 2. На основе всей истории поиска предложите новые значения геометрических параметров для Итерации № 3.
Полная история поиска на данный момент: — Итерация № 1: $L = 8,00$ мм, $W = 8,00$ мм $\rightarrow S_{11} = 0,825949 + 0,268749j$ — Итерация № 2: $L = 7,00$ мм, $W = 7,00$ мм $\rightarrow S_{11} = 0,241309 + 0,542515j$
Проанализируйте, как изменение геометрии повлияло на коэффициент отражения, и выдайте новые скорректированные параметры L и W для Итерации № 3 строго в формате <i>JSON</i> :
```json { "L": значение, "W": значение }

Здесь также следует отметить существенное ограничение данного алгоритма: по сравнению со стандартными эвристическими алгоритмами, скорость обработки каждой следующей итерации увеличивается линейно в силу физического роста обрабатываемого локальной моделью контекста. Таким образом, вычислительные затраты на генерацию одного токена растут пропорционально накопленной истории, что задает верхнюю границу применимости локальных сетевых моделей в длинных итерационных циклах без процедур принудительной фильтрации контекста.

Время на просчет второй итерации алгоритма занимает не более 19 секунд. Время работы всех итераций нейросетевой модели продемонстрировано в табл. 4.

Таблица 4. Время работы всех итераций нейросетевой модели

Table 4. Time of all iterations of the neural network model

№ итерации	Значения параметров $L$ и $W$ (мм)	Время работы итерации (сек)
1	8 мм и 8 мм	7,47
2	9,5 мм и 9 мм	18,77
3	9,0 мм и 7,5 мм	20,90
4	9,0 мм и 7,1 мм	31,87
5	9,8 мм и 7,1 мм	42,75

Анализ динамики изменения геометрических параметров  $L$  и  $W$  показывает, что в отличие от классических эвристических методов (генетический алгоритм), нейросетевая модель использует смысловые связи, заложенные на этапе ее обучения. В частности, изменение параметров на итерациях 3 и 4 демонстрирует способность модели к локальному уточнению. Суммарное время работы интеллектуального синтеза с учетом затрат  $T_{EM}$  не превышает 392 сек. Таким образом, для верификации модели затрат (6) подставим полученные данные в неравенство при скорости обработки GPU токенов  $V_{inference} \sim 1,8$  токенов в секунду:

$$35 - 5 < \frac{600 \times 5}{2,1 \times 54} \quad (7)$$

$$30 < 31$$

В силу малой размерности задачи (всего 2 варьируемых параметра) и высокой скорости расчета единичной итерации в *Ansys HFSS* для простой структуры, временные затраты на генерацию токенов локальной модели составляют ощутимую долю от общего времени расчета электродинамической модели  $T_{EM}$ . В данном конкретном эксперименте метод интеллектуального синтеза демонстрирует паритет по отношению к традиционным методам оптимизации.

Тем не менее, истинная ценность и вычислительное преимущество разработанного метода раскрываются при масштабировании задачи на

СВЧ-структуры со сложной топологией. В таких задачах заданная целевая функция может становиться существенно нелинейной, классические градиентные алгоритмы демонстрируют несостоятельность из-за застревания в локальных минимумах, а генетические алгоритмы требуют значительно-го роста числа итераций, как правило, превышающие поиск с помощью языковой модели в 10—20 раз.

Базовый эксперимент в рамках данной статьи служит для концептуальной верификации предложенной модели затрат (6), подтверждая ее работоспособность до начала масштабирования на сложные СВЧ-структуры.

## 5. Заключение

В работе предложен и экспериментально верифицирован метод интеллектуального синтеза топологии микрополосковых СВЧ-антенн на основе локальной большой языковой модели (*LLM*). Показано, что благодаря использованию смысловых связей, сформированных в процессе обучения, модель способна определять физический тренд и осуществлять направленный поиск оптимальных геометрических параметров. Это позволяет существенно сократить число итераций к ядру САПР по сравнению с классическими стохастическими подходами (генетический алгоритм).

В ходе исследования введена математическая модель временных затрат. Экспериментально подтвержденный рост времени генерации ответа с (7,42 секунд до 42,75 секунд к пятой итерации) позволяет с высокой точностью прогнозировать вычислительную емкость алгоритма на этапе проектирования. При этом установлено, что для простых параметрических задач оптимизации микрополоскового патча метод не является вычислительно затратным, демонстрируя временной паритет с традиционными алгоритмами, а его ключевые преимущества раскрываются при масштабировании на сложные многопараметрические СВЧ-структуры.

## Список литературы

1. Банков С., Курушин А., Разевиг В. Анализ и оптимизация трехмерных СВЧ-структур с помощью HFSS. М. : СОЛОН-Пресс, 2015. 212 с.
2. Volakis J. L. Antenna engineering handbook. New York : McGraw-Hill, 2007. 1755 p.
3. Панченко Б. А., Нефедов. Е. И. Микрополосковые антенны. М. : Радио и связь, 1986. 144 с.
4. Koziel S., Bekasiewicz A. Multi-objective design of antennas using surrogate models. World Scientific, 2016. 315 p.
5. Yang C. et al. Large language models as optimizers. In : International Conference on Learning Representations. 2024. Vol. 2024. P. 12028–12068.
6. Tsitsos S., Prousalis M. Application of Machine Learning and AI Techniques to the Efficient Design and Optimization of Microwave Devices and Components – Recent Advances and Future Trends. 2026.

### **Информация об авторах**

**Кочевой Глеб Юрьевич**, ассистент кафедры «Радиоэлектронные системы и устройства» Московского государственного технического университета им. Н. Э. Баумана, г. Москва, Российская Федерация.

**Зимакова Анастасия Павловна**, инженер 1 категории Центрального научно-исследовательского института автоматики и гидравлики, г. Москва, Российская Федерация.

**Комиссарова Елена Владимировна**, к. т. н., доцент кафедры «Радиоэлектронные системы и устройства» Московского государственного технического университета им. Н. Э. Баумана, г. Москва, Российская Федерация.

# Synthesis of Microstrip Antenna Topologies using a Local Language Model and the PyAEDT Software Interface

G. Y. Kochevoy¹, A. P. Zimakova², and E. V. Komissarova¹

¹*Bauman Moscow State University*

*5, 2-ya Baumanskaya st., Moscow, 105005, Russian Federation*

*kochevougy@bmstu.ru*

²*Central Research Institute of Automation and Hydraulics*

*5, Sovetskoy Armii Str., Moscow, 127018, Russian Federation*

Received: May 20, 2026

Peer-reviewed: June 1, 2026

Accepted: June 1, 2026

**Abstract:** This article presents the results of a study of a new method of automated parametric synthesis of the topology of microwave band microstrip antennas. The method is based on the integration of numerical electrodynamic modeling in a CAD environment and local large language models (LLM) acting as an intelligent optimization controller. The software package is implemented in Python using the PyAEDT automation library and the lightweight koboldcpp runtime environment to run quantized weights of open neural network models. During optimization, the neural network analyzes the text description of the results of the current calculation procedure (S-parameters, reflection coefficient  $S_{11}$ , etc.) and, using the Chain-of-Thought method, generates adjusted geometric parameters of the radiator and power lines. Experimental results using the example of simple patch antennas demonstrated the high convergence of the algorithm. It is shown that the proposed method makes it possible to significantly reduce the total number of iterations of full-wave electrodynamic calculation in comparison with the built-in genetic algorithms.

**Keywords:** microstrip antenna, CAD, Ansys HFSS, PyAEDT, artificial intelligence, large language models, local AI output, koboldcpp, microwave topology optimization.

**For citation (IEEE):** G. Y. Kochevoy, A. P. Zimakova, and E.V. Komissarova, “Synthesis of microstrip antenna topologies using a local language model and the PyAEDT software interface,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 9, no. 6, pp. 1282–1295, 2026, doi: 10.1227/pvnd-n539. (In Russ.).

## References

- [1] S. Bankov, A. Kurushin, and V. Razevig, *Analysis and optimization of three-dimensional microwave structures using HFSS*. Moscow: SOLON Press, 2015. (In Russ.).
- [2] J. L. Volakis, *Antenna engineering handbook*, New York: McGraw-Hill, 2007.

- [3] B. A. Panchenko and E. I. Nefedov, *Microstrip antennas*, Moscow: Radio i svyaz, 1986. (In Russ.).
- [4] S. Koziel and A. Bekasiewicz, *Multi-objective design of antennas using surrogate models*, World Scientific, 2016.
- [5] C. Yang, et al., “Large language models as optimizers,” in *International Conference on Learning Representations*, vol. 2024, pp. 12028–12068, 2024.
- [6] S. Tsitsos and M. Prousalis, *Application of Machine Learning and AI Techniques to the Efficient Design and Optimization of Microwave Devices and Components – Recent Advances and Future Trends*, 2026.

### Information about the authors

**Gleb Y. Kochevoy**, assistant of Radio-Electronic Systems and Devices Department, Bauman Moscow State University, Moscow, Russian Federation.

**Anastasya P. Zimakova**, 1st category engineer of the Central Research Institute of Automation and Hydraulics, Moscow, Russian Federation.

**Elena V. Komissarova**, PhD of Technological Sciences, Assistant Professor of Radio-Electronic Systems and Devices Department, Bauman Moscow State University, Moscow, Russian Federation.



## **Электродинамический анализ и синтез многозвенного волноводного фильтра на основе резонаторов $TE_{101}$ и антирезонансных секций**

Исаев А. А., Губский Д. С., Крутиев С. В.

*Южный федеральный университет*

*ул. Зорге, 5, г. Ростов-на-Дону, 344090, Российская Федерация*

*skrutiev@sfsu.ru*

Получено: 20 мая 2026 г.

Отрецензировано: 1 июня 2026 г.

Принято к публикации: 1 июня 2026 г.

**Аннотация:** В работе показаны принципы проектирования волноводных полосовых фильтров на базе прямоугольного волновода WR-137 для работы в частотном диапазоне 5,8—6,1 ГГц. Исследованы характеристики резонансных и антирезонансных полостей, использующих взаимодействие мод  $TE_{101}$  и  $TM_{110}$  для реализации псевдоэллиптической передаточной характеристики. Показано влияние геометрических параметров резонаторов и смещения портов связи на положение центральной частоты и формирование нулей передачи, существенно повышающих селективность устройства. Получена оптимизированная многокаскадная модель фильтра с уровнем отражения в полосе пропускания менее –20 дБ и глубоким подавлением сигналов за счет двух симметрично расположенных нулей передачи. Проанализированы альтернативные конфигурации структуры с различным расположением элементов, что позволило выявить закономерности изменения порядка фильтра и крутизны скатов амплитудно-частотной характеристики. Обосновано, что использование двухмодовых резонаторов позволяет значительно повысить избирательность СВЧ-устройств без увеличения их габаритов, что критично для современных мощных радиотехнических систем.

**Ключевые слова:** волноводный фильтр, прямоугольный волновод, псевдоэллиптическая характеристика, двухмодовый резонатор, антирезонанс, нули передачи, селективность.

**Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008):** Исаев А. А., Губский Д. С., Крутиев С. В. Электродинамический анализ и синтез многозвенного волноводного фильтра на основе резонаторов  $TE_{101}$  и антирезонансных секций // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2026. Т. 9, № 6. С. 1296—1311.

**Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018):** Исаев, А. А. Электродинамический анализ и синтез многозвенного волноводного фильтра на основе резонаторов  $TE_{101}$  и антирезонансных секций / А. А. Исаев, Д. С. Губский, С. В. Крутиев // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2026. Т. 9, № 6. С. 1296—1311.

## 1. Введение

Волноводные структуры занимают центральное место в современной СВЧ-технике благодаря своей уникальной способности передавать большие уровни мощности без пробоя и с минимальными потерями. В отличие от планарных линий передачи (микрополосковых, копланарных или щелевых), где уже при мощностях в десятки ватт возникают поверхностные электрические пробой, перегрев проводников и значительные омические потери, прямоугольный волновод распределяет электромагнитное поле в окружающем объеме. Это позволяет безопасно передавать мощности от сотен ватт до десятков киловатт в непрерывном режиме и до мегаватт в импульсном [1, 2].

Такие высокие мощности особенно критичны в радиолокационных станциях, где требуется формирование мощных зондирующих импульсов для обеспечения большой дальности обнаружения целей, высокой разрешающей способности и помехозащищенности. Волноводные фильтры в составе передающего и приемного трактов выполняют несколько ключевых функций: селекцию полезного сигнала по частоте, подавление паразитных гармоник и внеполосных помех, а также защиту чувствительных приемных устройств от мощного собственного передающего сигнала. Без высокоизбирательных фильтров невозможно обеспечить требуемое отношение сигнал/шум и избежать интермодуляционных искажений в условиях интенсивного электромагнитного окружения.

Однако классические волноводные фильтры Чебышева часто не обеспечивают требуемой крутизны скатов АЧХ без значительного увеличения порядка фильтра, что ведет к росту габаритов. Применение псевдоэллиптических характеристик с конечными нулями передачи позволяет радикально улучшить избирательность системы в непосредственной близости от полосы пропускания. Данная работа посвящена проектированию и исследованию фильтра на основе двухмодовых резонаторов  $TM_{110}$  и  $TE_{101}$  в стандарте  $WR-137$ , сочетающего компактность с высокими техническими характеристикам [3].

В настоящее время наиболее перспективными являются псевдоэллиптические волноводные фильтры на основе двухмодовых резонаторов. Они позволяют формировать конечные нули передачи в полосах заграж-

дения, что обеспечивает значительно более крутые скаты АЧХ по сравнению с классическими Чебышевскими фильтрами при сохранении компактных размеров и низких вносимых потерь [3—7].

Цель настоящей работы — разработка волноводного фильтра диапазона 5,8—6,1 ГГц с заданными характеристиками: уровень отражения в полосе пропускания  $|S_{11}| < 20$  Дб, минимальные вносимые потери и высокая избирательность за счет двух нулей передачи. Особое внимание уделено отдельному (без перехода к полной модели) исследованию однократного двухмодового элемента структуры, что позволяет глубоко понять физические механизмы формирования резонансов и антирезонансов.

## 2. Выбор волноводного тракта и анализ основной моды

Для проектирования фильтра в диапазоне 5,8—6,1 ГГц выбран прямоугольный волновод стандарта *WR-137*. С учетом требований к оптимизации модели внутренние размеры сечения приняты равными  $a = 35$  мм и  $b = 16$  мм.

Основной рабочей модой является поперечно-электрическая волна  $TE_{10}$  ( $H_{10}$ ). В данном режиме вектор электрического поля  $E$  ориентирован вдоль узкой стенки волновода и имеет полуволновое распределение по широкой стенке. Критическая частота  $f_c$  для выбранного сечения рассчитывается по формуле: [1, 2]

$$f_c = \frac{c}{2a} \quad (1)$$

Для  $a = 35$  мм значение  $f_c \approx 4,28$  ГГц, что обеспечивает устойчивое одномодовое распространение сигнала в заданном рабочем диапазоне, так как рабочие частоты лежат выше частоты отсечки моды  $TE_{10}$  и ниже порога возбуждения высших мод.

### 2.1. Резонансные режимы в прямоугольной полости

В основе работы фильтра лежит использование резонансных объемов (отрезков волновода длиной  $L$ ), ограниченных реактивными диафрагмами. Для реализации компактной структуры с псевдоэллиптической характеристикой в данной работе рассматривается взаимодействие двух типов колебаний:

1. Мода  $TE_{101}$ : Основная резонансная мода, частота которой определяется как поперечными размерами ( $a$ ,  $b$ ), так и продольным размером  $L$ . Она является базовой для формирования полосы пропускания.

2. Мода  $TM_{110}$ : Поперечно-магнитная мода, обладающая специфической особенностью — ее резонансная частота зависит исключительно от

поперечного сечения волновода ( $a$  и  $b$ ) и инвариантна относительно длины резонатора  $L$ :

$$f_{res(110)} = \frac{c}{2} \sqrt{\left(\frac{1}{a}\right)^2 + \left(\frac{1}{b}\right)^2} \quad (2)$$

Использование моды  $TM_{110}$  позволяет уменьшить продольные габариты устройства при сохранении высокой добротности.

## 2.2. Механизм формирования нулей передачи

Для улучшения селективности фильтра и формирования крутых скачков характеристики используются «нули передачи» (антирезонансы) — частоты, на которых коэффициент передачи  $|S_{21}|$  стремится к минимуму.

Физически это реализуется за счет деструктивной интерференции. Поскольку компоненты магнитного поля мод  $TM_{101}$  и  $TM_{110}$  обладают различной симметрией, смещение щели связи относительно центральной оси волновода позволяет прецизионно управлять фазой и амплитудой связи с каждой из мод. В точке, где вклады от этих мод становятся равными по амплитуде, но противоположными по фазе, происходит полное гашение сигнала, что формирует глубокий провал в характеристике за пределами полосы пропускания. Это позволяет достичь высокого уровня подавления помех вблизи границ рабочего диапазона.

## 3. Исследование компонентов фильтра

Практическое исследование фильтра проводилось на основе стандартного прямоугольного волновода  $WR-137$ . Данный тип волновода широко используется в диапазоне частот около 6 ГГц и обеспечивает устойчивое распространение основной моды  $TE_{10}$ . Геометрические размеры волновода позволяют реализовать одномодовый режим работы в рассматриваемой полосе частот, что значительно упрощает анализ процессов распространения электромагнитной волны и взаимодействия резонаторных элементов структуры [2].

В практической части работы последовательно исследуются отдельные элементы будущего фильтра. Такой подход позволяет сначала понять физику работы каждой секции — резонансной и антирезонансной — а затем объединить их в единую многокаскадную структуру. В первую очередь был рассмотрен одиночный резонатор, определяющий положение центральной частоты фильтра.

Моделирование проводилось в среде *CST Studio Suite* методом электродинамического моделирования в частотной области (*Frequency Domain*

*Solver*). Использовались волноводные порты с возбуждением основной моды  $TE_{10}$ . Граничные условия —  $PEC$ . Частотный анализ выполнялся в диапазоне 5—7 ГГц.

### 3.1 Исследование резонансной полости фильтра

На первом этапе была построена модель одиночного волноводного резонатора в стандарте WR-137. Резонатор представляет собой участок волновода ограниченной длины, в котором формируется стоячая волна основной моды. Геометрические параметры полости определяют положение резонансной частоты и уровень связи с входным и выходным портами.

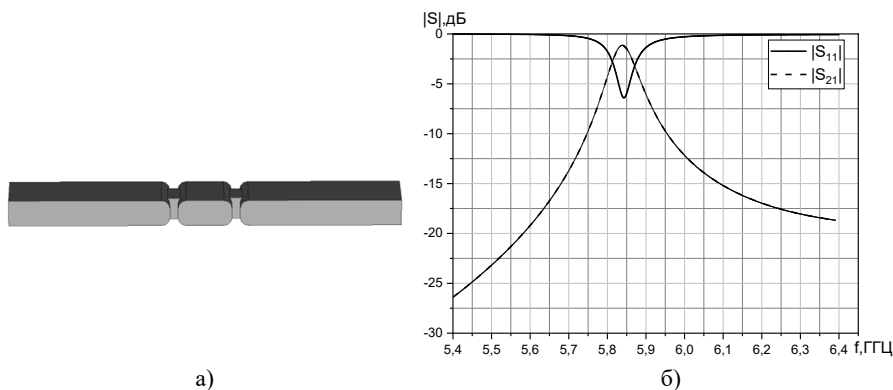


Рис. 1. а) Модель одиночного волноводного резонатора  $TE_{101}$ ;  
б) Амплитудно-частотная характеристика одиночного резонатора.

Fig. 1. а) Model of a single waveguide resonator  $TE_{101}$ ;  
б) Amplitude-frequency characteristic of a single resonator

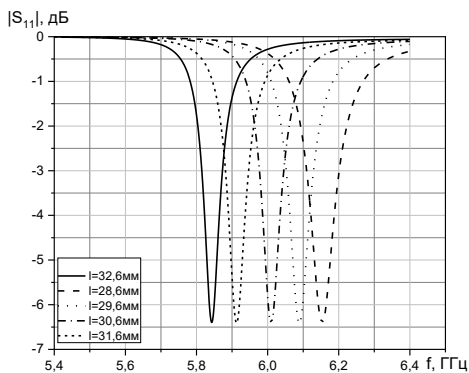


Рис. 2. Семейство характеристик коэффициента передачи  $S_{11}$  при варьировании длины полости  $l$ .

Fig. 2. Family of characteristics of the transmission coefficient  $S_{11}$  with varying cavity length  $l$

Наблюдается выраженный резонансный пик, соответствующий возбуждению собственной моды резонатора.

Исследование проводилось путем изменения размера  $l$  в диапазоне от 28 до 32 мм. Данный параметр является определяющим для центральной частоты фильтра.

### 3.2 Анализ антирезонансной полости в нижних частотах

Использование антирезонансов позволяет значительно повысить крутизну среза фильтра. Как показывают исследования, связь между нерегулярными резонаторами используется для получения передаточных нулей на реальных частотах, благодаря чему на одной стороне полосы пропускания достигается усиленное затухание. Иными словами, дополнительная полость или «образующий замкнутый резонатор» создает в частоте антирезонанса большое импедансное расхождение, блокируя прохождение сигнала.

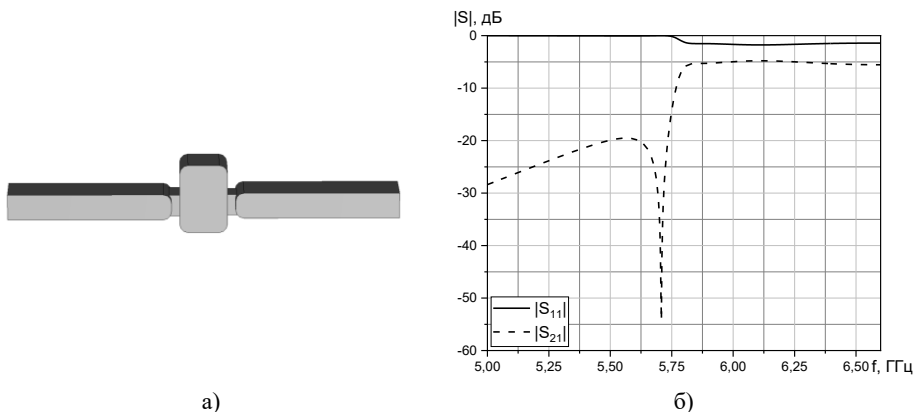


Рис. 3. а) Модель антирезонансной секции со смещенным портом для формирования нуля передачи; б) Амплитудно-частотная характеристика антирезонансного элемента.

Fig. 3. а) Model of an antiresonant section with an offset port for generating a transmission zero; б) Amplitude-frequency characteristic of the antiresonant element

Произвели смещение  $dz$  от 2 до 8 мм (вход начал двигаться по левой грани резонатора) Изменение данного параметра приводит к изменению соотношения возбуждаемых мод и, как следствие, к смещению положения нуля передачи.

Также был исследован эффект изменения радиуса скругления углов резонатора. Изменение данного параметра влияет на эффективный объем полости и, следовательно, на ее резонансные свойства.

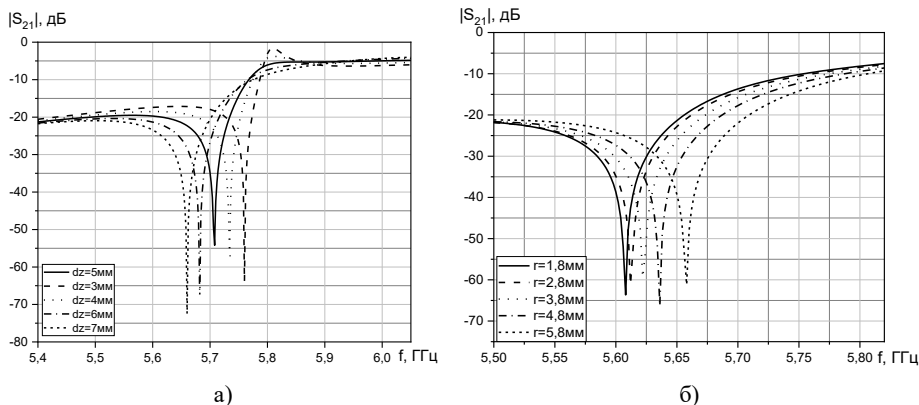


Рис. 4 а) Зависимость положения нуля передачи от величины смещения порта (варьирование от 3 до 7 мм); б) Зависимость положения нуля передачи от радиуса скругления резонатора (варьирование от 2 до 6 мм).

Fig. 4. а) Dependence of the transmission zero position on the port offset value (varying from 3 to 8 mm); б) The dependence of the zero transmission position on the resonator rounding radius (varying from 2 to 6 mm)

### 3.3 Анализ антирезонансной полости в верхних частотах

Для формирования второго нуля передачи была рассмотрена аналогичная антирезонансная секция, настроенная на частоту выше полосы пропускания.

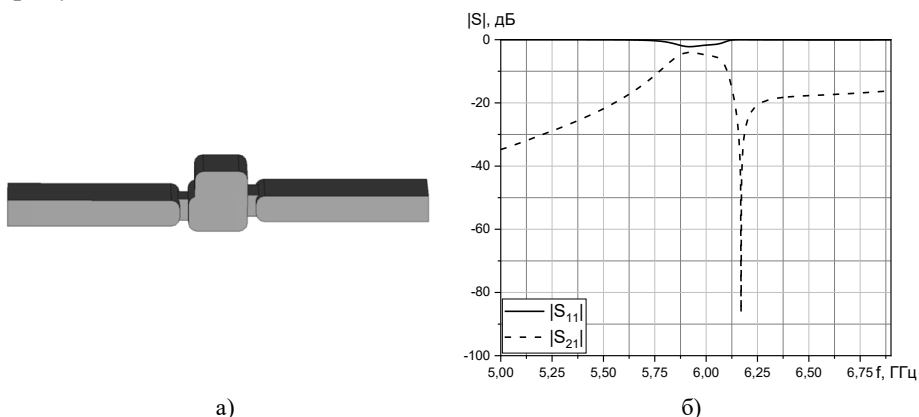


Рис. 5. а) Модель антирезонансной секции, настроенной на формирование нуля передачи выше полосы пропускания; б) Частотные характеристики правого антирезонансного элемента с глубоким минимумом.

Fig. 5. а) Model of an antiresonant section tuned to form a transmission zero above the passband; б) Frequency characteristics of the right antiresonant element with a deep minimum

Был проведен анализ влияния независимых изменений длины  $l$  и высоты  $b$ . При изменении длины  $l$  наблюдается сдвиг всей АЧХ по частоте. При этом ширина полосы пропускания и форма скатов сохраняются. Это делает длину  $l$  основным параметром для подстройки фильтра под конкретный частотный канал.

Изменение высоты  $b$  оказывает более сложное влияние. Поскольку мода  $TM_{110}$  зависит от высоты резонатора сильнее, чем основная мода  $TE_{101}$ , вариации  $b$  приводят к изменению расстояния между центральной частотой и нулем передачи. Увеличение высоты сближает резонанс и антирезонанс, что может быть использовано для сверхвысокой селективности в узких диапазонах.

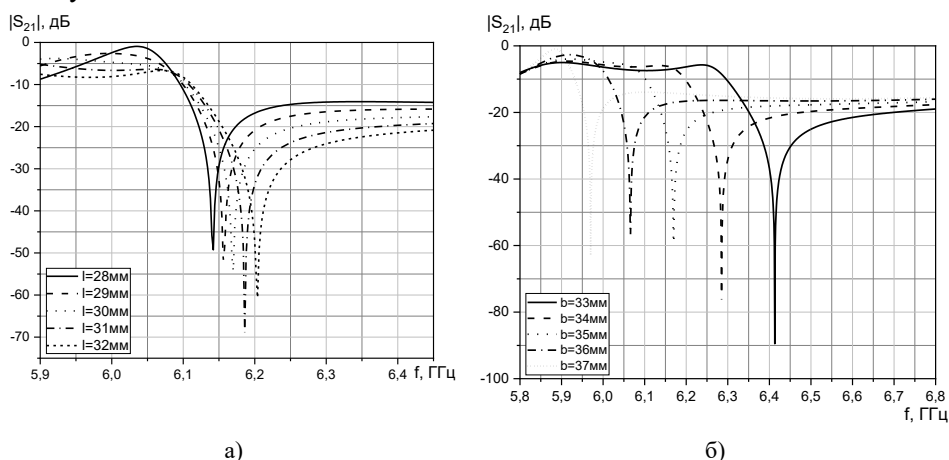


Рис. 6. а). Влияние длины  $l$  (28—32мм) на смещение правого нуля передачи по частотной оси; б). Влияние высоты  $b$  (32—36мм) на смещение правого нуля передачи по частотной оси.

Fig. 6. а). The effect of length  $l$  (28–32mm) on the shift of the right transmission zero along the frequency axis; б). The effect of height  $b$  (33–37mm) on the shift of the right transmission zero along the frequency axis

### 3.4. Основная модель фильтра

После детального исследования одиночных элементов была собрана полная модель фильтра, состоящая из каскада резонансных и антирезонансных полостей.

Анализ полученной АЧХ показывает, что это фильтр 5-го порядка, который обеспечивает стабильную работу в полосе пропускания 5,8—6,1 ГГц. В рабочем диапазоне наблюдается хороший уровень согласования, а по обе стороны полосы пропускания присутствуют глубокие нули передачи, обеспечивающие высокую крутизну скатов характеристики.



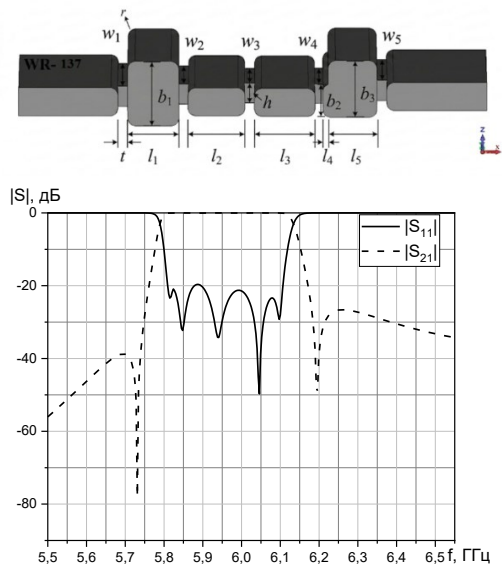


Рис. 7 а) Общая модель многокаскадного волноводного фильтра в сборе;  
б) Амплитудно-частотная характеристика собранного фильтра.

Fig. 7. а) General model of a multi-stage waveguide filter assembly;  
б) Amplitude-frequency response of the assembled filter

Таблица 1. Геометрические параметры фильтра.

Table 1. Geometric parameters of the filter

Название	Значение, мм	Название	Значение, мм
$a$	35,00	$dz4$	4,03
$b$	16,00	$h$	12,46
$b1$	40,14	$l1$	28,50
$b2$	19,47	$l2$	30,60
$b3$	34,64	$l3$	32,15
$dz1$	4,90	$l4$	3,61
$dz2$	5,02	$l5$	29,74
$dz3$	5,11	$r$	4,84
$t$	4,98	$w3$	16,05
$w1$	23,90	$w4$	16,40
$w2$	18,02	$w5$	22,37

Для наглядного анализа процессов распространения энергии в структуре были также рассмотрены распределения электромагнитного поля в различных характерных точках частотной характеристики (рис. 8).

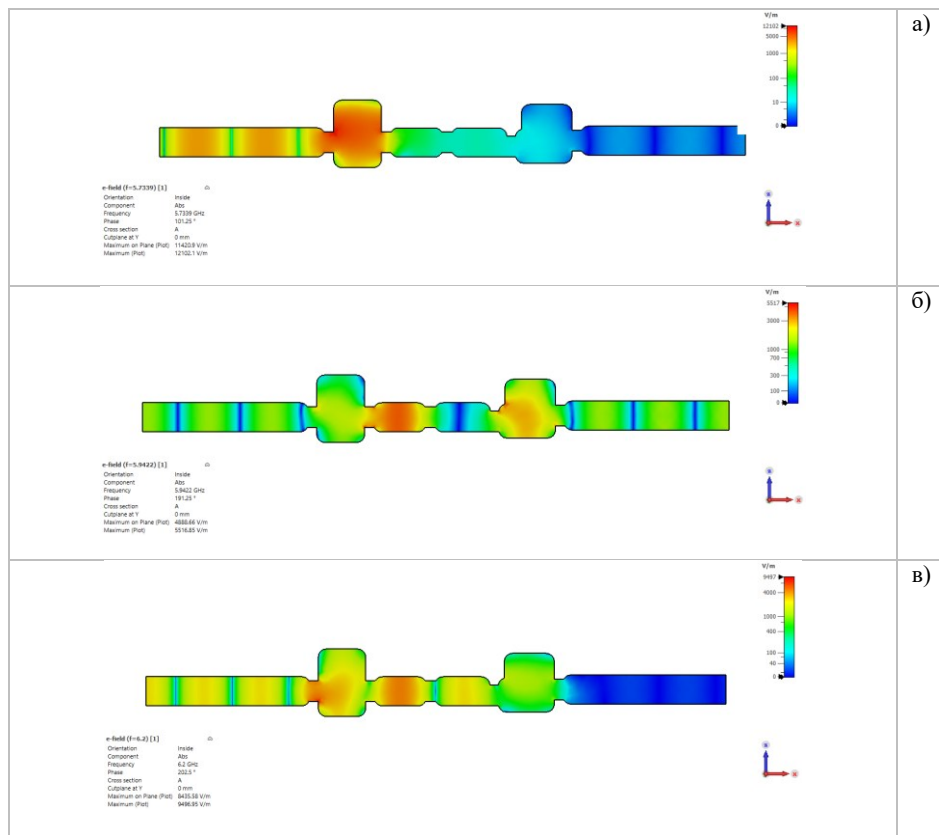


Рис. 8. а) Распределение поля на частоте левого нуля передачи; б) Распределение поля на частоте в полосе пропускания; в) Распределение поля на частоте правого нуля передачи.

Fig. 8. a) Field distribution at the frequency of the left transmission zero; б) Field distribution at the frequency in the passband; в) Field distribution at the frequency of the right transmission zero

## 4. Исследование альтернативных конфигураций фильтра

Помимо основной оптимизированной конструкции фильтра были рассмотрены несколько модифицированных конфигураций структуры. Целью данного исследования являлось изучение влияния количества резонаторных элементов и их расположения на форму амплитудно-частотной характеристики фильтра.

### 4.1 Конфигурация с дополнительным центральным резонатором

В первой модификации конструкции в центральной части фильтра был добавлен дополнительный резонансный элемент. Такое изменение

структуры приводит к увеличению порядка фильтра и, соответственно, к появлению шестого резонанса в полосе пропускания.

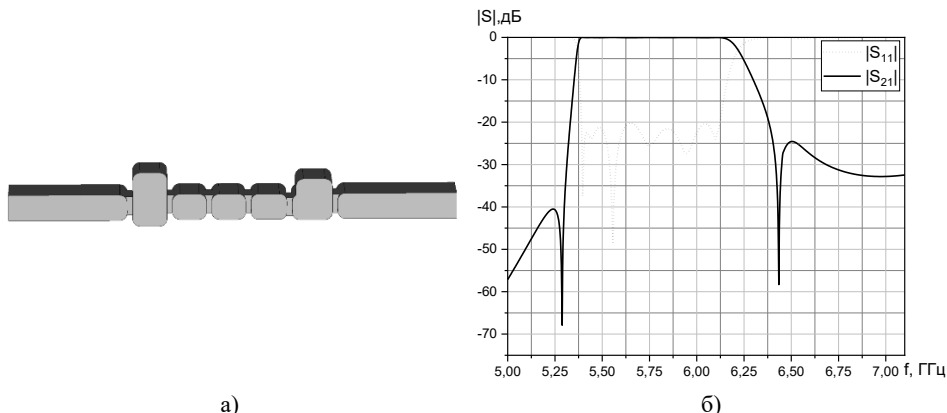


Рис. 9. а). Модель фильтра с добавленным центральным резонатором; б) Амплитудно-частотная характеристика фильтра с дополнительным центральным резонатором.

Fig. 9. а) Filter model with an added central resonator; б) Amplitude-frequency response of a filter with an additional central resonator

На полученной частотной характеристике наблюдается увеличение количества резонансных максимумов в полосе пропускания. Каждый дополнительный резонатор формирует собственный резонанс, что приводит к более сложной структуре АЧХ и увеличению крутизны переходной области фильтра.

## 4.2 Конфигурация с уменьшенным числом центральных резонаторов

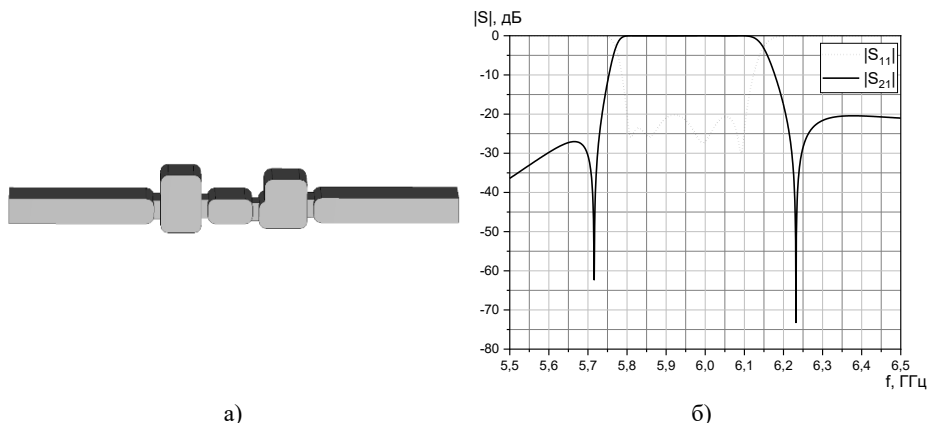


Рис. 10. а) Модель фильтра с уменьшенным числом центральных резонаторов; б) Амплитудно-частотная характеристика фильтра с уменьшенным числом резонаторов.

Fig. 10. а) Model of a filter with a reduced number of central resonators; б) Frequency response of a filter with a reduced number of resonators

В исследуемой конфигурации один из центральных резонаторов был удален. Такое изменение приводит к уменьшению порядка фильтра и сокращению количества резонансных максимумов до четырех в полосе пропускания.

### 4.3 Конфигурация с дополнительным элементом справа

Во второй модификации был добавлен дополнительный элемент в правой части структуры, после основной антирезонансной полости. Такое изменение приводит к формированию дополнительного пути взаимодействия мод и, как следствие, к появлению 2-го нуля передачи в верхних частотах.

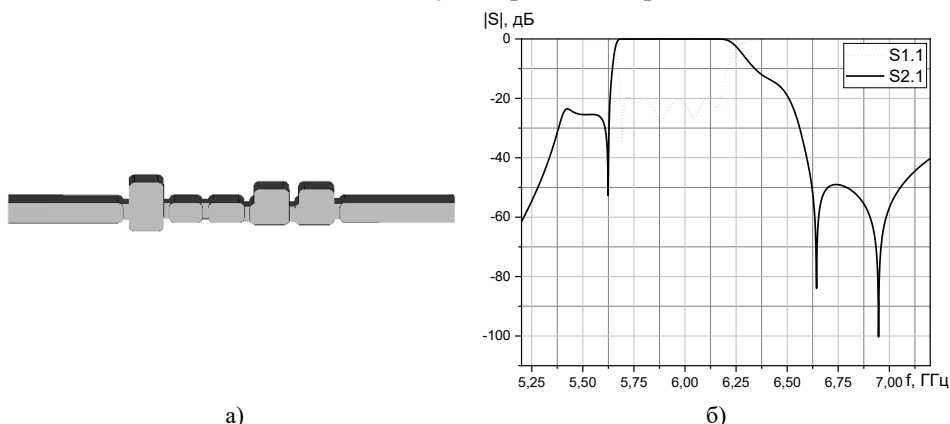


Рис. 11. а) Модель фильтра с дополнительным элементом в правой части структуры;  
б) Амплитудно-частотная характеристика фильтра с дополнительным нулем передачи.

Fig. 11. a) Filter model with an additional element on the right side of the structure;  
b) Amplitude-frequency response of the filter with an additional transmission zero

На соответствующей амплитудно-частотной характеристике появляется дополнительный глубокий минимум коэффициента передачи. Этот минимум соответствует новому нулю передачи, расположенному в полосе заграждения.

Появление дополнительного нуля передачи приводит к более резкому подавлению сигналов за пределами полосы пропускания. Это значительно повышает избирательность фильтра и улучшает его подавление внеполосных помех.

## 5. Заключение

В ходе выполненной работы были исследованы принципы построения волноводных полосовых фильтров с псевдоэллиптической характеристикой. Рассмотрены основные свойства прямоугольных волноводов, особенности распространения электромагнитных волн и условия возбуждения

резонансных мод. Особое внимание было уделено использованию резонаторных и антирезонансных элементов для формирования заданной частотной характеристики фильтра.

В практической части работы была разработана и исследована модель волноводного полосового фильтра на основе стандартного прямоугольного волновода *WR-137*. С использованием средств электромагнитного моделирования была проведена оптимизация геометрических параметров резонаторных и антирезонансных полостей. Полученная конструкция обеспечивает формирование полосы пропускания в заданном диапазоне частот и демонстрирует наличие нулей передачи по обе стороны от рабочей полосы, что характерно для псевдоэллиптических фильтров.

Проведенный анализ распределения электромагнитного поля позволил наглядно исследовать процесс возбуждения резонансных мод в различных частях структуры фильтра и определить вклад отдельных элементов в формирование его частотной характеристики.

Дополнительно были исследованы альтернативные конфигурации фильтра, в которых изменялось количество и расположение резонаторных элементов. Показано, что увеличение числа резонаторов приводит к росту порядка фильтра и увеличению количества резонансных максимумов в полосе пропускания. В то же время перестановка резонаторных и антирезонансных секций может приводить к уменьшению эффективного порядка фильтра, поскольку антирезонансная полость ограничивает распространение энергии и препятствует возбуждению последующих резонаторов.

Полученные результаты демонстрируют важность правильного выбора структуры фильтра и взаимного расположения его элементов для формирования требуемых частотных характеристик. Использование антирезонансных полостей позволяет формировать нули передачи и значительно повышать селективность фильтра без существенного увеличения его размеров.

Таким образом, в ходе работы были изучены физические принципы функционирования волноводных полосовых фильтров, разработана и исследована модель фильтра с псевдоэллиптической характеристикой, а также проанализировано влияние различных конфигураций резонаторных элементов на форму амплитудно-частотной характеристики устройства.

### Список литературы

1. Пименов Ю. В. Линейная макроскопическая электродинамика. Вводный курс для радиофизиков и инженеров. Москва : Интеллект, 2008. 536 с.
2. Нефёдов Е. И. Техническая электродинамика. Москва : Академия, 2008. 416 с.
3. Маттей Г. Л., Янг Л., Джонс Е. М. Т. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи. Т. 1. М. : Связь, 1971. 439 с.

4. Усанов Д. А., Никитов С. А., Скрипаль А. В. и др. Резонансные особенности волноводных брэгговских структур сверхвысокочастотного диапазона // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2018. Т. 21, № 3. С. 18—24.
5. Крутиев С. В., Земляков В. В., Заргано Г. Ф. Волноводный полосно-пропускающий фильтр на сложных резонансных диафрагмах // Радиотехника и электроника. 2015. Т. 60, № 12. С. 1231—1236.
6. Zemlyakov V. V., Zargano G. F., Krutiev S. V., Tyaglov M. Y. Electrodynamic Analysis and Synthesis of an Elliptic Filter Based on Complex Resonant Irises in a Rectangular Waveguide // Radiophysics and Quantum Electronics. 2019. Vol. 6. P. 915–923.
7. Zemlyakov V., Krutiev S., Tyaglov M., Shevchenko V. A design of waveguide elliptic filter based on resonant diaphragms with a complex aperture // International Journal of Circuit Theory and Applications. 2019. Vol. 47, iss. 1. P. 55–64.

### Информация об авторах

**Исаев Артём Андреевич**, магистрант кафедры радиофизики физического факультета 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.

**Губский Дмитрий Семенович**, кандидат физико-математических наук, доцент кафедры ПЭКМ Южного федерального университета, г. Ростов-на-Дону, Российская Федерация.

# Electrodynamic Analysis and Synthesis of a Multi-Section Waveguide Filter Based on $TE_{101}$ Resonators and Antiresonant Sections

A. A. Isaev, D. S. Gubsky, and S. V. Krutiev

South Federal University

5, Sorge st., Rostov-on-Don, 344090, Russian Federation

skrutiev@sfedu.ru

Received: May 20, 2026

Peer-reviewed: June 1, 2026

Accepted: June 1, 2026

**Abstract:** The paper shows the principles of designing waveguide bandpass filters based on the WR-137 rectangular waveguide operating in the 5.8–6.1 GHz frequency range are considered. Characteristics of resonant and antiresonant cavities employing interaction of the  $TE_{101}$  and  $TM_{110}$  modes for realization of a pseudo-elliptic transfer characteristic are investigated. The influence of resonator geometric parameters and coupling-port offset on the center frequency position and formation of transmission zeros significantly improving device selectivity is demonstrated. An optimized multistage filter model with an in-band reflection level below  $-20$  dB and deep signal suppression due to two symmetrically located transmission zeros is obtained. Alternative structural configurations with different element arrangements are analyzed, allowing regularities of filter order variation and amplitude-frequency response skirt steepness to be identified. It is shown that the use of dual-mode resonators makes it possible to significantly increase the selectivity of microwave devices without increasing their dimensions, which is critical for modern high-power radio engineering systems.

**Keywords:** waveguide filter, rectangular waveguide, pseudo-elliptic characteristic, dual-mode resonator, antiresonance, transmission zeros, selectivity.

**For citation (IEEE):** A. A. Isaev, D. S. Gubsky, and S. V. Krutiev, "Electrodynamic Analysis and Synthesis of a Multi-Section Waveguide Filter Based on  $TE_{101}$  Resonators and Antiresonant Sections," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 9, no. 6, pp. 1296–1311, 2026, doi: 10.21227/2q6w-9d13. (In Russ.).

## References

- [1] Yu. V. Pimenov, *Linear Macroscopic Electrodynamics*, Moscow: Intellekt, 2008. (In Russ.).
- [2] Nefyodov Ye. I. *Technical Electrodynamics*, Moscow: Academiya, 2008. (In Russ.).
- [3] G. L. Matthaei, E. M. T. Jones, and L. Young, *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures*, 1963.
- [4] Usanov, D. A., Nikitov, S. A., Skripal, A. V., et al., "Resonance features of microwave waveguide Bragg structures," *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 21, no. 3, pp. 18–24, 2018. (In Russ.).

- [5] V. V. Zemlyakov, G. F. Zargano, and S. V. Krutiev, “Waveguide bandpass filter on complex resonance diaphragms,” *Journal of Communications Technology and Electronics*, vol. 60, no. 12, pp. 1305–1310, 2015.
- [6] V. V. Zemlyakov, G. F. Zargano, S. V. Krutiev, and M. Y. Tyaglov, “Electrodynamic Analysis and Synthesis of an Elliptic Filter Based on Complex Resonant Irises in a Rectangular Waveguide,” *Radiophysics and Quantum Electronics*, vol. 61, pp. 915–923, 2019.
- [7] V. Zemlyakov, S. Krutiev, M. Tyaglov, and V. Shevchenko “A design of waveguide elliptic filter based on resonant diaphragms with a complex aperture,” *International Journal of Circuit Theory and Applications*, vol. 47, iss. 1, pp. 55–64, 2019.

### Information about the authors

**Artem A. Isaev**, Master’s student, Department of Radiophysics, Faculty of Physics, 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.

**Dmitry S. Gubsky**, Candidate of Physico-Mathematical Sciences, Associate Professor of the Department of AECM at the Southern Federal University, Rostov-on-Don, Russian Federation.



## **Магнитоуправляемые SIW-антенны с реконфигурируемыми частотными и поляризационными характеристиками**

¹Казак Д. В., ¹Крутиев С. В., ²Павленко А. В.

¹Южный федеральный университет

ул. Зорге, 5, г. Ростов-на-Дону, 344090, Российская Федерация

²ИОНЦ РАН, отдел физики, химии, информатики

просп. Чехова, д. 41, г. Ростов-на-Дону, 344006, Российская Федерация

skrutiev@sfedu.ru

Получено: 20 мая 2026 г.

Отрецензировано: 1 июня 2026 г.

Принято к публикации: 1 июня 2026 г.

**Аннотация:** Работа посвящена анализу развития планарных излучающих структур на основе интегрированного в подложку волновода (SIW). Прослежена технологическая цепочка, начинающаяся с базовой конфигурации целевой антенны с фиксированной частотой и высоким отношением фронт/тыл. Рассмотрен переход к магнитоуправляемым архитектурам путем интеграции ферритовых пластин в полость резонатора, что обеспечило непрерывную перестройку рабочей частоты в X-диапазоне. Финальный этап демонстрирует синтез многомодового резонатора и скрещенной щели, позволяющий одновременно управлять как частотным диапазоном, так и типом поляризации излучения посредством вариации внешнего магнитного поля. Приведены ключевые расчетные и смоделированные характеристики, подтверждающие эффективность предложенной конструкции.

**Ключевые слова:** встроенный в подложку интегральный волновод (SIW), целевая антенна, низкопрофильная антенна, магнитная перестройка, ферритовая вставка, круговая поляризация, X-диапазон.

**Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008):** Казак Д. В., Крутиев С. В., Павленко А. В. Магнитоуправляемые SIW-антенны с реконфигурируемыми частотными и поляризационными характеристиками // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2026. Т. 9, № 6. С. 1312—1325.

**Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018):** Казак, Д. В. Магнитоуправляемые SIW-антенны с реконфигурируемыми частотными и поляризационными характеристиками / Д. В. Казак, С. В. Крутиев, А. В. Павленко // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2026. Т. 9, № 6. С. 1312—1325.

## 1. Введение

Современный этап развития беспроводных систем связи и радиолокации характеризуется неуклонным ужесточением требований к массогабаритным характеристикам антенных устройств при одновременном сохранении или даже улучшении их электродинамических показателей. Традиционные волноводно-щелевые антенны и излучатели с металлическими резонаторами, несмотря на их превосходную направленность и высокий коэффициент полезного действия, зачастую оказывается неприемлемыми для применения в бортовой аппаратуре летательных аппаратов, космических платформах и носимых устройствах из-за своей значительной толщины, составляющей около четверти длины волны.

Стремление к миниатюризации привело к появлению и широкому распространению технологии интегрированного в подложку волновода, известной в англоязычной литературе как *Substrate Integrated Waveguide* (SIW) [1]. Данная технология позволяет формировать полноценные волноводы и резонансные структуры непосредственно в объеме диэлектрической подложки печатной платы, используя регулярные массивы металлизированных переходных отверстий или металлических цилиндрических штырей для создания эквивалента боковых металлических стенок. Такой подход не только радикально снижает толщину устройства, но и обеспечивает естественную интеграцию излучающей структуры с планарными цепями питания и управления.

С электродинамической точки зрения критически важным этапом проектирования является корректный расчет геометрических параметров SIW-структуры, обеспечивающий ее адекватное соответствие классическому прямоугольному диэлектрическому волноводу. Эквивалентная ширина волновода  $W_{eff}$ , определяющая спектр распространяющихся волн (преимущественно фундаментальной моды  $TE_{10}$ ), рассчитывается с учетом диаметра цилиндров  $d$  и расстояния между их центрами (периода решетки)  $p$  по известной полуэмпирической формуле:

$$W_{eff} = W - d^2 / (0.95 \cdot p) \quad (1)$$

где  $W$  — физическое расстояние между центрами рядов металлизированных отверстий. Для исключения радиационных потерь излучения через зазоры между штырями и предотвращения деструктивных резонансов, геометрия жестко ограничивается следующими граничными условиями:

$$d < \lambda_g / 5, \quad p \leq 2 \cdot d \quad (2)$$

где  $\lambda_g$  — длина волны в диэлектрической среде подложки. Знание эквивалентной ширины позволяет напрямую определить критическую частоту  $f_c$  волновода для моды  $TE_{10}$ :

$$f_c = c / (2 \cdot W_{eff} \cdot \sqrt{\epsilon_r}) \quad (3)$$

где  $c$  — скорость света в вакууме, а  $\epsilon_r$  — относительная диэлектрическая проницаемость подложки. Представленные формулы формируют базис для проектирования резонансных резонаторных полостей, используемых в качестве основы для щелевых антенных систем.

Однако фиксация геометрических размеров *SIW*-резонатора на этапе производства неизбежно приводит к жесткой фиксации его рабочей частоты, что существенно ограничивает функциональность антенны в условиях современных адаптивных систем связи. Настоящая статья посвящена последовательному синтезу конструкции *SIW*-антенны, начиная от базовой низкопрофильной архитектуры с фиксированными параметрами через введение в структуру резонатора магниточувствительных ферритовых материалов для обеспечения перестройки частоты, и заканчивая созданием полностью реконфигурируемого излучателя с возможностью электронно-го управления как частотой, так и поляризацией излучения.

## 2. Базовая конструкция низкопрофильной кавитированной *SIW*-антенны

На начальном этапе исследований была решена задача преодоления основного недостатка классических щелевых антенн — двунаправленности излучения, при которой электромагнитная волна равноправно уходит как в переднее, так и в заднее полупространство [2, 3]. Традиционное решение с размещением металлического экрана или рефлектора на расстоянии в четверть длины волны от щели сводило на нет все преимущества планарной технологии. Альтернативой выступила конструкция, в которой щелевой излучатель располагается на поверхности замкнутого *SIW*-резонатора.

Геометрия данной антенны представляет собой квадратную полость, сформированную в диэлектрической подложке четырьмя рядами сквозных металлизированных отверстий. Период расположения и диаметр этих отверстий выбираются по условиям, представленным в [4] и таким образом, чтобы минимизировать паразитное просачивание энергии в зазоры между ними, обеспечивая электродинамическую эквивалентность сплошной металлической стенке. На верхней металлизированной стороне подложки вытравливается прямоугольная щель, играющая роль элемента связи резонатора со свободным пространством. Для возбуждения внутреннего объема полости используется заземленная копланарная линия передачи (*GCPW*), расположенная со стороны нижнего слоя проводников подложки.

Внутри замкнутого объема возбуждается мода  $TE_{120}$ . Электрическое поле данной моды характеризуется наличием двух противофазных пучно-

стей, расположенных по обе стороны от центральной линии щели. Вследствие этого в поперечном направлении относительно щели формируется интенсивная разность потенциалов, обеспечивающая эффективное излучение энергии в переднее полупространство. Задний лепесток при этом подавляется за счет сплошной металлизации дна резонатора и запирающих свойств массивов переходных отверстий на боковых гранях.

Численные исследования образцов, выполненных на подложках типа *Rogers Duroid 5880* с толщиной, составляющей менее одной пятидесятой длины волны в свободном пространстве, подтвердили высокую эффективность подхода. Антенна демонстрирует устойчивую однонаправленную диаграмму направленности с отношением фронт/тыл, достигающим значений порядка 16 дБ, и коэффициентом усиления, превышающим 5 дБи. Кросс-поляризационная составляющая при этом остается на крайне низком уровне, что свидетельствует о чистоте возбуждаемого типа колебаний. На рис. 1 представлен внешний вид *SIW*-антенны.

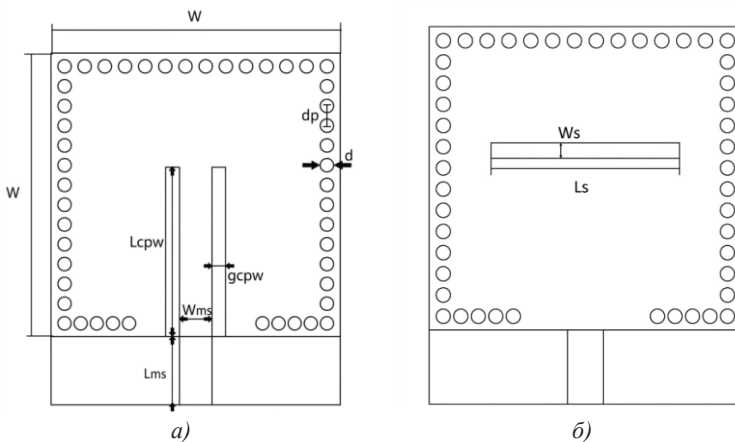


Рис. 1. а) Геометрия предлагаемой SIW антенны с резонатором с лицевой стороны;  
 б) Геометрия SIW антенны с резонатором с обратной стороны.

Fig. 1. а) Geometry of the proposed SIW antenna with a resonator on the front side;  
 б) Geometry of the SIW antenna with a resonator on the back side

Основные геометрические параметры разработанной базовой структуры составляют: ширина *SIW*-резонатора  $W = 18,7$  мм; длина излучающей щели  $L_s = 12,3$  мм при ее ширине  $W_s = 1,0$  мм; диаметр металлизированных отверстий  $d = 1,0$  мм, расстояние между их центрами  $dp = 1,5$  мм. Длина линии  $GCPW$  от щели  $L_{cpw}$  равна 12,2 мм, ширина внутреннего проводника  $GCPW$   $W_{ms} = 2,3$  мм, зазор  $GCPW$   $g_{cpw} = 0,9$  мм и толщиной диэлектрической подложки  $h = 0,5$  мм. На рис. 2 представлена амплитудно-частотная характеристика *SIW*-антенны.



Детальный анализ частотных характеристик выявляет фундаментальное ограничение данного класса устройств — узкую рабочую полосу частот. Относительная ширина полосы пропускания по уровню коэффициента стоячей волны (КСВН) менее двух не превышает 1,5—2 %. Это является прямым следствием высокой нагруженной добротности тонкопленочного резонатора и малой толщины подложки. Попытки искусственного расширения полосы за счет увеличения толщины подложки вступают в прямое противоречие с исходной концепцией низкопрофильности. Таким образом, базовая конструкция представляет собой высококачественный, но узкополосный и статичный по частоте излучатель. Диаграммы направленности *SIW*-антенны представлены на рис. 3.

### **3. Введение ферритовых элементов и реализация магнитной перестройки частоты**

Дальнейшее развитие рассматриваемой конструкции связано с возможностью модификации, направленной на обеспечение частотной перестройки *SIW*-антенны [5, 6]. Поскольку геометрические размеры резонатора жестко заданы топологией печатной платы, изменение резонансной частоты возможно только путем модификации эффективной диэлектрической или магнитной проницаемости среды, заполняющей этот резонатор. Наиболее перспективным методом с точки зрения быстродействия и энергопотребления является использование внешних управляющих полей.

В рассматриваемой архитектуре предлагается ввести в структуру *SIW*-резонатора две продольные пластины из ферритового материала (железо-иттриевого граната  $Y_3Fe_5O_{12}$ ). Вставки располагаются в непосредственной близости от боковых стенок полости, сформированных массивами отверстий. С технологической точки зрения интеграция твердотельных ферритов в монолитную структуру подложки реализуется следующим образом: в диэлектрической подложке печатной платы методом точного механического или лазерного фрезерования прорезаются сквозные продольные пазы. В данные пазы монтируются предварительно обработанные по размеру ферритовые пластины, фиксируемые с помощью специального термостойкого радиопрозрачного клея с низким тангенсом угла потерь.

Выбор месторасположения вставок продиктован топологией распределения электромагнитного поля рабочей моды. Максимум магнитной компоненты поля этой моды приходится именно на периферийные области резонатора, в то время как в центре доминирует электрическая составляющая. Размещая феррит в пучности магнитного поля, добиваемся максимально возможного влияния материала на резонансные свойства всей системы.

Физический механизм перестройки основан на гиротропных свойствах намагниченного феррита. При наложении внешнего постоянного магнитного поля вдоль оси, перпендикулярной плоскости подложки, магнитная проницаемость среды приобретает тензорный характер. Компоненты этого тензора становятся функцией напряженности приложенного поля смещения. Изменение компонент тензора магнитной проницаемости эквивалентно изменению эффективной электрической длины резонатора для распространяющихся в нем волн. С ростом напряженности поля смещения рабочая частота антенны смещается вверх по спектру. На рис. 4 приведена топология SIW-антенны с двумя ферритовыми вставками.

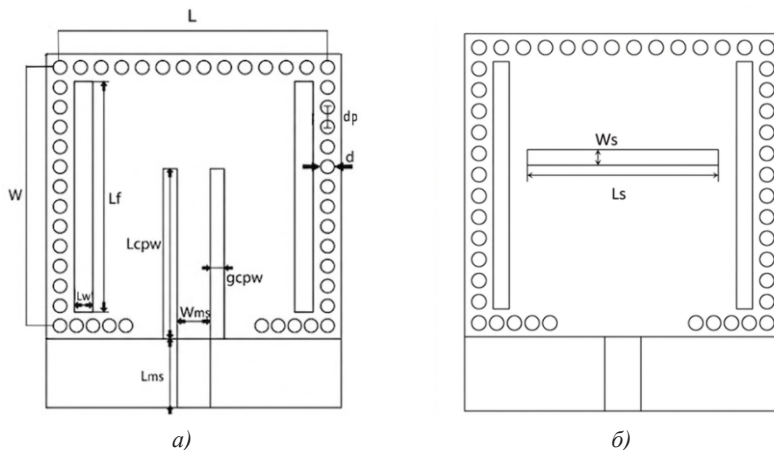


Рис. 4. а) Геометрия SIW антенны с ферритовыми вставками с лицевой стороны;  
б) Геометрия SIW антенны с ферритовыми вставками с обратной стороны.

Fig. 4. а) SIW antenna geometry with ferrite inserts on the front side;  
б) SIW antenna geometry with ferrite inserts on the back side

Основные геометрические параметры данной структуры составляют: ширина SIW-резонатора  $W = 19,8$  мм;  $L = 24,8$  мм, длина излучающей щели  $L_s = 12,3$  мм при ее ширине  $W_s = 1,0$  мм; диаметр металлизированных отверстий  $d = 1,0$  мм, расстояние между их центрами  $dp = 1,5$  мм. Длина линии GCPW от щели Lcpw равна 12,2 мм, ширина внутреннего проводника GCPW  $W_{ms} = 2,3$  мм, зазор GCPW  $g_{cpw} = 0,9$  мм.

При вариации внешнего магнитного поля удается достичь относительного диапазона перестройки центральной частоты, превышающего 10 % в X-диапазоне частот. Это значение значительно превосходит показатели, типичные для аналогичных конструкций с электрической перестройкой на основе варакторных диодов, где относительное изменение емкости ограничивает частотный сдвиг единицами процентов. При этом, несмотря

на наличие в структуре магнитодиэлектрика с неизбежными собственными потерями, антенна сохраняет высокие энергетические показатели: расчетный коэффициент усиления остается на уровне не менее 5 дБн во всем диапазоне перестройки, рис. 5. На рис. 6 приведены нормализованные диаграммы направленности при приложенном магнитном поле.

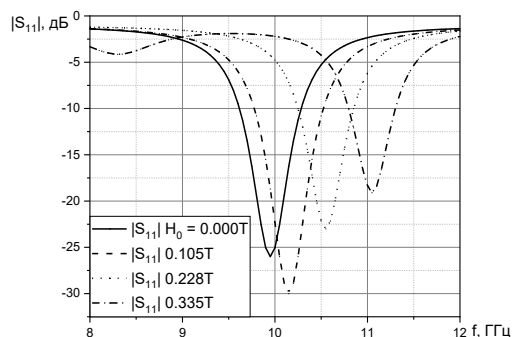


Рис. 5: Зависимость  $S_{11}$  от напряженности магнитного поля.

Fig. 5: Dependence of  $S_{11}$  on the magnetic field strength

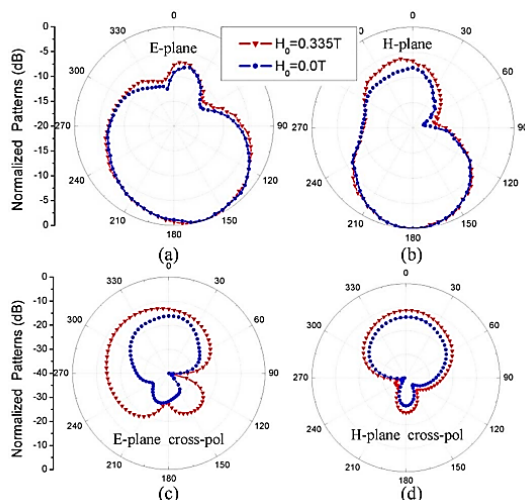


Рис. 6. Нормализованные диаграммы направленности при приложенном магнитном поле  $H_0 = 0$  и  $H_0 = 0,335$  Тл соответственно: (а), (б). Диаграмма направленности при кополяризации: измерена в  $E$ - и  $H$ -плоскостях: (с), (д). Диаграммы направленности кросс-поляризованного излучения, измеренные в  $E$ - и  $H$ -плоскостях.

Fig. 6. Normalized radiation patterns at applied magnetic fields  $H_0 = 0$  and  $H_0 = 0.335$  T, respectively: (a), (b). The radiation pattern at copolarization: measured in  $E$ - and  $H$ -planes: (c), (d). The radiation patterns of cross-polarized radiation, measured in  $E$ - and  $H$ -planes



#### 4. Синтез мультимодовой структуры для реконфигурации поляризации

Дальнейшее расширение функциональных возможностей *SIW*-антенн связано с переходом от простейшей прямоугольной щели к более сложным многоэлементным излучающим апертурам. Наиболее показательным примером такого развития служит антенна с крестообразной щелью, интегрированная с тем же ферритово-нагруженным резонатором на рис. 7 [7]. Введение в верхнюю стенку резонатора двух пересекающихся под прямым углом ортогональных щелей с тщательно подобранными длинами плеч открывает путь к возбуждению в одной конструкции нескольких типов колебаний. Благодаря симметрии и выбору геометрии, *SIW*-резонатор способен поддерживать как диагональные моды, так и моды более высоких порядков [8].

Анализ распределения векторов электрического поля в ближней зоне такой антенны показывает, что различные моды создают принципиально различную структуру поля в области щелей. В частности, на более низкой из двух потенциально возможных резонансных частот возбуждается диагональная мода, при которой электрическое поле в двух плечах крестообразной щели имеет равные амплитуды и фазовый сдвиг, близкий к 90 градусам. Это классическое условие формирования электромагнитной волны с круговой поляризацией в дальней зоне. На более высокой частоте

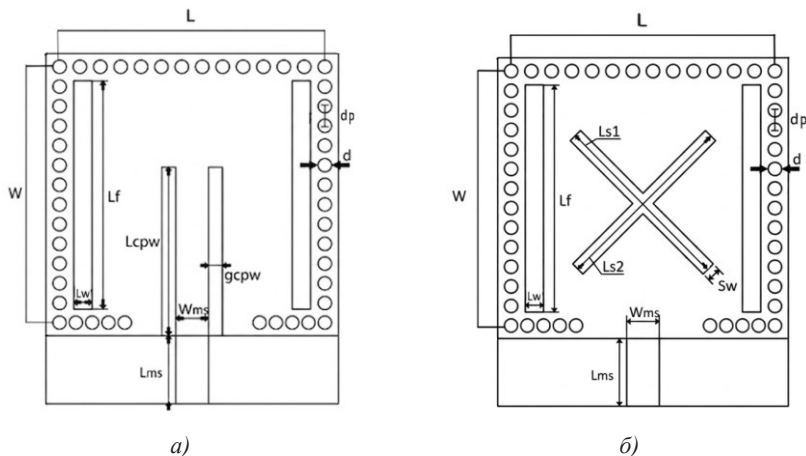


Рис. 7. а) Геометрия *SIW* антенны с крестообразной щелью с лицевой стороны  
б) Геометрия *SIW* антенны с крестообразной с обратной стороны

Fig. 7. a) Geometry of a *SIW* antenna with a cross-shaped slot on the front side b) Geometry of a *SIW* antenna with a cross-shaped slot on the back side

распределение поля внутри резонатора изменяется таким образом, что фазовые и амплитудные соотношения в ортогональных плечах щели нарушаются, и поляризация излучения вырождается в линейную.

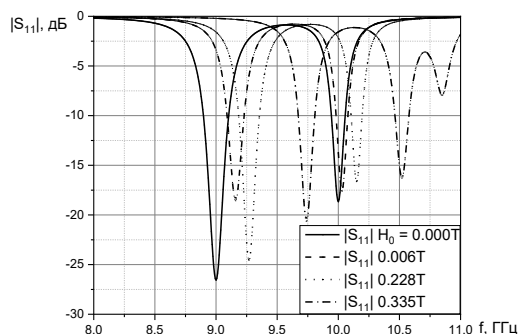


Рис. 8: Зависимость  $S_{11}$  от напряженности магнитного поля.

Fig. 8: Dependence of  $S_{11}$  on the magnetic field strength

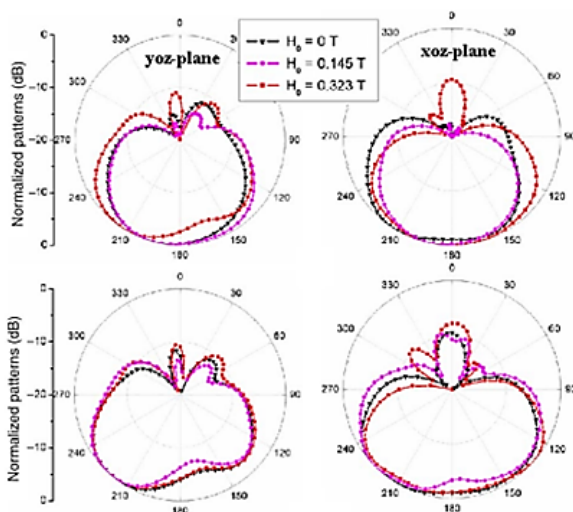


Рис. 9. Нормированные диаграммы направленности излучения при различных приложенных магнитных полях.

Fig. 9. Normalized radiation patterns at different applied magnetic fields

Интеграция ферритовых вставок в такую мультимодовую структуру создает предпосылки для двойного механизма управления рис. 8. Во-первых, приложение внешнего магнитного поля смещает обе рабочие частоты антенны вверх по спектру. Во-вторых, изменение магнитной проницаемости среды резонатора влияет на фазовые соотношения возбуждае-

мых мод, что напрямую отражается на поляризационных характеристиках излучателя, обеспечивая контролируемое управление коэффициентом эллиптичности в полосе круговой поляризации рис. 9.

## 5. Заключение

В работе проведен электродинамический анализ и синтез *SIW*-антенны. Показано, что базовая конфигурация с замкнутым резонатором успешно решает проблему миниатюризации и формирования однонаправленного излучения, обеспечивая отношение фронт/тыл более 16 дБ при толщине профиля менее  $\lambda/50$ . Введение в структуру резонатора ферритовых пластин позволяет перейти от статичных частотных характеристик к управляемым, обеспечивая диапазон магнитной перестройки частоты, превышающий 10 % в *X*-диапазоне. Дальнейшее развитие тематики исследования подразумевает под собой усложнение топологии излучающей апертуры и использование более сложных геометрических вставок феррита, что открывает возможности для одновременной реконфигурации как частоты, так и поляризации излучаемой волны.

## Благодарности

Исследование выполнено при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования РФ (Государственное задание в сфере научной деятельности. Проект № FENW-2026-0022).

## Список литературы

1. Гадзиева А. А., Заргано Г. Ф., Земляков В. В., Крутиев С. В. *SIW*-технологии: история создания, современное состояние и перспективы развития // Физические основы приборостроения. 2012. Том 1. С. 4—13.
2. Hirokawa J., Arai H., Goto N. Cavity backed wide slot antenna // Proc. Inst. Elect. Eng. 1989. Vol. 136, no. 1. Proc. H. P. 29—33.
3. Nakano H. et al. Cavity backed rectangular aperture antenna with application to a tilted fan beam array antenna // IEEE Trans. Antennas Propag. 2003. Vol. 51, no. 4. P. 712—717.
4. Hirokawa J., Ando M. Single-layer feed waveguide consisting of posts for plane TEM wave excitation in parallel plates // IEEE Trans. Antennas Propag. 1998. Vol. 46, no. 5. P. 625—630.
5. Haupt R. L., Lanagan M. Reconfigurable antennas // IEEE Antennas Propag. Mag. 2013. Vol. 55, no. 1. P. 49—61.
6. Petosa A. Frequency-Agile Antennas for Wireless Communications. Norwood, MA, USA: Artech House, 2013. 367 p.
7. Заргано Г. Ф., Земляков В. В. Электродинамический анализ и синтез селективных устройств на волноводах сложного сечения для современных антенно-фидерных систем // Антенны. 2011. Вып. 7 (170). С. 64—73.
8. Крутиев С. В., Лонкина Д. В., Махно П. В. Электродинамический анализ и синтез полосно-пропускающего фильтра, изготовленного по *SIW* технологии // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии. 2021. Выпуск 3. С. 173—174.

### **Информация об авторах**

**Казак Дмитрий Всеволодович**, магистрант кафедры радиофизики физического факультета 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.

**Павленко Анатолий Владимирович**, д. ф.-м. н., ведущий научный сотрудник ЮНЦ РАН, отдел физики, химии, информатики. г. Ростов-на-Дону, Российская Федерация.

# Magnetically Controlled SIW Antennas with Reconfigurable Frequency and Polarization Characteristics

D. V. Kazak¹, S. V. Krutiev¹, and A. V. Pavlenko²

¹*Southern Federal University*

*5, Zorge St., Rostov-on-Don, 344090, Russian Federation*

²*SSC RAS, Department of Physics, Chemistry, and Computer Science,  
Rostov-on-Don, 344090, Russian Federation*

*skrutiev@srfedu.ru*

Received: May 20, 2026

Peer-reviewed: June 1, 2026

Accepted: June 1, 2026

**Abstract:** *This paper is devoted to the analysis of the development of planar radiating structures based on a substrate-integrated waveguide (SIW). The technological chain is traced, starting from a basic configuration of a slot antenna with a fixed frequency and a high front-to-back ratio. The transition to magnetically tunable architectures by integrating ferrite plates into the resonator cavity is examined, which provides continuous frequency tuning in the X-band. The final stage demonstrates the synthesis of a multi-mode resonator and a crossed slot, allowing simultaneous control of both the frequency range and the type of radiation polarization through variation of an external magnetic field. Key calculated and simulated characteristics are presented, confirming the effectiveness of the proposed structural evolution.*

**Keywords:** *substrate-integrated waveguide (SIW), slot antenna, low-profile antenna, magnetic tuning, ferrite insert, circular polarization, X-band.*

**For citation (IEEE):** D. V. Kazak¹, S. V. Krutiev, and A. V. Pavlenko, “Magnetically Controlled SIW Antennas with Reconfigurable Frequency and Polarization Characteristics,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 9, no. 6, pp. 1312–1325, 2026, doi: 10.21227/a6qn-zj98. (In Russ.).

## References

- [1] A. A. Gadzieva, G. F. Zargano, V. V. Zemlyakov, and S. V. Krutiev, “SIW-technology, history of creation, current state and development prospects,” *Physical Bases of Instrumentation*, vol. 1, pp. 4–13, 2012. (In Russ.).
- [2] J. Hirokawa, H. Arai, and N. Goto, “Cavity backed wide slot antenna,” *Proc. Inst. Elect. Eng.*, vol. 136, no. 1, pt. H, pp. 29–33, Feb. 1989.
- [3] H. Nakano, M. Iwatsuki, M. Sakurai, and J. Yamauchi, “Cavity backed rectangular aperture antenna with application to a tilted fan beam array antenna,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 51, no. 4, pp. 712–717, Apr. 2003.

- [4] J. Hirokawa and M. Ando, "Single-layer feed waveguide consisting of posts for plane TEM wave excitation in parallel plates," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 46, no. 5, pp. 625–630, May 1998.
- [5] R. L. Haupt and M. Lanagan, "Reconfigurable antennas," *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 55, no. 1, pp. 49–61, Feb. 2013.
- [6] A. Petosa, *Frequency-Agile Antennas for Wireless Communications*. Norwood, MA, USA: Artech House, 2013.
- [7] G. F. Zargano and V. V. Zemlyakov, "Electrodynamics analysis and synthesis of selective devices on waveguides of complex cross section for the modern antenna-feeder systems," *Antenny*, no. 7 (170), pp. 64–73, 2011. (In Russ.).
- [8] S. V. Krutiev, D. V. Lonkina, and P. V. Makhno, "Electrodynamic analysis and synthesis of a band-pass filter manufactured using SIW technology," *Microwave and telecommunication technology*, iss. 3, pp. 173–174, 2021. (In Russ.).

### Information about the authors

**Dmitry V. Kazak**, Master's student at the Department of Radiophysics, Faculty of Physics, Southern Federal University, Rostov-on-Don, Russian Federation.

**Sergey V. Krutiev**, Candidate of Physical and Mathematical Sciences (PhD), Associate Professor at the Department of Radiophysics, Southern Federal University, Rostov-on-Don, Russian Federation.

**Anatoly V. Pavlenko**, Doctor of Physical and Mathematical Sciences, Leading Researcher at the Southern Scientific Centre of the Russian Academy of Sciences (SSC RAS), Department of Physics, Chemistry, and Informatics, Rostov-on-Don, Russian Federation.

## **Модернизация антенной системы для малых космических аппаратов**

¹ Жидков А. Ю., ^{1,2} Овчинникова Е. В.

¹ *Московский государственный технический университет имени Н. Э. Баумана  
2-я Бауманская улица, д. 5, Москва, 105005, Российская Федерация*

² *Национальный исследовательский университет «МАИ»  
Волоколамское шоссе, д. 4, Москва, 125993, Российская Федерация  
zhidkovayu@student.bmstu.ru*

Получено: 20 мая 2026 г.

Отрецензировано: 1 июня 2026 г.

Принято к публикации: 1 июня 2026 г.

**Аннотация:** В статье представлены конструкции и параметры турникетных антенн, а также антенные решетки на их основе для телекоммуникационной системы спутника. Отмечены их достоинства и недостатки. Показана необходимость усовершенствования конструкций и характеристик антенн космических аппаратов в соответствии с возрастающими требованиями, предъявляемыми к бортовым радиосистемам. Проведено электродинамическое моделирование компактного турникетного излучателя, обладающего технологичностью конструкции, надежностью, электрической прочностью и слабой зависимостью характеристик от технологических погрешностей изготовления. Рассмотрены характеристики антенной решетки на его основе. Проведена параметрическая оптимизация разработанного турникетного излучателя типа «бабочка» с наклонными плечами. Определен оптимальный наклон плеч в рамках поставленной задачи. Он составил  $40^\circ$  от горизонтали. Получен коэффициент эллиптичности не менее 0,7 в секторе углов  $-64,6...65,5^\circ$ . Представлена линейная антенная решетка из 8 элементов с коэффициентом усиления 15,8 дБ при синфазном возбуждении. Сектор углов коэффициента эллиптичности не менее 0,7 в плоскости, ортогональной плоскости размещения элементов, составляет  $-53,3...+57,6^\circ$ .

**Ключевые слова:** турникетная антенна, антенная решетка, космический аппарат, антенная система, коэффициент эллиптичности, печатная антенна.

**Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008):** Жидков А. Ю., Овчинникова Е. В. Модернизация антенной системы для малых космических аппаратов // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2026. Т. 6, № 6. С. 1326—1341.

**Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018):** Жидков, А. Ю. Модернизация антенной системы для малых для малых космических аппаратов / А. Ю. Жидков, Е. В. Овчинникова // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. — 2026. — Т. 9, № 6. — С. 1326—1341.

## 1. Введение

В настоящее время наметился прогресс в космической отрасли. Страны запускают в околоземное пространство все больше и больше спутников различных назначений (связные, навигационные, разведывательные и др.) и одной из главных задач для разработчиков является высокоскоростная передача данных между космическими аппаратами и наземными пунктами управления. На территории России находится три пункта приема, которые используются для получения и обработки целевой информации. Поэтому время сеанса обмена информацией ограничено. Оно составляет примерно 15 минут. Координаты размещения пунктов приема данных показаны на рис. 1 [1].

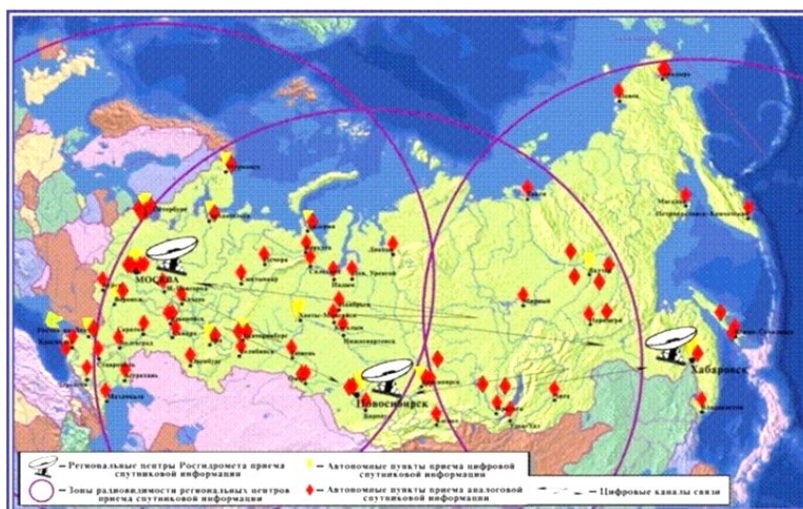


Рис. 1. Наземные пункты управления на территории России.

Fig.1. Ground control centers on the territory of Russia

Радиосистемы космического аппарата выполняют различные функции, и каждая из них требует использования антенно-фидерных устройств. На космическом аппарате размещаются навигационные системы, РЛЦИ, телекоммуникационные и др. Далее будет рассматриваться телекоммуникационная система, характеристики которой во многом определяются антенно-фидерным устройством. Телекоммуникационная система работает в  $S$ -диапазоне. Для реализации ее функций подходят различные типы излучателей, однако для получения требуемого широкого сектора по коэффициенту эллиптичности целесообразно использовать следующие типы антенн: турникетные, спиральные, печатные, а также антенные решетки на



их основе. При разработке данных антенн для космических аппаратов требуется соблюдать ряд требований, как конструктивных, так и электродинамических. Материалы для антенн должны обладать радиационной стойкостью, выдерживать резкие перепады температуры и перегрузки. Также антенны должны работать в диапазоне 2,2—2,4 ГГц, иметь широкую диаграмму направленности, коэффициент эллиптичности не менее 0,7 в секторе углов  $\pm 70^\circ$ , коэффициент усиления более 15 дБ. Разработкой и модернизацией данных антенн занимаются как зарубежные, так отечественные предприятия. В статье [2] представлены антенны, которые разрабатывает предприятие ВНИИЭМ.

В статье [3] приведена турникетная антенна с наклонными плечами (рис. 2), прошедшая летные испытания.

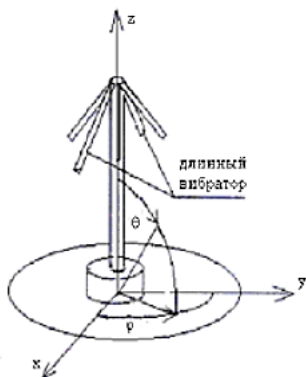
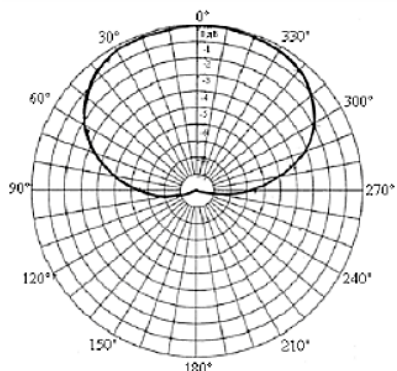


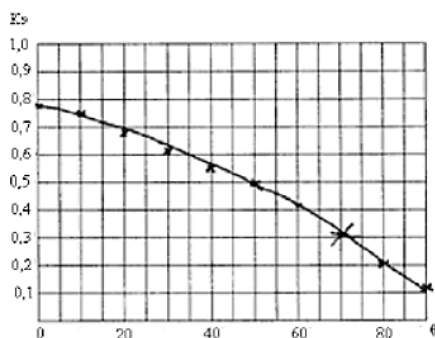
Рис. 2. Турникетная антенна с наклонными плечами.

Fig. 2. Turnstile antenna with inclined arms

Данная антенна излучает электромагнитную волну с круговой поляризацией. Для того чтобы минимизировать управляющие элементы в распределительной системе, требуемый фазовый сдвиг  $90^\circ$  между скрещенными вибраторами достигается разной длиной плеч, а наклон плеча позволяет расширить ДН излучателя до требуемого значения. На рис. 3 представлены характеристики антенны, ширина диаграммы направленности составляет около  $120^\circ$ , коэффициент эллиптичности в секторе  $\pm 70^\circ$  — менее 0,7, что не удовлетворяет новым требованиям, предъявляемым к этой системе (на момент написания статьи [3] все требования были выполнены, т. к. они были другими). Основным достоинством данной вибраторной антенны является простота конструкции, но недостатком остается узкий сектор углов коэффициента эллиптичности. На рис. 3а приведена диаграмма направленности в полярных координатах, на рис. 3б показана зависимость коэффициента эллиптичности от угла  $\theta$ .



а)



б)

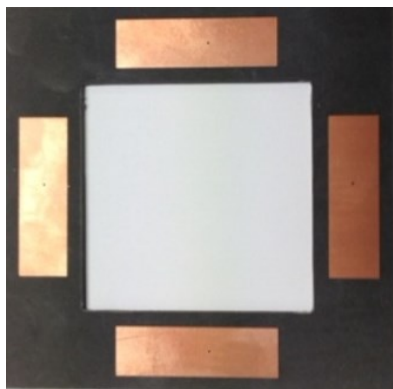
Рис. 3. а) Диаграмма направленности при  $\varphi = 45^\circ$ ;

б) Зависимость коэффициента эллиптичности от угла  $\theta$ .

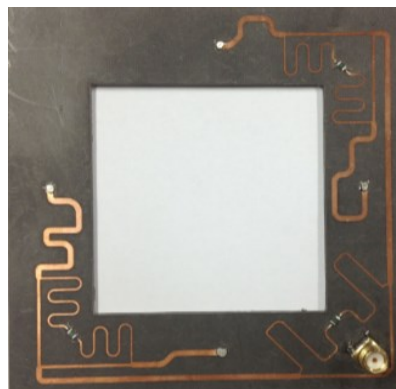
Fig. 3. Directional pattern at  $\varphi = 45^\circ$ ;

б) Dependence of the ellipticity coefficient on the angle  $\theta$

Далее рассмотрим зарубежную печатную антенну [4]. Данный излучатель предназначен для космических аппаратов формата *CubeSat*. Антенна представляет собой 4 прямоугольника, расположенных на диэлектрике, запитывающиеся с разностью фаз для излучения круговой поляризации (рис. 4).



а)



б)

Рис. 4. Внешний вид печатной антенны а) лицевая сторона; б) тыльная сторона.

Fig. 4. External appearance of the printed antenna а) front side; б) back side

Основным достоинством данной антенны являются малые массогабаритные характеристики, недостатками — узкая диаграмма направленности и узкий угловой сектор коэффициента эллиптичности (рис. 5а и рис. 5б).

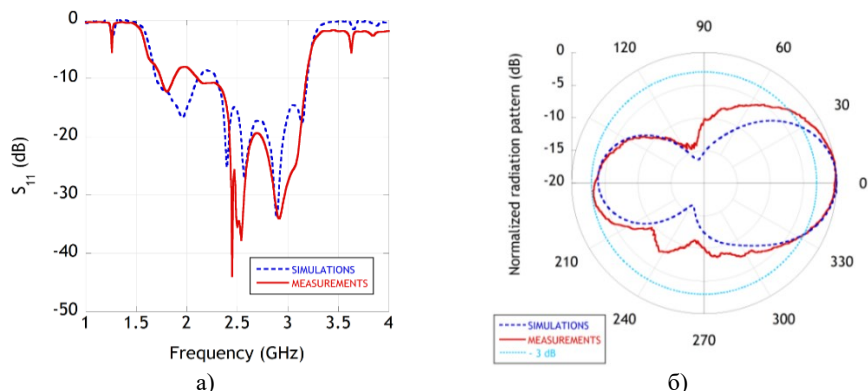


Рис. 5. а) Зависимость коэффициента отражения от частоты;  
б) Зависимость диаграммы направленности от угла  $\theta$ .

Fig. 5. а) Dependence of the reflection coefficient on frequency;  
б) Dependence of the radiation pattern on the angle  $\theta$ .

Таким образом, можно сделать вывод о том, что антенны ТКС активно модернизируются как в России, так и за рубежом, задача разработки антенны с требуемыми электродинамическими характеристиками и малыми габаритами является актуальной. При выборе типа антенны необходимо учитывать условия эксплуатации в космическом пространстве, а также при выводе спутника на околоземную орбиту Земли.

## 2. Исследование печатных антенн круговой поляризации

Печатные антенны имеют ряд преимуществ перед турникетными и спиральными антеннами, а именно — малые массогабаритные характеристики, повторяемость и технологичность. Однако при разработке данного типа антенн необходимо учитывать его недостаток — относительно узкий рабочий диапазон частот, порядка 5 % от центральной частоты. Этот недостаток объясняется резонансными свойствами печатных антенн, а также потерями в материалах [5].

На данный момент появилось множество способов увеличения рабочего диапазона печатных антенн: это увеличение расстояния между излучающей поверхностью и экраном, использование добавочных неоднородностей [6], применение специальных форм излучателя и др. Увеличивать бесконечно расстояние между экраном и излучателем невозможно из-за ограничений по линейным размерам антенны, однако можно использовать специальную форму излучателя. Для решения данной задачи подходит излучатель типа «бабочка» [7]. Конструкция такой антенны приведена

на рис. 6. Для того, чтобы антенна излучала круговую поляризацию, запитка плеч обеспечивается печатным кольцом для сдвига фаз между излучателями на  $90^\circ$ . Лицевая излучающая поверхность запитывается центральной жилой, а обратная поверхность — обмоткой радиационно стойкого и термостабильного коаксиального кабеля.

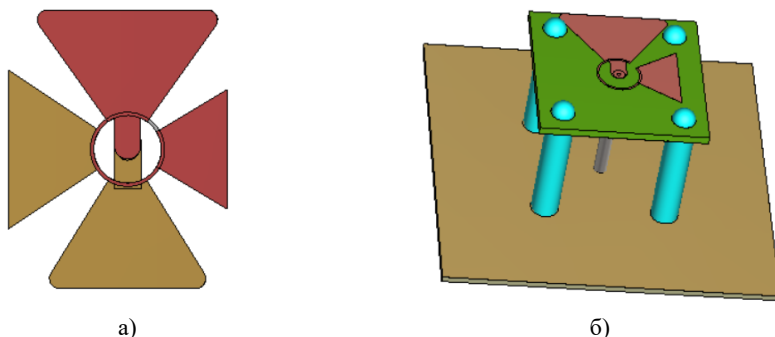


Рис. 6. а) 2D-модель излучателя; б) 3D-модель излучателя с экраном.

Fig.6. а) 2D-model of the emitter; б) 3D-model of the emitter with a screen

Отдельное внимание было уделено выбору диэлектрика печатной антенны. Изначально был выбран материал *FR-4* с диэлектрической проницаемостью примерно 3,8, однако оказалось, что данный материал изменяет свои электродинамические характеристики в космическом пространстве. Поэтому был изменен материал на керамику ВК94-1, основанную на оксиде алюминия, с диэлектрической проницаемостью 10. Вследствие замены материала также был уменьшен размер излучателя, который составил  $0,32\lambda \times 0,32\lambda \times 0,28\lambda$  мм³ [8].

### 3. Электродинамическое моделирование излучателя

На рис. 7 представлена зависимость КСВН от частоты; в требуемой полосе частот 2,2—2,4 ГГц КСВН менее 1,5, по уровню КСВН 2,0 относительная полоса пропускания составляет 25,5 %.

На рис. 8 представлена зависимость коэффициента эллиптичности от угла  $\theta$ . Коэффициент эллиптичности более 0,7 в секторе углов минус  $74...+56^\circ$ .

На рис. 9 представлена нормированная диаграмма направленности для нижней, центральной и верхней частоты диапазона. Ширина ДН на частоте 2,2 МГц —  $75,3^\circ$ , на частоте 2,3 МГц —  $77,5^\circ$ , на частоте 2,4 МГц —  $79,6^\circ$ .

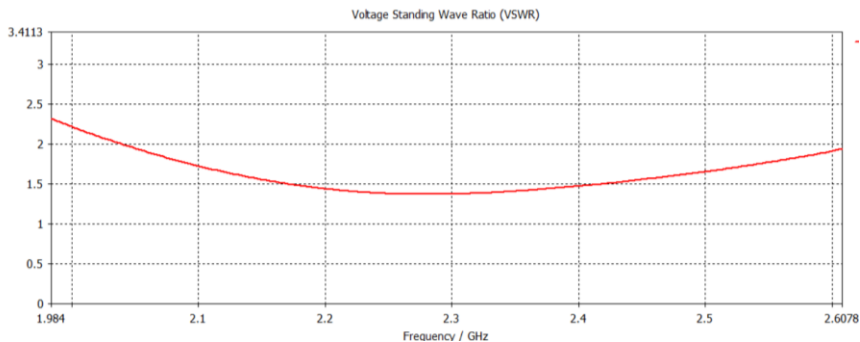


Рис. 7. Зависимость КСВН от частоты.

Fig. 7. Dependence of SWR on frequency

КЭ

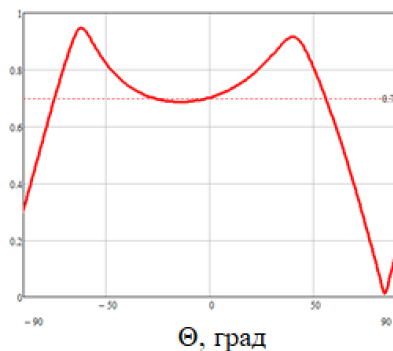
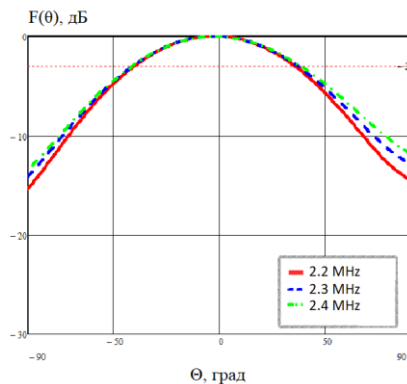
Рис. 8. Зависимость коэффициента эллиптичности от угла  $\theta$ .Fig. 8. Dependence of the ellipticity coefficient on the angle  $\theta$ 

Рис. 9. Диаграмма направленности.

Fig. 9. Directional pattern

#### 4. Разработка антенной решетки

Космический аппарат может совершать либо ориентированный, либо неориентированный полет. Исходя из этого получаются различные требования, предъявляемые к форме диаграммы направленности. Так, при ориентированном полете необходима диаграмма направленности, близкая к полусфере. Если космический аппарат находится в неориентированном полете, то необходима диаграмма с провалом. Реализовать такую ДН одним излучателем сложно, поэтому была разработана антенная решетка  $4 \times 2$  (рис. 10). Такое количество элементов необходимо для получения требуемого коэффициента усиления более 15 дБ, а также для разработки в дальнейшем более простой распределительной системы. Специальная форма диаграммы с провалом обеспечивается амплитудно-фазовым распределением. Для этого 4 элемента запитывались с нулевой фазой, а 4 остальных элемента — с фазой  $180^\circ$ .

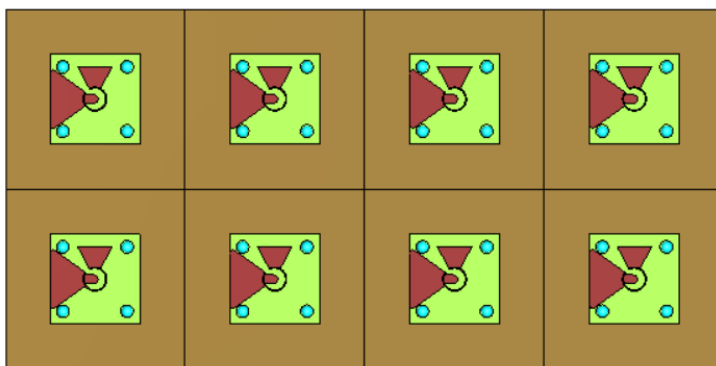


Рис. 10. Внешний вид антенной решетки.

Fig. 10. External appearance of the antenna array

#### 5. Электродинамическое моделирование антенной решетки

С помощью электродинамического моделирования были получены характеристики разработанной антенной решетки (АР). АР обеспечивает работу в требуемой полосе частот 2,2—2,4 ГГц с КСВН менее 1,5 (рис. 11).

Получена диаграмма направленности с провалом посередине в 3D (рис. 12).

Получены поляризационные характеристики, а именно зависимость коэффициента эллиптичности (КЭ) от угла  $\theta$  (рис. 13). При  $\varphi=0^\circ$  КЭ на центральной частоте более 0,7 в секторе углов  $\pm 45^\circ$ , на верхней — в секторе углов  $\pm 50^\circ$ , на нижней частоте — в секторе  $\pm 30^\circ$ .

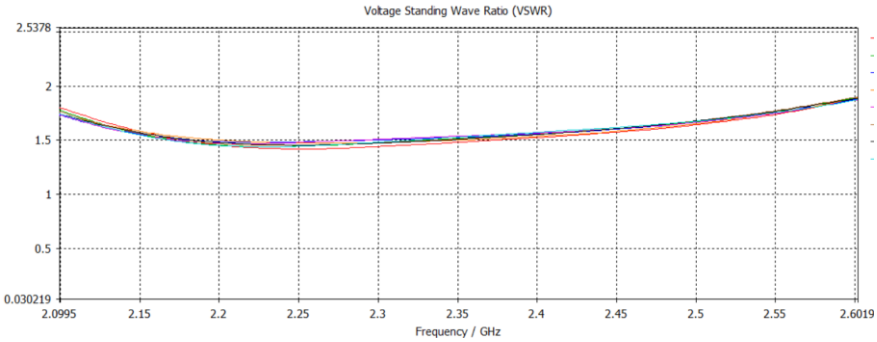


Рис. 11. Зависимость КСВН от частоты.  
Fig. 11. Dependence of SWR on frequency

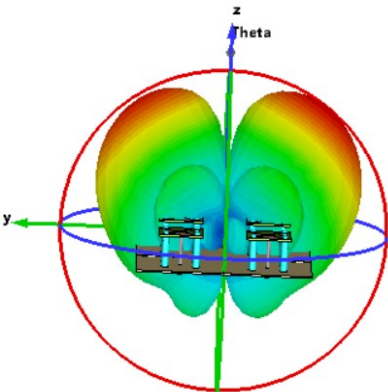


Рис. 12. 3D диаграмма направленности.  
Fig. 12. 3D radiation pattern

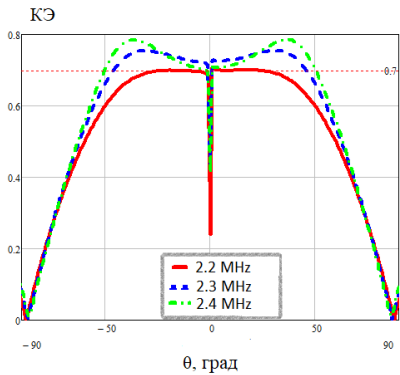


Рис. 13. Зависимость коэффициента эллиптичности от угла  $\theta$ .  
Fig. 13. Dependence of the ellipticity coefficient on the angle  $\theta$

Таким образом, можно сделать вывод, что разработанная печатная антенна не полностью удовлетворяет требованиям телекоммуникационной системы, а именно имеет меньший сектор углов коэффициента эллиптичности, чем требуется. Для того, чтобы расширить сектор углов, можно использовать наклонные плечи, но в печатных антеннах это сделать проблематично. Поэтому нужно разработать и исследовать турникетную антенну.

## 5. Исследование турникетных антенн круговой поляризации

Турникетные антенны по своей природе, как и печатные, являются резонансными. Центральная частота работы зависит от длины волны, обычно длина плеч составляет четверть длины излучающей волны. Чтобы расширить рабочий диапазон турникетной антенны, необходимо увеличивать диаметр стержня или использовать специальные формы плеч [9]. Так же, как и для печатной антенны, будет использоваться форма плеча типа «бабочка» (рис. 10).

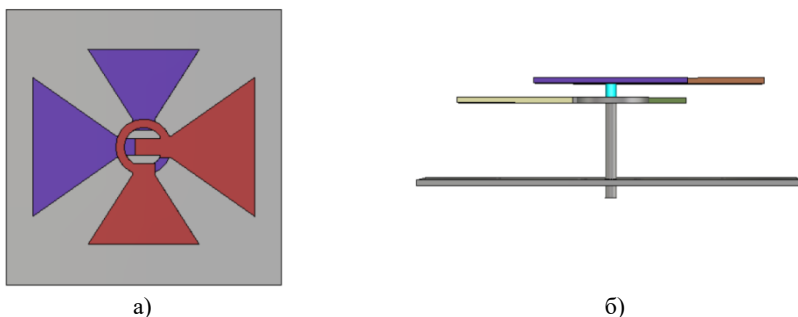


Рис. 14. Излучатель а) Вид сверху; б) Вид сбоку.

Fig. 14. Emitter a) Top view; б) Side view

В сравнении с печатной антенной габаритные размеры этой антенны несколько увеличились, т. к. воздух имеет диэлектрическую проницаемость, равную 1. Как было отмечено ранее, для уменьшения массы использовался алюминий марки Амг6 толщиной 2 мм. Для излучения круговой поляризации плечи вибраторов также запитываются с разностью фаз  $90^\circ$  с помощью металлического кольца. Однако при электродинамическом моделировании был получен коэффициент эллиптичности более 0,7 в нешироком секторе углов. Для расширения сектора углов КЭ было принято согнуть плечи под определенным углом. В конечной итерации угол наклона составляет 40 градусов от горизонта (рис. 15).

Конечные размеры излучателя составляют  $0,77\lambda \times 0,77\lambda \times 0,28\lambda$  мм³.



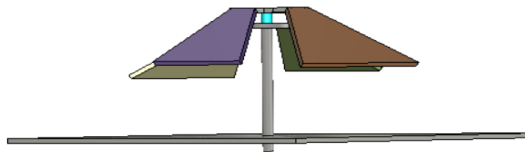


Рис. 15. Вид сбоку.

Fig. 15. Side view

## 6. Электродинамические характеристики турникетной антенны с наклонными плечами

В результате электродинамического моделирования получен КСВН в диапазоне частот 2,2—2,4 ГГц менее 1,7 (рис. 14).

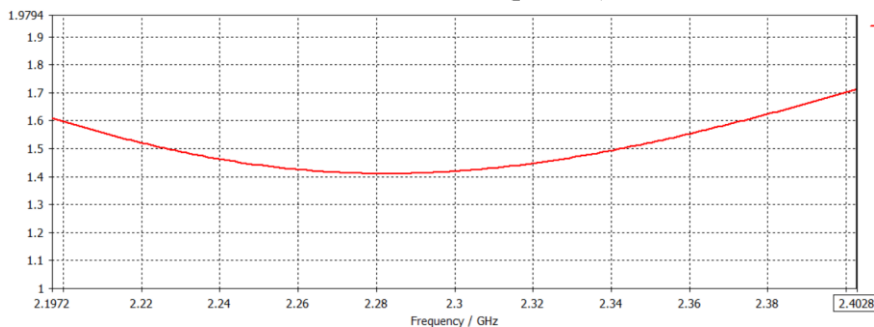


Рис. 16. Зависимость КСВН от частоты.

Fig. 16. Dependence of SWR on frequency

Ширина диаграммы направленности на центральной частоте составляет  $72^\circ$ , на нижней —  $73^\circ$ , на верхней —  $71^\circ$  (рис. 15).

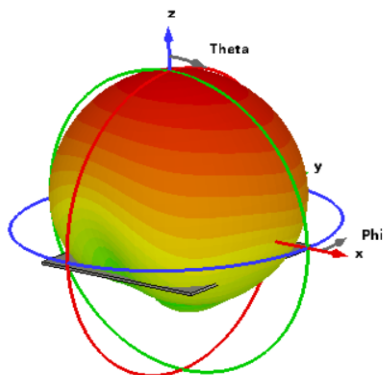


Рис. 17. 3D диаграмма направленности.

Fig. 17. 3D radiation pattern

Коэффициент эллиптичности в сравнении с турникетной антенной с прямыми плечам имеет значение 0,7 в большем секторе углов, а именно —  $-64,6...65,5^\circ$  (рис. 17).

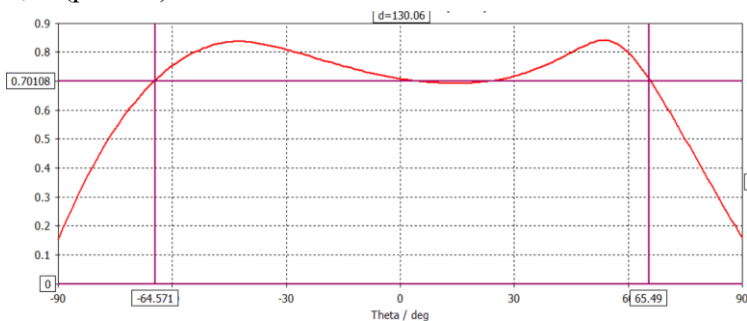


Рис. 18. Зависимость коэффициента эллиптичности от угла  $\theta$ .

Fig. 18. Dependence of the ellipticity coefficient on the angle  $\theta$

## 7. Разработка турникетной антенной решетки

Как известно из теории антенных решеток, при увеличении количества элементов в одной плоскости диаграмма направленности сужается, тем самым уменьшается и коэффициент эллиптичности. Поэтому для сохранения максимального сектора углов коэффициента эллиптичности и обеспечения требуемого коэффициента усиления в одной плоскости увеличивается количество элементов в другой плоскости. Для данных целей подходит линейная антенная решетка  $8 \times 1$  (рис. 19).



Рис. 19. Внешний вид антенной решетки.

Fig. 19. External appearance of the antenna array

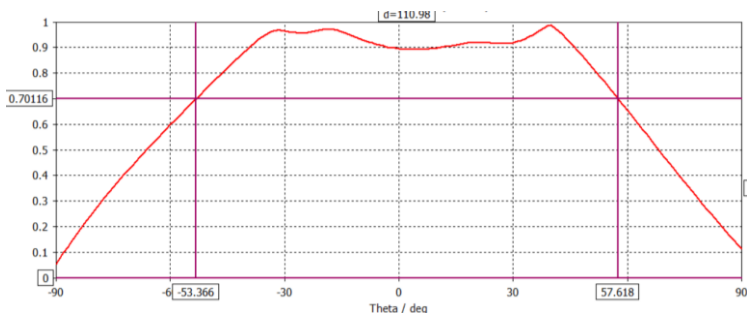


Рис. 20. Зависимость коэффициента эллиптичности от угла  $\theta$ .

Fig. 20. Dependence of the ellipticity coefficient on the angle  $\theta$

В результате электродинамического моделирования при синфазном излучении коэффициент усиления составляет 15,8 дБ, коэффициент эллиптичности на центральной частоте более 0,7 в секторе углов  $-53,3...+57,6^\circ$  (рис. 20).

## 8. Заключение

В результате проведенных исследований проанализированы различные типы антенн телекоммуникационной системы спутника. Выявлены их достоинства и недостатки. Произведено исследование печатных антенн для нахождения необходимой формы излучателя с требуемыми электродинамическими характеристиками. Разработана печатная антенна в виде двух скрещенных вибраторов, расположенных на разных сторонах печатной платы. Разработана антенная решетка из печатных излучателей. Также было произведено исследование характеристик турникетных антенн для нахождения требуемой формы излучателя. Получен коэффициент эллиптичности более 0,7 в секторе углов  $-64,6...65,5^\circ$ . Разработана турникетная антенная решетка  $8 \times 1$ , для нее сектор углов коэффициента эллиптичности более 0,7 составляет  $-53,3...+57,6^\circ$ .

## Список литературы

1. Нгуен Динь То. Многоэлементные антенные системы радиолинии передачи информации: дис. ... канд. техн. наук : 05.12.07. Москва, 2022. 104 с.
2. Бочаров В. С., Генералов А. Г., Гаджиев Э. В. Особенности бортовых антенно-фидерных устройств космических аппаратов. В сб. : Материалы научно-технического семинара «Перспективы развития антенно-фидерных устройств летательных аппаратов». Истра : ОАО «НИИЭМ», 2013. С. 55—58.
3. Бочаров В. С., Генералов А. Г., Гаджиев Э. В. Результаты летных испытаний антенно-фидерных устройств телекомандной системы КА «КАНОПУС-В» № 1 и белорусского КА и пути совершенствования их характеристик // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2014, № 4. С. 6—12.
4. Nascetti A. et al. High-gain S-band Patch Antenna System for Earth-observation Cubesat Satellites // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. 2014. Vol. 14. P. 434—437.
5. Панченко Б. А., Нефёдов Е. И. Микрополосковые антенны. М. : Радио и связь, 1986. 143 с.
6. Воскресенский Д. И. и др. Расширение рабочей полосы печатных излучателей с помощью распределенного возбуждения // Электросвязь. 2020. № 4. С. 44—47.
7. Величко С. К., Горбатенко Н. Н. Низкопрофильный широкополосный излучатель с круговой поляризацией для построения антенной решетки подвижной станции спутниковой связи // Инженерный вестник Дона. 2024. № 5 (113).  
URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/nizkoprofilnyy-shirokopolosnyy-izluchatel-s-krugovoy-polyarizatsiyey-dlya-postroeniya-antennoy-reshetki-podvizhnoy-stantsii>.
8. Жидков А. Ю., Овчинникова Е. В. Излучатель спутниковой телекоммуникационной системы // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2025. Т. 8, № 5. С. 777—786.
9. Воскресенский Д. И., Гостюхин В. Л., Максимов В. М., Пономарёв Л. И. Устройства СВЧ и антенны. М. : Радиотехника, 2006. 376 с.

### **Информация об авторах**

**Жидков Алексей Юрьевич**, студент кафедры радиоэлектронных систем и устройств Московского государственного технического университета им. Н. Э. Баумана, г. Москва, Российская Федерация.

**Овчинникова Елена Викторовна**, доктор технических наук, профессор кафедры радиофизики антенн и микроволновой техники Московского авиационного института (национального исследовательского университета) «МАИ» и Московского государственного технического университета имени Н. Э. Баумана, г. Москва, Российская Федерация.

# Modernization of the Antenna System for Small Spacecraft

A. Yu. Zhidkov¹ and E. V. Ovchinnikova^{1,2}

¹ *Bauman Moscow State Technical University (National Research University)  
5, 2nd Baumanskaya Street, Moscow, 105005, Russian Federation*

² *National Research University) "MAI"  
4, Volokolamskoe Shosse, Moscow, 125993, Russian Federation*

*zhidkovayu@student.bmstu.ru*

Received: May 20, 2026

Peer-reviewed: June 1, 2026

Accepted: June 1, 2026

**Abstract:** *The article presents various types of antennas of the satellite telecommunication system, their main characteristics, advantages and disadvantages. As the literature review shows, printed, turnstile and spiral antennas are mainly used, and the use of printed antenna arrays is also developing. Due to its small overall dimensions, mechanical strength and manufacturability, a printed radiator with a special butterfly-type shape was chosen as the antenna being developed due to its good electrodynamic properties. The design of a printed-circuit emitter of a satellite telecommunication system is presented in the form of two crossed vibrators located on different sides of the printed-circuit board at a distance of 20 mm from the screen, with a bandwidth of 1.77–2.59 GHz at the SWR 2 level, a beam width at the central frequency of 64°, and an ellipticity coefficient at the central frequency of more than 0.7.*

**Keywords:** *printed antenna, ellipticity coefficient, telecommunication system, electromagnetic wave, circular polarization, emitter.*

**For citation (IEEE):** A. Yu. Zhidkov and E. V. Ovchinnikova, "Modernization of the Antenna System for Small Spacecraft," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 9, no. 6, pp. 1326–1341, 2026, doi: 10.21227/1bq0-dd55. (In Russ.).

## References

- [1] Nguyen Dinh To, "Multi-element antenna systems of radio information transmission lines," Cand. of Engineering Sciences Thesis, Moscow, 2022. (In Russ.).
- [2] Bocharov V. S., Generalov A. G., Gadzhiev E. V. "Features of on-board antenna feeder devices of spacecraft," in *Proceedings of the scientific and technical seminar "Prospects for the development of antenna feeder devices of aircraft,"* Istra: JSC "NIIEM", pp. 55–58, 2013. (In Russ.).
- [3] V. S. Bocharov, A. G. Generalov, and E. V. Gadzhiev, "Results of flight tests of antenna feeder devices of telecommanded system of space vehicle 'Kanopus-V' № 1 and belarussian space vehicle and the ways of their performances inhancement," *Radio Engineering and Telecommunication System*, no. 4, pp. 6–12, 2014. (In Russ.).

- [4] A. Nascetti, et al., “High-gain S-band Patch Antenna System for Earth-observation Cubesat Satellites,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 14, pp. 434–437, 2014.
- [5] B. A. Panchenko and Ye. I. Nefyodov, *Microstrip antennas*, Moscow: Radio i Svyaz’, 1986. (In Russ.).
- [6] D. I. Voskresensky, et al., “A band enhancement of patch antennas by the distributed excitations,” *Electrosvyaz*, no. 4, pp. 44–47, 2020. (In Russ.).
- [7] S. K. Velichko and N. N. Gorbatenko, “Low-profile broadband radiator with circular polarization for constructing an antenna array of a mobile satellite communication station,” *Engineering Bulletin of Don*, no. 5 (113), 2024. (In Russ.).  
URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/nizkoprofilnyy-shirokopolosnyy-izluchatel-s-krugovoy-polyarizatsiey-dlya-postroeniya-antennoy-reshetki-podvizhnoy-stantsii>.
- [8] A. Yu. Zhidkov, E. V. Ovchinnikova, “Satellite Telecommunication system emitter,” *Informations and Radio Technologies*, vol. 8, no. 5, pp. 777–786, 2025. (In Russ.).
- [9] D. I. Voskresensky, et al., *Microwave devices and antennas*, Moscow: Radiotekhnika, 2006. (In Russ.).

### Information about the authors

**Aleksey Y. Zhidkov**, student of the Department of Radioelectronic Systems and Devices of the Moscow State Technical University n. a. N. E. Bauman, Moscow, Russian Federation.

**Elena V. Ovchinnikova**, Doctor of Technical Sciences, Professor of the Department of Radiophysics of Antennas and Microwave Engineering, Moscow Aviation Institute (National Research University) “MAI” and Moscow State Technical University n. a. N. E. Bauman, Moscow, Russian Federation.

## **Многодиапазонная антенна с круговой поляризацией электромагнитного поля L-диапазона**

Сухарев Е. С., Пелёвин В. К., Кочевой Г. Ю., Комиссарова Е. В.

*Московский государственный технический университет имени Н. Э. Баумана  
2-я Бауманская улица, д. 5, Москва, 105005, Российская Федерация*

*sukhareves@student.bmstu.ru*

Получено: 20 мая 2026 г.

Отрецензировано: 1 июня 2026 г.

Принято к публикации: 1 июня 2026 г.

**Аннотация:** В статье представлены результаты аналитического обзора существующих технических решений в области антенной техники, а именно широкополосных и многодиапазонных антенн L-диапазона, излучающих электромагнитное поле с круговой поляризацией. На базе обзора выбран тип антенны, разработана конструкция и проведено электродинамическое моделирование. Основное внимание при разработке уделено вопросу получения требуемой величины коэффициента эллиптичности (КЭ) в пределах ширины главного лепестка диаграммы направленности (ДН) антенны по уровню половинной мощности за счет геометрии излучающей поверхности и/или возбуждения антенны с требуемой разностью фаз. Приведены результаты моделирования антенны на основе излучателей Вивальди с системой питания в квадратуре. Результаты расчетов позволяют сделать вывод о работоспособности изделия во всех диапазонах, используемых в системах ГНСС с требуемыми поляризационными и мощностными характеристиками. Для облегчения сборочных операций, сохранения унификации возбуждающей линии и уменьшения уровня боковых лепестков, сравнительно с другими вариантами расстановки, антенна представляет из себя 4 излучателя, скомпонованные в виде параллелепипеда.

**Ключевые слова:** широкополосная антенна, круговая поляризация, L-диапазон, излучатель Вивальди, квадратурное питание, глобальная навигационная спутниковая система.

**Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008):** Сухарев Е. С., Пелёвин В. К., Кочевой Г. Ю., Комиссарова Е. В. Многодиапазонная антенна с круговой поляризацией электромагнитного поля L-диапазона // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2026. Т. 6, № 6. С. 1342—1355.

**Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018):** Сухарев, Е. С. Многодиапазонная антенна с круговой поляризацией электромагнитного поля L-диапазона / Е. С. Сухарев, В. К. Пелёвин, Г. Ю. Кочевой, Е. В. Комиссарова // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2026. — Т. 9, № 6. — С. 1342—1355.

## 1. Введение

В последние несколько лет выросла потребность в недорогих, конструктивно простых, малогабаритных передающих антеннах *L*-диапазона, работающих на волнах с круговой поляризацией электромагнитного поля, что связано с их применением в составе различных радиотехнических систем передачи данных, систем связи и навигации и т. д. [1], в том числе в мобильных системах моделирования помеховой обстановки [2]. Данные комплексы могут находить применения и в гражданской сфере, а именно служат для создания условий для проверки помехоустойчивости оборудования или обучения операторов разнообразных радиоэлектронных средств управлению ими в подобных условиях. Естественно предполагать, что антенна является важной частью любой радиотехнической системы, работающей как в передающем, так и в приемном режимах. При моделировании помеховой обстановки необходимо обеспечивать не только требуемую мощность излучения, но и обеспечивать достаточную степень корреляции этого сигнала с имитируемым [3]. Для решения задач, поставленных перед комплексом-имитатором помеховой обстановки, антенна должно обладать рядом характеристик, и прежде всего в достаточно широком диапазоне частот: от 1150 МГц до 1630 МГц (или 33 % от центральной) для перекрытия всех возможных навигационных поддиапазонов *GPS L1, L2, L3, L5, ГЛОНАСС L1, L2, Galileo E1, E6, E5, BeiDou B1, B2, B3*, обеспечивать равномерный коэффициент усиления, работать на круговой поляризации электромагнитного поля с коэффициентом эллиптичности не менее 0,7, а также иметь достаточную электрическую прочность.

Требование по поляризации излучения передающей антенны прямо вытекает из отсутствия априорной информации о поляризационных свойства и пространственной ориентации приемного устройства. Использование круговой поляризации позволяет воздействовать на устройство, даже в случае его работы на линейной поляризации электромагнитного поля, как показано на рисунке 1.

Из приведенного графика следует, что начиная со значения коэффициента эллиптичности, равного 0,7, поляризационные потери практически не зависят от пространственной ориентации приемной антенны. Эту величину положим, как минимально необходимую при оценке данного параметра.



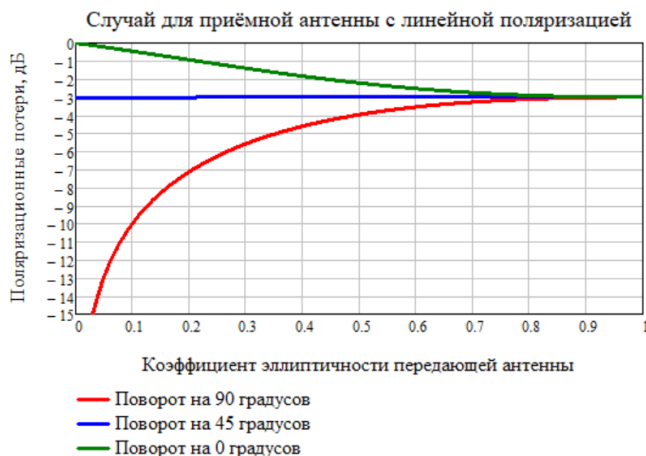


Рис. 1. Зависимость поляризационных потерь от взаимного угла между антеннами и КЭ.

Fig. 1. Dependence of polarization losses on the mutual angle between the antennas and the AR

Из открытых источников следует, что на данный момент технические решения, касающиеся реализации заданного коэффициента эллиптичности, можно условно разделить на два направления. В первом случае высокое значение КЭ антенны обеспечивается за счет подбора оптимальной геометрии и положения точки питания, реализуя тем самым требуемые значения амплитуды и фазы поверхностных токов. Второй вариант достижения требуемых значений КЭ антенны реализует несколько питающих портов с определенной разностью фаз между ними.

## 2. Обзор типов и конструкций антенн с однопортовой схемой питания

К антеннам из первого варианта реализации высокого КЭ относятся, прежде всего, спиральные и логоспиральные антенны различного вида, начиная от классической компоновки на сосредоточенных элементах в виде проволочных спиралей, так и в микрополосковом исполнении на основе жестких и гибких печатных плат. Наиболее простым и технологичным вариантом для решения поставленной задачи является использование однозаходной цилиндрической спирали. Как утверждается в [4], потенциально достижимыми параметрами при излучении в осевом режиме являются значения коэффициента перекрытия по частоте не менее полутора и коэффициента эллиптичности в пределах главного лепестка диаграммы направленности во всем частотном диапазоне не менее 0,7. При этом расчет антенны базируется на строгом решении уравнений Максвелла, а, сле-

довательно, электродинамическое моделирование спиральной антенны позволяет получить достоверные результаты. Кроме того, конструкция спиральной антенны достаточно проста, и единственным ее недостатком можно считать достаточно большие поперечные размеры в контексте необходимости установки экрана для получения однонаправленного излучения и устранения излучения в заднюю полусферу. Все вышеперечисленное позволяет данному типу антенн найти широкое применение в составе бортовой аппаратуры навигационных спутников [5].

Как показано в работе О. А. Юрцева [4], ширина полосы спиральных антенн может варьироваться от единиц до десятков процентов от центральной частоты, что преимущественно зависит от геометрии излучателя. В [6, 7] описаны варианты исполнения излучателя в виде логарифмической спирали (рис. 2), благодаря чему достигается ширина рабочей полосы много больше одной октавы.

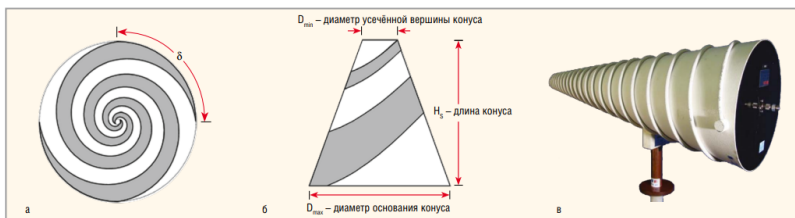


Рис. 2. Коническая логоспиральная антенна.

Fig. 2. Conical log-spiral antenna

Однако такая широкополосность имеет ряд существенных недостатков. Из приведенных в публикации [6] данных следует, что в рабочей полосе частот удастся добиться коэффициента эллиптичности порядка 0,5, что ниже минимально допустимого КЭ, установленного ранее. Также существенным недостатком подобного типа антенн являются габариты (для нижней границ рассматриваемой полосы частот диаметр антенны достигает 30 см). При этом указывается, что максимальная допустимая мощность, определяемая свойствами металлизированной подложки, может достигать 100 Вт, а ширина диаграммы направленности по уровню половинной мощности не меньше  $\pm 40^\circ$ . Изготовление логоспиральной антенны в плосковом исполнении позволяет несколько уменьшить ее поперечные размеры, как показано на рис. 3. Конструктивно данный тип излучателя представляет собой отрезок микрополосковой линии над металлизированным экраном. Данный тип антенн способен создавать относительно широкую равномерную ДН в азимутальной и угломестной плоскостях и излучать волны с круговой поляризацией электромагнитного поля.

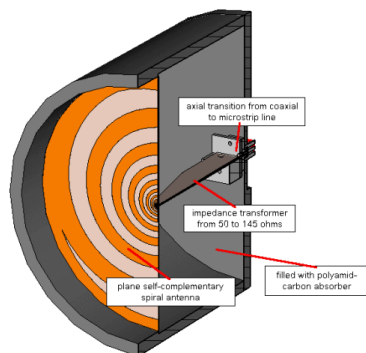


Рис. 3. Модель логоспиральной печатной антенны с четвертьволновым трансформатором.

Fig. 3. Model of a log-spiral printed antenna with a quarter-wave transformer

Еще одной возможностью создания многодиапазонных антенн является использование микрополосковых антенн (МПА), путем использования «этажерочной» схемы построения, причем число этажей должно соответствовать количеству рабочих диапазонов частот. Как указано в работах [8, 9], существенным недостатком данного типа антенн является узкая полоса рабочих частот, составляющая единицы процентов от несущей частоты. В этих же публикациях предлагаются варианты по расширению рабочей полосы, например, с использованием нескольких точек питания и/или возбуждения «паразитных» излучателей вблизи проводящих кромок основного, как показано на рис. 4а. Также в [9] рассматривается вариант создания широкополосной МПА для излучения волн с круговой поляризацией. Данный метод требует проектирования многослойной структуры и дополнительных фазирующих устройств, вследствие чего происходит усложнение конструкции и ограничение его применимости.

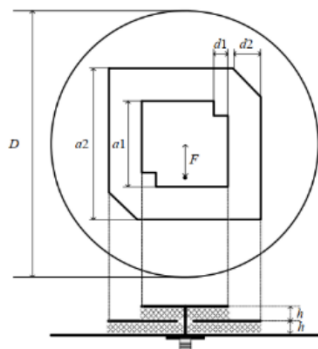


Рис. 4. Модель многорезонансного возбуждения.

Fig. 4. Model of multi-resonance excitation

[illegible]

Fig. 5. Sketch of patch antenna with multi-resonance excitation

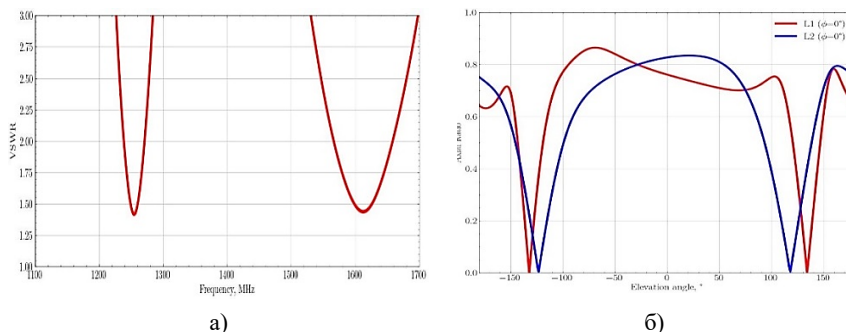


Fig. 6. Characteristics of a dual-band patch antenna [11]

Узость рабочей полосы в диапазоне  $L2$  и необходимость дополнительных поглощающих элементов, выделенные автором статьи [11] не позволяют применить данное решение без существенной доработки конструкции.

### 3. Обзор типов и конструкций антенн с многоточечным возбуждением

Изучение публикаций по антеннам, в которых применяется подход, связанный с многопортовой системой возбуждения, позволил выделить ряд решений, приведенных в работах [12—16]. В работах описаны различные варианты, объединенные общим решением в виде многорезонансной системы возбуждения для расширения рабочей полосы частот и подведения питания к антенне со сдвигом фаз в  $90^\circ$  для достижения требуемой поляризации. На рис. 7 представлена турникетная антенна [12] из четырех попарно ортогональных вибраторов и четырех U-образных проводящих рамок, играющих роль «паразитных» излучателей. Такая схема подключения позволяет получить коэффициент усиления порядка 6 дБ с шириной ДН по уровню половинной мощности не менее  $90^\circ$ . При этом реализован КЭ, близкий к требуемому значению в рабочей полосе частот порядка 35 % от центральной частоты. Конструкция антенны относительно проста, а с учетом сравнительно высоких характеристик данный тип излучателя может быть выделен как перспективный.

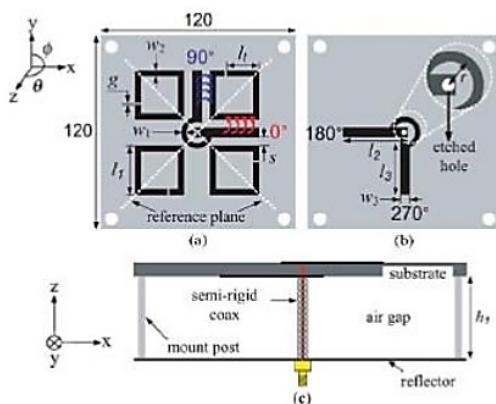


Рис. 7. Антенна со скрещенными вибраторами и с U-образными рамками.

Fig. 7 – Antenna with crossed vibrators and U-shaped frames

Для второй группы антенн характерен способ возбуждения волн с круговой поляризацией путем пространственного сложения линейно поляризованных волн с определенным фазовым сдвигом. При числе излучателей от двух до четырех фазовый сдвиг составит [17]:

- $0^\circ$  и  $90^\circ$  — для двух излучателей;
- $0^\circ$ ,  $120^\circ$  и  $240^\circ$  — для трех излучателей;
- $0^\circ$ ,  $90^\circ$ ,  $180^\circ$  и  $270^\circ$  — для четырех излучателей.

При использовании схемы для двух излучателей, как правило, основными типами излучателей являются либо вибраторные антенны, либо антенны типа Вивальди. Так в [9] показан способ управления поляризационными свойствами микрополосковой антенны с помощью двухточечного питания и различной коммутации портов.

В случае применения трех- и четырехпортовой схем питания антенны обеспечивается более высокий КЭ в рабочей полосе частот в пределах главного лепестка по сравнению с двухпортовой схемой питания. Наиболее простой способ реализации таких схем возможен на основе нескольких делителей мощности Вилкинсона с линией задержки и согласующими элементами, как показано на рис. 8.

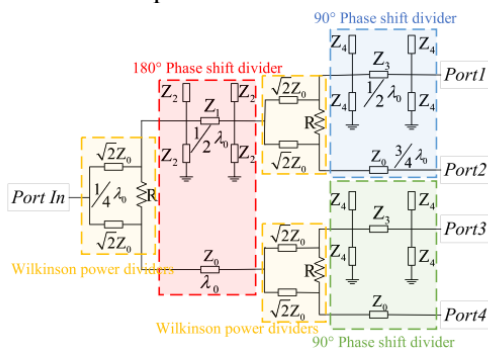


Рис. 8. Схема фидерной системы.

Fig. 8. Sketch of feeder system

Еще одним вариантом применения многопортовой схемы питания в антеннах с круговой поляризацией электромагнитного поля является схема питания многозаходных спиральных антенн. В работах [18, 19] предлагаются четырехзаходные спиральные антенны в различных исполнениях: объемная цилиндрическая и сферическая спирали, изображенные на рис. 9. Как следует из публикаций, представленные антенны применяются в качестве излучателей для передатчиков ГНСС сигналов. Они конструктивно просты, обеспечивают требуемые поляризационные характеристики и коэффициент усиления порядка 9 дБ. При этом возможно их использование либо в многодиапазонном режиме, либо в широкой полосе частот порядка 1 ГГц в  $L$ -диапазоне, что определяется геометрией излучающих элементов [20, 21].

Отдельно следует обратить внимание на разработку компании *Harxon*, выполненную по технологии *D-QHA* (*Dual Quadrifilar Helix Antenna*). Антенна представляет собой две четырехзаходные цилиндрические спирали на гибкой печатной плате. Возбуждается только одна из двух квадрифилярных антенн, вторая же представляет собой пассивный эле-

мент, призванный обеспечить независимую настройку схемы питания, вследствие чего упрощается согласование, обеспечивается стабильность центра излучения антенны и круговая поляризация в широком секторе углов при коэффициенте эллиптичности на уровне 0,5. Однако поскольку антенна имеет достаточно малые габариты ( $44 \times 28 \text{ мм}^2$ ), то коэффициент усиления не превышает 3дБ, что в совокупности с КЭ, не удовлетворяющим требованиям, заставляет искать другие решения.

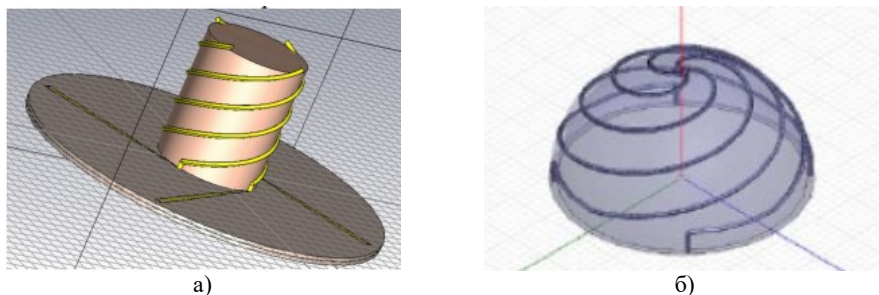


Рис. 9. Модель антенны на основе цилиндрической и архимедовой спиралей.

Fig. 9. Antenna model based on cylindrical and Archimedean spirals

Следует обратить внимание на проблему высокого уровня боковых и задних лепестков (УБЛ) в ДН различных типов антенн. Относительного снижения УБЛ можно добиться благодаря встроенным микрополосковым резонаторам и режимам работы монополь — диполь для системы из *PIFA*-антенн [22], или использования технологии *choking* [23], благодаря чему удастся добиться уровня боковых лепестков в  $-20$  дБ. Подобные конструкции не лишены недостатков, так для *PIFA*-антенн характерно значительное падение коэффициента усиления на нижних частотах диапазона. В свою очередь, для антенн с *choking* характерны габариты, сопоставимые, а зачастую более длины волны.

#### 4. Моделирование антенной системы на основе излучателей Вивальди

Альтернативным вариантом широкополосной антенны является антенна Вивальди. Ее применение на волнах с круговой поляризацией поля возможно при реализации многопортовой схемы питания. При этом возможно размещение антенн под углом  $90^\circ$  осесимметрично относительно центров обеих антенн. Однако такое расположение значительно усложняет конструкцию возбуждающей линии передачи и сборку самой системы. В связи с чем решено использовать четыре элемента типа антенны Вивальди с установкой их в двух вариантах: «крест» и «куб», как показано на рис. 10.



Результаты моделирования антенн в среде *HFSS* для этих вариантов приведены в таблице 1, на рис. 11 приведены графики КУ (рис. 11 а) и ко-эффициента эллиптичности (рис. 11 б) для антенны Вивальди, собранной по схеме «куб».

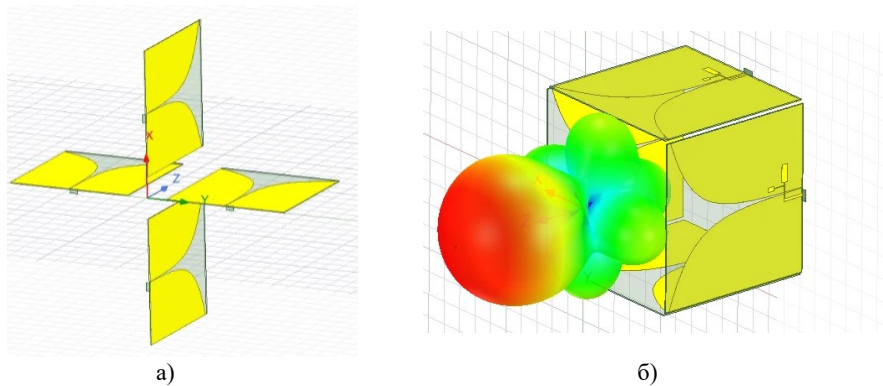


Рис. 10. Конструктивные варианты антенны на основе излучателя Вивальди.  
Fig. 10. Design options for an antenna based on a Vivaldi emitter

Таблица 1. Результаты моделирования антенн Вивальди  
Table 1. Results of Vivaldi antenna simulations

Антенна	Полоса по КСВН=1,5, МГц.	Ширина ДН, град.	Ширина обеспечения КЭ=0,7, град.	УБЛ, дБ	Габариты, мм
Крест	622	68	20	-4,5	300 × 300
Куб	622	54,5	44,6	-6,5	150 × 150

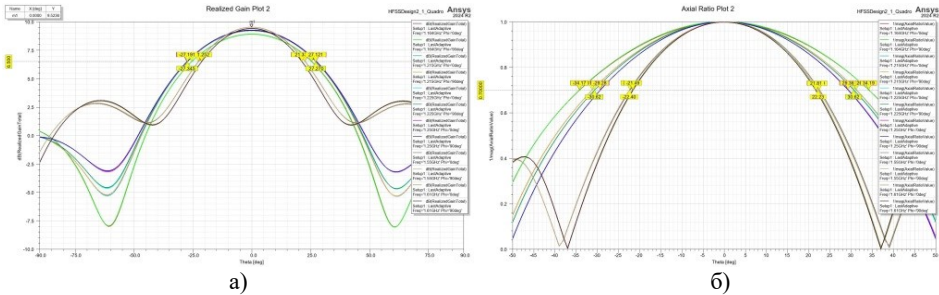


Рис. 11. Результаты моделирования излучателя Вивальди по схеме «куб».  
Fig. 11. Results of modeling a Vivaldi irradiator using the “cube” scheme

Как следует из приведенных результатов, габариты схемы «крест» существенно превышают компоновку «куб», что в совокупности с более высоким уровнем боковых лепестков и реализацией требуемого коэффи-



циента эллиптичности практически в пределах ширины ДН по уровню половинной мощности во всем  $L$  диапазоне позволяет сделать выбор в пользу компоновки «куб».

## 5. Заключение

В работе выполнен аналитический обзор существующих конструкций антенн  $L$ -диапазона, предназначенных для работы с круговой поляризацией электромагнитного поля, проанализированы схемы питания антенн, достоинства и недостатки существующих конструкций, предложен вариант компактной схемы построения антенны с круговой поляризацией электромагнитного поля, обеспечивающей во всем  $L$ -диапазоне уровень коэффициента эллиптичности не ниже 0,7 при коэффициенте усиления не хуже 9 дБ, ширине ДН антенны по уровню половинной мощности не уже  $42^\circ$  и уровне боковых лепестков не выше  $-6,5$  дБ.

## Список литературы

1. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / под ред. А. И. Перова, В. Н. Харисова. Москва : Радиотехника, 2005. 687 с.
2. Перунов Ю. М., Фомичев К. И., Юдин Л. М. Радиоэлектронное подавление информационных каналов систем управления оружием. М. : Радиотехника, 2003. 416 с.
3. Куприянов А. И. Радиоэлектронная борьба : учебное пособие. Москва ; Вологда : Инфра-Инженерия, 2023. 380 с.
4. Юрцев О. А., Спиральные антенны. М. : Советское радио, 1974. 224 с.
5. Гаджиев Э. В. Пути построения малогабаритных, невыступающих бортовых антенно-фидерных систем космических аппаратов // Труды МАИ. 2014. Вып. 76. URL: <https://trudymai.ru/upload/iblock/07b/07bb1402df2a185bc663598f3f8486b4.pdf?lang=ru&issue=76>.
6. Вьюгин П., Курушин А. Широкополосная логоспиральная антенна с круговой поляризацией // Современная электроника. 2014. № 8. С. 74—77.
7. Piksa P., Mazánek M. A Self-Complementary 1.2 to 40 GHz Spiral Antenna with Impedance Matching // Radioengineering. September 2006. Vol. 15, no. 3. P. 15.
8. Янцевиц М., Филиппович Г. Согласование патч-антенны с кросс-поляризацией для геолокации // Доклады БГУИР. 2022. Т. 20, № 8. С. 59—66.
9. Махалов П. Широкополосные микрополосковые антенны. Пояснительная записка 210400 2090 887 ПЗ.
10. Мельниченко О. И., Комиссарова Е. В. Исследование антенн малых космических аппаратов // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2024. Т. 7, № 4. С. 635—655.
11. Безгин А. А., Савочкин А. А. Двухдиапазонная антенна круговой поляризации. В сб. : «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2016). Севастополь, 4—10 сентября 2016 г. 2016. С. 1002—1008.
12. Белозерцев Ю. Широкополосная полосковая антенна с круговой поляризацией // Вестник Воронежского института МВД России. 2024. № 2. С. 130—135.

13. Ta S. X. et al. Multi-Band, Wide-Beam, Circularly Polarized, Crossed, Asymmetrically Barbed Dipole Antennas for GPS Applications // IEEE Trans. Antennas Propag. 2013. Vol. 61, no. 11. P. 5771–5775.
14. Zhang L. et al. Single-Feed Ultra-Wideband Circularly Polarized Antenna With Enhanced Front-to-Back Ratio // IEEE Trans. Antennas Propag. 2016. Vol. 64, no. 1. P. 355–360.
15. Ta S. X. et al. Crossed Dipole Antennas : A Review // IEEE Antennas and Propagation Magazine. 2015. Vol. 57, no. 5. P. 107–122.
16. Hussine U. U. Circularly Polarized Antennas for GNSS Applications. The award of the degree of Doctor of Philosophy University of Liverpool. Liverpool : 2021. 177 p.
17. Gafarov E. R. et al. Multiband Three-Layer GNSS Microstrip Antenna. In : 2019 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON). Krasnoyarsk, 2019. P. 1–4.
18. Сухарев Е. С., Пелёвин В. К., Комиссарова Е. В. Двухдиапазонная квадрифилярная антенна круговой поляризации для систем моделирования помеховой обстановки // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии. 2025. Вып. 7. С. 58—59.
19. Бекишев Р. А. Моделирование излучателя четырехзаходной спиральной антенны для глобальных навигационных спутниковых систем // Труды МАИ. 2012. Вып. 51. URL: <https://trudymai.ru/published.php?ID=29154>.
20. Банков С. Е., Бычков А., Давыдов А. Г., Курушин А. А. Многопроводные квадрифилярные антенны // Журнал радиоэлектроники. 2010. № 9. URL: <http://jre.cplire.ru/jre/sep10/1/text.html>.
21. Letestu Y., Sharaiha A. Broadband Folded Printed Quadrifilar Helical Antenna // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2006. Vol. 54, no. 5. P. 1600–1604.
22. Guo L., Zhang P., Zeng F., Zhang Z., Zhang C. A Novel Four-Arm Planar Spiral Antenna for GNSS Application // IEEE Access. 2021. Vol. 9. P. 167074–167081.
23. Sakamoto H., Nishimoto K., Inasawa Y. Compact Wideband Antenna with Enhanced Back-Lobe Suppression for Global Navigation Satellite System Applications // IEICE Transactions on Communications. 2025. Vol. E108-B, no. 11. P. 1272–1280.
24. Антонов А. С., Голубев С. С., Немов А. В. Двухдиапазонная компактная антенна круговой поляризации // Радиотехника. 2025. Т. 89, № 2. С. 80—85.

## Информация об авторах

**Сухарев Егор Сергеевич**, студент кафедры «Радиоэлектронные системы и устройства» Московского государственного технического университета им. Н. Э. Баумана, г. Москва, Российская Федерация

**Пелёвин Вячеслав Константинович**, студент кафедры «Радиоэлектронные системы и устройства» Московского государственного технического университета им. Н. Э. Баумана, г. Москва, Российская Федерация

**Кочевой Глеб Юрьевич**, ассистент кафедры «Радиоэлектронные системы и устройства» Московского государственного технического университета им. Н. Э. Баумана, г. Москва, Российская Федерация

**Комиссарова Елена Владимировна**, к. т. н., доцент кафедры «Радиоэлектронные системы и устройства» Московского государственного технического университета им. Н. Э. Баумана, г. Москва, Российская Федерация

# Multi-Band Antenna with Circular Polarization of the Electromagnetic Field for L Frequency Band

E. S. Sukharev, V. K. Pelyovin, G. Y. Kochevoy, and E. V. Komissarova

*Bauman Moscow State Technical University (National Research University)*

*5, 2nd Baumanskaya Street, Moscow, 105005, Russian Federation*

*sukhareves@student.bmstu.ru*

Received: May 20, 2026

Peer-reviewed: June 1, 2026

Accepted: June 1, 2026

**Abstract:** *The article presents the results of an analytical review of existing technical solutions in the field of antenna technology, specifically broadband and multiband L-band antennas that radiate an electromagnetic field with circular polarization. Based on the review, an antenna type was selected, a design was developed, and electrodynamic simulation was carried out. During the development process, the main focus was on achieving the required axial ratio (AR) value within the width of the main lobe of the antenna's radiation pattern (RP) at the half-power level, through the geometry of the radiating surface and/or antenna excitation with the required phase difference. The results of antenna simulation based on Vivaldi irradiators with a quadrature feed system are presented. The calculation results allow us to conclude that the product is functional across all frequency bands used in GNSS systems, with the required polarization and power characteristics. To facilitate assembly operations, maintain unification of the excitation line, and reduce the level of side lobes compared to other arrangement options, the antenna consists of four radiators arranged in the form of a parallelepiped.*

**Keywords:** *broadband antenna, circular polarization, L-band, Vivaldi antenna element, quadrature feed, Global Navigation Satellite System.*

**For citation (IEEE):** E. S. Sukharev, V. K. Pelyovin, G. Y. Kochevoy, and E. V. Komissarova, "Multi-Band Antenna with Circular Polarization of the Electromagnetic Field for L Frequency Band," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 9, no. 6, pp. 1342–1357, 2026, doi: 10.21227/pr5x-gf94. (In Russ.).

## References

- [1] GLONASS. *Principles of Design and Operation* / Ed. by A. I. Perov, V. N. Kharisov. Moscow: Radiotekhnika, 2005. (In Russ.).
- [2] Yu. M. Perunov, K. I. Fomichev, and L. M. Yudin, *Electronic Suppression of Information Channels of Weapons Control Systems*, Moscow: Radiotekhnika, 2003. (In Russ.).
- [3] A. I. Kupriyanov, *Electronic Warfare*, Moscow; Vologda: Infra-Inzheneriya, 2023. (In Russ.).
- [4] O. A. Yurtsev, *Spiral Antennas*, Moscow: Sovetskoye Radio, 1974. (In Russ.).
- [5] E. V. Gadzhiev, "Ways of constructing small-sized, non-protruding onboard antenna-feeder systems of spacecraft," *Proceedings of MAI*, iss. 76, 2014. (In Russ.). URL: <https://trudymai.ru/upload/iblock/07b/07bb1402df2a185bc663598f3f8486b4.pdf?lang=ru&issue=76>.
- [6] P. V'yugin, A. Kurushin, "Broadband log-spiral antenna with circular polarization," *Sovremennaya Elektronika*, no. 8, pp. 74–77, 2014. (In Russ.).

- [7] P. Piksa and M. Mazánek, "A Self-Complementary 1.2 to 40 GHz Spiral Antenna with Impedance Matching," *Radioengineering*, vol. 15, no. 3. p. 15, September 2006.
- [8] M. Yantsevich and G. Filippovich, "Broadband matching of patch-antenna for geolocation," *Trudy BSUIR*, vol. 20, no. 8. pp. 59–66, 2022. (In Russ.).
- [9] P. Makhalov, *Broadband microstrip antennas*. Explanatory note 210400 2090 887. (In Russ.).
- [10] O. I. Melnichenko and E. V. Komissarova, "Research of Antennas for Small Spacecraft," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 7, no. 4, pp. 635–655, 2024. (In Russ.).
- [11] A. A. Bezgin and A. A. Savochkin, "Dual-band circular polarization antenna," in *Microwave and Telecommunication Technology* (CriMiCo'2016). Sevastopol, September 4–10, 2016, pp. 1002–1008, 2016. (In Russ.).
- [12] Yu. Belozertsev, "Broadband Strip Antenna with Circular Polarization," *Vestnik of Voronezh Institute of the Ministry of Internal Affairs of Russia*, no. 2. pp. 130–135, 2024. (In Russ.).
- [13] S. X. Ta, H. Choo, I. Park, and R. W. Ziolkowski, "Multi-Band, Wide-Beam, Circularly Polarized, Crossed, Asymmetrically Barbed Dipole Antennas for GPS Applications," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 61, no. 11, pp. 5771–5775, Nov. 2013.
- [14] L. Zhang, et al., "Single-Feed Ultra-Wideband Circularly Polarized Antenna With Enhanced Front-to-Back Ratio," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 64, no. 1, pp. 355–360, Jan. 2016.
- [15] S. X. Ta, et al., "Crossed Dipole Antennas: A Review," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 57, no. 5, pp. 107–122, 2015.
- [16] U. U. Hussine, "Circularly Polarized Antennas for GNSS Applications," the award of the degree of Doctor of Philosophy University of Liverpool, Liverpool, 2021.
- [17] E. R. Gafarov, et al., "Multiband Three-Layer GNSS Microstrip Antenna," in *2019 International Siberian Conference on Control and Communications* (SIBCON), Krasnoyarsk, pp. 1–4, 2019.
- [18] E. S. Sukharev, V. K. Pelevin, and E. V. Komissarova, "Dual-band quadrifilar circularly polarized antenna for jamming environment simulation systems," *Microwave and Telecommunication Technology*, iss. 7, pp. 58–59, 2025. (In Russ.).
- [19] R. A. Bekishev, "Modeling of a quadrifilar helical antenna radiator for global navigation satellite systems," *Trudy MAI*, iss. 51. 2012. (In Russ.).  
URL: <https://trudymai.ru/published.php?ID=29154>.
- [20] S. E. Bankov, et al. "Multiwire quadrifilar antennas," *Zhurnal Radioelektroniki*, no. 9, 2010. (In Russ.). URL: <http://jre.cplire.ru/jre/sep10/1/text.html>.
- [21] Y. Letestu and A. Sharaiha, "Broadband Folded Printed Quadrifilar Helical Antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, no. 5, pp. 1600–1604, 2006.
- [22] L. Guo, et al., "Novel Four-Arm Planar Spiral Antenna for GNSS Application," *IEEE Access*, vol. 9, pp. 167074–167081, 2021.
- [23] H. Sakamoto, et al. "Compact Wideband Antenna with Enhanced Back-Lobe Suppression for Global Navigation Satellite System Applications," *IEICE Transactions on Communications*, vol. E108-B, no. 11, pp. 1272–1280, 2025.
- [24] A. S. Antonov, S. S. Golubev, and A. V. Nemov, "Dual-Band Compact Circular Polarized Antenna," *Journal Radioengineering*, vol. 89, no. 2, pp. 80–85, 2025. (In Russ.).

### Information about the authors

**Egor S. Sukharev**, student of Radio-Electronic Systems and Devices Department, Bauman Moscow State University, Moscow, Russian Federation.

**Vyacheslav K. Pelyovin**, student of Radio-Electronic Systems and Devices Department, Bauman Moscow State University, Moscow, Russian Federation.

**Gleb Y. Kochevoy**, assistant of Radio-Electronic Systems and Devices Department, Bauman Moscow State University, Moscow, Russian Federation.

**Elena V. Komissarova**, PhD of Technological Sciences, Assistant Professor of Radio-Electronic Systems and Devices Department, Bauman Moscow State University, Moscow, Russian Federation.

## Волноводный полосно-пропускающий фильтр на тонких резонансных диафрагмах

Михайлов М. А., Крутиев С. В., Букин С. П., Клещенко А. Б.

*Южный федеральный университет*

*ул. Зорге, 5, г. Ростов-на-Дону, 344090, Российская Федерация*

*skrutiev@sfedu.ru*

Получено: 20 мая 2026 г.

Отрецензировано: 1 июня 2026 г.

Принято к публикации: 1 июня 2026 г.

**Аннотация:** В работе проведен электродинамический анализ и синтез полосно-пропускающего фильтра на сложных резонансных диафрагмах. Используемый в работе волновод — WR-90. Апертура выполнена в виде тонкой металлической диафрагмы с круглым вырезом, устанавливаемой поперек волноводного тракта; в области апертуры размещаются металлические плоские прямоугольные отрезки, формирующие локальные резонансные неоднородности. Рассмотрено развитие структуры от простой до сложной составной апертуры. Показано, что введение штырей позволяет управлять резонансной частотой, положением нулей передачи и крутизной амплитудно-частотной характеристики. Применение таких резонансных диафрагм позволяет сформировать квазиэллиптический фильтр с высокой избирательностью.

**Ключевые слова:** волновод, волноводный фильтр, полосно-пропускающий фильтр, нули пропускания.

**Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008):** Михайлов М. А., Крутиев С. В., Букин С. П., Клещенко А. Б. Планарный волноводный фильтр с круглой диафрагмой // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2026. Т. 9, № 6. С. 1356—1366.

**Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018):** Михайлов, М. А. Планарный волноводный фильтр с круглой диафрагмой / М. А. Михайлов, С. В. Крутиев, С. П. Букин, А. Б. Клещенко // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. — 2026. — Т. 9, № 6. — С. 1356—1366.

### 1. Введение

В настоящее время к СВЧ-устройствам предъявляются все более строгие требования, связанные с эффективным использованием электромагнитного спектра, снижением потерь и уменьшением габаритов аппаратуры.

Особенно это актуально для систем мобильной связи, радиолокации и измерительной техники, где требуется высокая селективность фильтров при сохранении малых потерь в полосе пропускания. Одним из эффективных решений в данном случае являются волноводные фильтры, которые по сравнению с микрополосковыми и коаксиальными структурами обладают меньшими потерями и высокой добротностью [1—3]. Однако при необходимости получения высокой крутизны склонов частотной характеристики классические волноводные фильтры часто требуют увеличения порядка, что приводит к росту длины конструкции и усложнению ее изготовления [1, 2].

Одним из перспективных способов повышения селективности является формирование нулей передачи в частотной характеристике фильтра. Ноль передачи соответствует частоте, на которой коэффициент передачи имеет резко выраженный минимум. За счет введения таких нулей можно получить характеристику, близкую к эллиптической, без существенного увеличения числа резонаторов [3—6]. Это позволяет создавать более компактные фильтры с высоким уровнем подавления в заданных частотных областях.

В волноводной технике существует несколько способов формирования нулей передачи. Обычно для этого используют перекрестные связи, дополнительные резонаторы, сложные неоднородности или изменение геометрии волноводного тракта [7—13]. Несмотря на эффективность таких решений, они часто приводят к усложнению конструкции, увеличению поперечного сечения волновода, либо повышению требований к точности механической обработки.

Целью данной работы является разработка компактного волноводного полосно-пропускающего фильтра на основе тонких металлических диафрагм с круглой апертурой и резонансными штыревыми включениями в стандартном волноводе  $WR-90$ . Задачей исследования является проведение электродинамического анализа одиночной резонансной диафрагмы, синтез полосно-пропускающей фильтрующей структуры и оценка ее частотных характеристик.

## 2. Основная часть

В данной работе структура, выполненная в виде тонкой металлической диафрагмы толщиной  $w = 1$  мм, установлена поперек прямоугольного волновода сечением  $23 \times 10$  мм. В диафрагме сформирована круглая апертура радиуса  $R = 4,8$  мм, в области которого расположены металлические резонансные элементы, соединенные с краем апертуры. На рис. 1 представлена геометрия прямоугольного волновода с планарной резонансной вставкой в виде диафрагмы с круглой апертурой и одним металлическим

штырем, а также соответствующая размерно-частотная характеристика. Использование тонких металлических диафрагм со встроенными аперттурами ранее рассматривалось как эффективный способ формирования компактных волноводных частотно-избирательных структур [14—15].

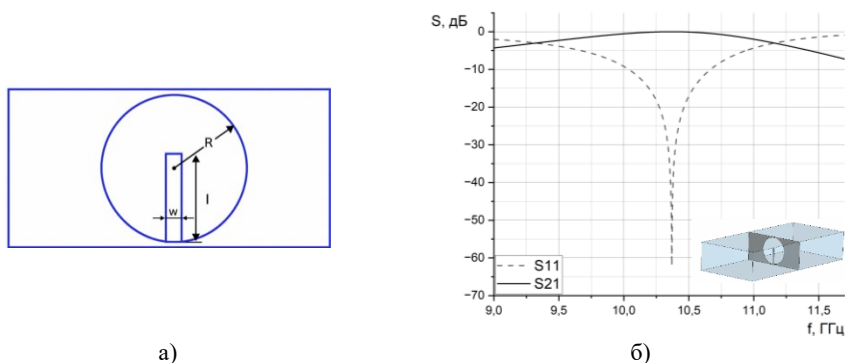


Рис. 1. Прямоугольный волновод с планарной резонансной вставкой на основе тонкой металлической диафрагмы с круглой апертурой и одним металлическим штырем:  
а) геометрическая структура; б) амплитудно-частотная характеристика.

Fig. 1. Rectangular waveguide with a planar resonant insert based on a thin metal diaphragm with a circular aperture and one metal pin: а) geometric structure;  
б) amplitude-frequency characteristic

При увеличении высоты металлического штыря резонансная частота смещается в область низких частот, при этом добротность контура практически не изменяется рис. 2.

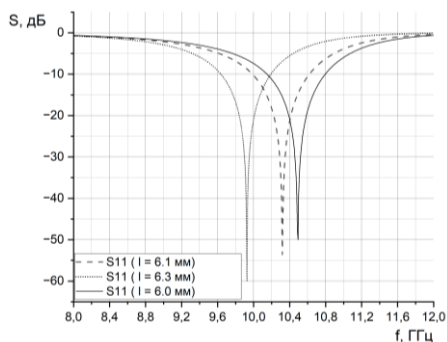


Рис. 2. Зависимость резонансной частоты с одним штырем от длины металлического штыря.

Fig. 2. Dependence of the resonant frequency with one pin on the length of the metal pin

Добавление дополнительно двух независимых штырей в аперттуру позволяет получить нули пропускания (рис. 3).

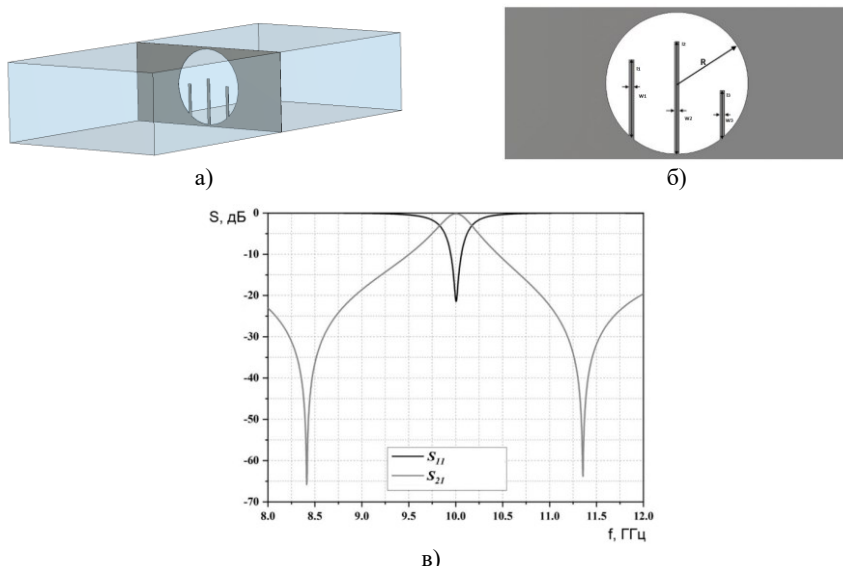


Рис. 3. Прямоугольный волновод с планарной резонансной вставкой на основе диафрагмы с круглой апертурой и последствиями металлических штырей: а) геометрия структуры; б) основные принципы основной моды в области апертур; в) амплитудно-частотная характеристика с нулевыми передачами.

Fig. 3. Rectangular waveguide with a planar resonant insert based on a diaphragm with a circular aperture and consequences of metal pins: а) geometry of the structure; б) basic principles of the fundamental mode in the region of apertures; в) amplitude-frequency characteristic with zero transmissions

Управление полюсами пропускания осуществляется изменением длин крайних штырей в апертуре, таким образом можно получить более прямоугольную АЧХ. Эквивалентная схема приведена на рис. 4.

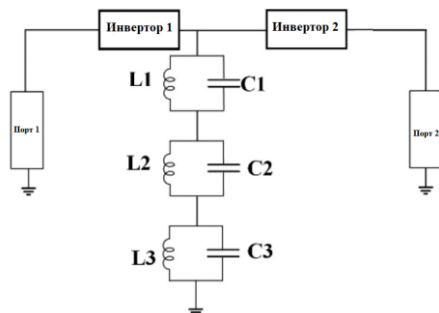


Рис. 4. Эквивалентная упрощенная схема резонансной диафрагмы с несколькими металлическими штырями в круглой апертуре.

Fig. 4. An equivalent simplified circuit diagram of a resonant diaphragm with several metal pins in a circular aperture



### 3. Синтез полосно-пропускающего фильтра

Как известно, тонкие металлические диафрагмы, установленные поперек прямоугольного волновода, вносят в линию передачи дополнительную реактивность. В зависимости от формы отверстия, его размеров и положения такая неоднородность может проявлять как индуктивный, так и емкостной характер. При определенных условиях диафрагма уже не является только согласующим или запирающим элементом, а формирует собственный резонансный отклик.

Возможно использование прямоугольного волновода с двумя определенными резонансными диафрагмами, установленными поперечными проходами и расположенными на расстоянии  $l \approx \lambda/4$  по оси волновода рис. 5. Каждая диафрагма содержит круглую апертуру и металлические штыревые включения, образующие локальную резонансную область.

Расстояние между диафрагмами составляет  $l = 7$  мм. Длина первого и второго штырей  $l_1 = l_2 = 6,20$  мм. Ширина первого и второго штырей  $w_1 = w_2 = 0,39$  мм. Расстояние между штырями  $s = 1,07$  мм.

Эквивалентная нормированная матрица связи для фильтра имеет вид:

$$M = \begin{pmatrix} 0 & 1.117 & 0 & -0.166 \\ 1.117 & 0.417 & 1.603 & 0.268 \\ 0 & 1.603 & -0.377 & 1.082 \\ -0.166 & 0.268 & 1.084 & 0 \end{pmatrix} \quad (1)$$

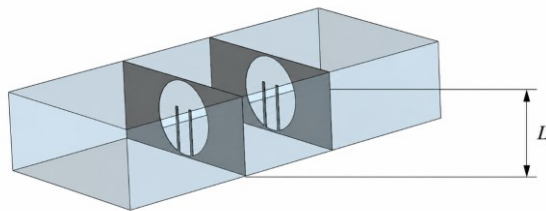


Рис. 5. Прямоугольный волновод, работающий в режиме распространения основной моды, с двумя планарными резонансными вставками на основе металлической диафрагмы с круглой апертурой и одним металлическим стержневым элементом.

Fig. 5. A rectangular waveguide operating in the fundamental mode propagation mode with two planar resonant inserts based on a metal diaphragm with a circular aperture and one metal rod element

В данной матрице первая и четвертая строка, а также соответствующие им столбцы описывают входной и выходной порты эквивалентной схемы. Центральная строка и центральный столбец соответствуют локальной резонансной области, формируемой металлическим включением, расположенным в круглой апертуре диафрагмы. Ненулевые внедиагональные

элементы матрицы характеризуют электромагнитную связь между входным портом и резонансной областью, а также между резонансной областью и выходным портом. Равенство этих коэффициентов указывает на симметричный характер связи в выбранной эквивалентной модели.

Расчетная амплитудно-частотная характеристика показывает, что введение металлических включений приводит к формированию выраженного резонансного отклика. По сравнению со структурой, содержащей только круглую апертуру в металлической диафрагме, рассматриваемая конфигурация обладает более высокой частотной избирательностью. Увеличение длины металлического элемента приводит к возрастанию эффективной электрической длины локальной неоднородности и, как следствие, к смещению резонансной частоты в область более низких частот. При уменьшении длины элемента, напротив, резонансная частота смещается в более высокочастотную область.

Проведенный электродинамический анализ показал, что введение двух резонансных диафрагм с О-образной апертурой и металлическими штыревыми включениями в прямоугольный волновод позволяет добиться выраженного полосно-пропускающего отклика с квазиэллиптической амплитудно-частотной характеристикой. При этом основные параметры фильтра — центральная частота, ширина полос пропускания и положение нулей передачи — эффективно регулируются за счет изменения длины штырей, расстояния между ними и междиафрагменного расстояния. Полученная структура обеспечивает повышение частотной избирательности по сравнению с волноводом, сохраняя только круглые апертуры без металлических включений при незначительном увеличении длины фильтра по оси волновода.

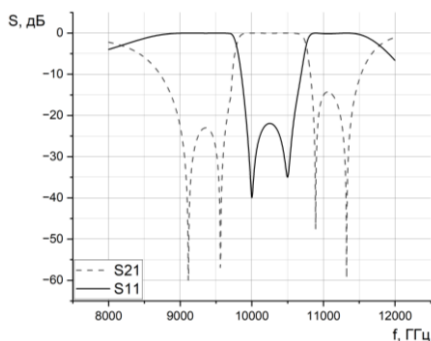


Рис. 6. Амплитудно-частотная характеристика прямоугольного волновода с двумя диафрагмами.

Fig. 6. Amplitude-frequency response of a rectangular waveguide with two diaphragms

#### 4. Заключение

В работе рассмотрена планарная волноводная фильтрующая структура, выполненная на основе тонких металлических диафрагм с круглой апертурой и металлическими штыревыми резонансными включениями в прямоугольном волноводе стандартного сечения  $23 \times 10$  мм. Показано, что использование таких диафрагм позволяет преодолеть недостатки объемных резонаторов и реализовать компактные полосно-пропускающие фильтры при сохранении технологии простых конструкций.

На основе анализа одиночной диафрагмы установлено, что металлическая диафрагма с круглой апертурой без дополнительных элементов выполняет роль реактивной индивидуальности и не обеспечивает создания квазиэллиптической частотной характеристики. Введение одного металлического штыря в апертуру приводит к возникновению резонансного отклика, при этом основным параметром настройки резонансной частоты является длина штыря.

Показано, что использование нескольких штыревых включений в пределах одной диафрагмы формирует связанную резонансную систему, позволяющую получать нулевые передачи и повышать селективность фильтрующей секции. Изменение длины металлических штырей, их взаимного расположения и радиуса круглой апертуры обеспечивает управление положением резонансных частот и нулей передачи без усложнения поперечного сечения волновода.

Дополнительно проведен синтез и моделирование полосно-пропускающего фильтра на основе двух резонансных диафрагм. Показано, что электромагнитное взаимодействие диафрагмы через поле основной волны прямоугольного волновода приводит к формированию многорезонаторной структуры с выраженным полосно-пропускающим откликом и квазиэллиптической формой частотной характеристики.

Полученные результаты подтверждают перспективность применения тонких резонансных диафрагм с жесткой апертурой и металлическими штыревыми включениями для проектирования компактных волноводных полосно-пропускающих фильтров с высокой избирательностью. Дальнейшие исследования могут быть направлены на оптимизацию геометрических параметров диафрагмы с учетом технологических допусков и исследование чувствительности фильтра к погрешности изготовления.

#### Список литературы

1. Верхозина Р. В. Волноводный фильтр на резонансных диафрагмах со сложной апертурой. В сб.: Радиоэлектроника, электротехника и энергетика: тезисы докладов 31-й международной научно-технической конференции студентов и аспирантов. Москва, 2025. С. 39.

2. Лю Ч., Крутиев С. В. Проектирование дуплексного фильтра на основе прямоугольного волновода для ВЧ-подсистемы службы локального многоточечного распределения // Инженерный вестник Дона. 2025. № 11 (131). С. 979–990.
3. Амонский Д. С., Крутиев С. В. Электродинамический анализ и синтез волноводного фильтра // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2024. Т. 7, № 3. С. 458–472.
4. Шевченко А. К., Гризодуб А. Н., Крутиев С. В. Квазиэллиптический волноводный полосно-пропускающий фильтр на наклонных прямоугольных резонаторах // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2024. Т. 7, № 4. С. 620–634.
5. Павленко М. А., Крутиев С. В. Электродинамический анализ и синтез полосно-пропускающих фильтров на тонких диафрагмах со ступенчатым вырезом // 28-я Всероссийская научная конференция студентов-физиков и молодых ученых (ВНКСФ-28): материалы конференции. Новосибирск, 2024. С. 288–289.
6. Лонкина Д. В., Земляков В. В., Губский Д. С., Крутиев С. В., Заргано Г. Ф. Электродинамический расчет и проектирование полосно-пропускающих фильтров на круглых волноводах // Журнал технической физики. 2023. Т. 93, № 12. С. 1701–1704.
7. Шевченко А. К., Махно А. С., Крутиев С. В. Сверхкомпактный волноводный полосно-пропускающий фильтр на резонансных металлических диафрагмах // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии. 2023. № 5. С. 91–92.
8. Павленко М. А., Лонкина Д. В., Крутиев С. В. Волноводный полосно-пропускающий фильтр на резонансных диафрагмах с апертурой в виде ступеньки // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии. 2023. № 5. С. 97–98.
9. Михайлов М. А., Сдобнова В. П., Крутиев С. В. Электродинамический анализ и синтез полосно-пропускающих фильтров, выполненных по SIW-технологии // Техника радиосвязи. 2022. № 4 (55). С. 91–96.
10. Михайлов М. А., Сдобнова В. П., Крутиев С. В. Электродинамический анализ и синтез полосно-пропускающих фильтров, выполненных по SIW-технологии. В сб. : Радиофизика, фотоника и исследование свойств вещества : тезисы докладов II Российской научной конференции. Омск, 2022. С. 126–127.
11. Krutiev S. V., Lonkina D. V., Efremova S. S., Ipatiev A. S. Electrodynamics analysis and synthesis of band-pass filters on a rectangular waveguide with complex thin resonant diaphragms in the form of a double-shaped C-aperture. In : Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves. 2021. P. 87–90.
12. Krutiev S. V., Zemlyakov V. V., Lonkina D. V. Electrodynamics analysis of a band-pass waveguide filter on thin metal complex resonant diaphragms. In : 2020 International Conference on Actual Problems of Electron Devices Engineering, APEDE 2020. 2020. P. 190–193.
13. Крутиев С. В. Электродинамический анализ и синтез компактных волноводных фильтров на сложных резонансных диафрагмах: дис. ... канд. физ.-мат. наук. Южный федеральный университет. 2019. 128 с.
14. Zemlyakov V., Krutiev S., Tyaglov M., Shevchenko V. A design of waveguide elliptic filter based on resonant diaphragms with a complex aperture // International Journal of Circuit Theory and Applications. 2019. Vol. 47, no. 1. P. 55–64.
15. Zemlyakov V., Krutiev S., Tyaglov M. Complex geometry apertures for resonant diaphragms in rectangular waveguides // Journal of Electromagnetic Waves and Applications. 2018. Vol. 32, no. 18. P. 2470–2480.

### Информация об авторах

**Михайлов Максим Александрович**, аспирант кафедры радиофизики физического факультета 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.

**Букин Сергей Павлович**, аспирант кафедры радиофизики физического факультета Южного федерального университета, г. Ростов-на-Дону, Российская Федерация.

**Клещенков Анатолий Борисович**, кандидат физико-математических наук, доцент кафедры ПЭКМ Южного федерального университета, г. Ростов-на-Дону, Российская Федерация

# Waveguide Bandpass Filter on Thin Resonant Diaphragms

M. A. Mikhailov, S. V. Krutiev, S. P. Bukin, and A. B. Kleschenkov

South Federal University  
5, Sorge st., Rostov-on-Don, 344090, Russian Federation  
skrutiev@sfedu.ru

Received: May 20, 2026  
Peer-reviewed: June 1, 2026  
Accepted: June 1, 2026

**Abstract:** *Electrodynamic analysis and synthesis of a bandpass filter based on complex resonant diaphragms were carried out in this work. The WR-90 waveguide was used. The aperture is implemented as a thin metallic diaphragm with a circular cutout installed transversely across the waveguide path. Flat rectangular metallic strips are placed in the aperture region, forming local resonant discontinuities. The development of the structure from a simple aperture to a more complex composite aperture was considered. It was shown that the introduction of metallic pins makes it possible to control the resonant frequency, the position of transmission zeros, and the steepness of the amplitude-frequency response. The use of such resonant diaphragms makes it possible to form a quasi-elliptic filter with high selectivity.*

**Keywords:** *waveguide, waveguide filter, bandpass filter, transmission zeros.*

**For citation (IEEE):** M. A. Mikhailov, S. V. Krutiev, S. P. Bukin, and A. B. Kleschenkov, "Waveguide Bandpass Filter on Thin Resonant Diaphragms," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 9, no. 6, pp. 1356–1366, 2026, doi: 10.21227/haj4-c938. (In Russ.).

## References

- [1] R. V. Verkhovzina, "Waveguide filter based on resonant diaphragms with a complex aperture," in *Radio Electronics, Electrical Engineering and Power Engineering: Proceedings of the Thirty-First International Scientific and Technical Conference of Students and Postgraduate Students*, Moscow, p. 39, 2025. (In Russ.).
- [2] Ch. Liu and S. V. Krutiev, "Design of a duplex filter based on a rectangular waveguide for the RF subsystem of the local multipoint distribution service," // *Engineering Journal of Don*, no. 11 (131), pp. 979–990, 2025. (In Russ.).
- [3] D. S. Amonsky and S. V. Krutiev, "Electrodynamic analysis and synthesis of a waveguide filter," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 7, no. 3, pp. 458–472, 2024. (In Russ.).
- [4] A. K. Shevchenko, A. N. Grizodub, and S. V. Krutiev, "Quasi-elliptic waveguide bandpass filter based on inclined rectangular resonators," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 7, no. 4, pp. 620–634, 2024. (In Russ.).
- [5] M. A. Pavlenko and S. V. Krutiev, "Electrodynamic analysis and synthesis of bandpass filters based on thin diaphragms with a stepped aperture," in *Twenty-Eighth All-Russian Scientific Conference of Student Physicists and Young Scientists (VNKSF-28)*, Conference Proceedings, Novosibirsk, pp. 288–289, 2024. (In Russ.).

- [6] D. V. Lonkina, V. V. Zemlyakov, D. S. Gubsky, S. V. Krutiev, and G. F. Zargano, "Electrodynamic calculation and design of bandpass filters based on circular waveguides," *Journal of Technical Physics*, vol. 93, no. 12, pp. 1701–1704, 2023. (In Russ.).
- [7] A. K. Shevchenko, A. S. Makhno, and S. V. Krutiev, "Ultra-compact waveguide bandpass filter based on resonant metal diaphragms," *Microwave and Telecommunication Technology*, no. 5, pp. 91–92, 2023. (In Russ.).
- [8] M. A. Pavlenko, D. V. Lonkina, and S. V. Krutiev, "Waveguide bandpass filter based on resonant diaphragms with a step-shaped aperture," *Microwave and Telecommunication Technology*, no. 5, pp. 97–98, 2023. (In Russ.).
- [9] M. A. Mikhailov, V. P. Sdobnova, and S. V. Krutiev, "Electrodynamic analysis and synthesis of bandpass filters implemented using SIW technology," *Radio Communication Technology*, no. 4 (55), pp. 91–96, 2022. (In Russ.).
- [10] Mikhailov M.A., Sdobnova V.P., Krutiev S.V. Electrodynamic analysis and synthesis of bandpass filters implemented using SIW technology // Radiophysics, Photonics, and Investigation of Material Properties: Proceedings of the Second Russian Scientific Conference. Omsk, 2022. P. 126–127. (In Russ.).
- [11] S. V. Krutiev, D. V. Lonkina, S. S. Efremova, and A. S. Ipatiev, "Electrodynamic analysis and synthesis of band-pass filters on a rectangular waveguide with complex thin resonant diaphragms in the form of a double-shaped C-aperture," in *Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves*, IEEE, pp. 87–90, 2021.
- [12] S. V. Krutiev, V. V. Zemlyakov, and D. V. Lonkina, "Electrodynamic analysis of a band-pass waveguide filter on thin metal complex resonant diaphragms," in *2020 International Conference on Actual Problems of Electron Devices Engineering*, APEDE 2020, pp. 190–193, 2020.
- [13] S. V. Krutiev, "Electrodynamic analysis and synthesis of compact waveguide filters based on complex resonant diaphragms," Cand. Sci. dissertation in physical and mathematical sciences, Southern Federal University, 2019. (In Russ.).
- [14] V. Zemlyakov, S. Krutiev, M. Tyaglov, and V. Shevchenko, "A design of waveguide elliptic filter based on resonant diaphragms with a complex aperture," *International Journal of Circuit Theory and Applications*, vol. 47, no. 1, pp. 55–64, 2019.
- [15] V. Zemlyakov, S. Krutiev, and M. Tyaglov "Complex geometry apertures for resonant diaphragms in rectangular waveguides," *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, vol. 32, no. 18, pp. 2470–2480, 2018.

### Information about the authors

**Maksim A. Mikhailov**, PhD student, Department of Radiophysics, Faculty of Physics, 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.

**Sergey P. Bukin**, PhD student, Department of Radiophysics, Faculty of Physics, Southern Federal University, Rostov-on-Don, Russian Federation.

## Разработка и исследование диплексера на основе SIW-технологии

¹ Крутиев С. В., ² Кафаров Р. Г., ¹ Корж В. Н., ¹ Тарасенко С. А.,  
² Бельшев А. А., ² Бичурин М. И.

¹ Южный федеральный университет

ул. Зорге, 5, г. Ростов-на-Дону, 344090, Российская Федерация

² Новгородский государственный университет им. Ярослава Мудрого

ул. Б. Санкт-Петербургская, 41, Великий Новгород, 173003, Российская Федерация

skrutiev@sfnu.ru

Получено: 20 мая 2026 г.

Отрецензировано: 1 июня 2026 г.

Принято к публикации: 1 июня 2026 г.

**Аннотация:** В статье рассматриваются современные методы проектирования диплексера на основе SIW-технологии (интегрированный в подложку волновод). Проведен электродинамический анализ и синтез диплексера на диапазоны 10,7—12,75 ГГц и 13,75—14,8 ГГц. Предложена компактная конструкция устройства. Дополнительно рассмотрен метод расчета диплексера на основе фильтра нижних частот (ФНЧ) и фильтра верхних частот (ФВЧ). Показано, что применение SIW-технологии позволяет обеспечить высокую добротность, низкие потери и компактность радиочастотных компонентов.

**Ключевые слова:** диплексер, SIW, ФНЧ, ФВЧ, микроволновый фильтр.

**Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008):** Разработка и исследование диплексера на основе SIW-технологии / С. В. Крутиев и др. // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2026. Т. 9, № 6. С. 1367—1377.

**Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018):** Разработка и исследование диплексера на основе SIW-технологии / С. В. Крутиев, Р. Г. Кафаров, В. Н. Корж и др. // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2026. — Т. 9, № 6. — С. 1367—1377.

### 1. Введение

Современные системы беспроводной связи, включая сети пятого и шестого поколений, радиолокационные комплексы и спутниковые платформы, предъявляют все более жесткие требования к радиочастотным



компонентам по габаритам, эффективности и надежности. В условиях роста плотности интеграции и увеличения рабочих частот особенно востребованы устройства, обеспечивающие компактность, высокую энергетическую эффективность и стабильность параметров в широком диапазоне температур и режимов работы. Одним из ключевых элементов таких трактов является дуплексер — пассивное частотно-селективное устройство, выполняющее разделение или объединение сигналов различных частотных диапазонов при работе через одну антенну. Использование дуплексера позволяет эффективно разделять передающие и приемные каналы, предотвращая перегрузку приемника мощным сигналом передатчика и снижая уровень взаимных помех [1, 2].

Классические волноводные дуплексеры обладают низкими потерями и высокой добротностью, однако отличаются значительными габаритами и сложностью интеграции в компактные радиомодульные решения, особенно в миллиметровом диапазоне. Планарные реализации на основе микрополосковых и полосковых линий проще в изготовлении и легко совмещаются с печатными платами, но обычно имеют более высокие потери и меньшую электромагнитную изоляцию [3]. Это стимулировало активное развитие гибридных технологий, объединяющих преимущества объемных волноводов и планарных линий передачи в одной конструкции [1—10].

Технология субстратно-интегрированного волновода (*Substrate Integrated Waveguide, SIW*) относится к таким решениям и позволяет реализовать волноводные структуры в формате печатной платы. *SIW*-волновод формируется двумя параллельными рядами металлизированных переходных отверстий, соединяющих верхний и нижний металлические слои подложки и тем самым имитирующих боковые стенки классического прямоугольного волновода. Электромагнитное поле при этом в основном сосредоточено внутри области между рядами отверстий, а характеристики распространения близки к характеристикам металлического волновода соответствующего поперечного сечения.

*SIW*-структуры характеризуются низкими потерями на распространение по сравнению с микрополосковыми линиями, высокой добротностью резонансных элементов и хорошей электромагнитной экранировкой, обусловленной «квазиметаллическими» боковыми стенками. Эти свойства делают *SIW* привлекательной платформой для реализации узкополосных полосковых фильтров, дуплексеров и других частотно-селективных устройств в диапазонах сантиметровых и миллиметровых волн. Кроме того, технология естественным образом совместима с промышленными процессами изготовления печатных плат, что снижает стоимость и упрощает интеграцию таких компонентов в состав сложных радиочастотных блоков.

В контексте современных систем связи, в частности *5G/6G* и перспективных систем *V2X*, *SIW*-технология позволяет разместить на одной подложке антенны полосовые фильтры, диплексеры и узлы приемо-передающих модулей, обеспечивая высокую степень интеграции и уменьшение межсоединений. Это особенно актуально для модулей миллиметрового диапазона, однако преимущества *SIW*-технологии в полной мере проявляются и при создании компактных селективных устройств сантиметрового диапазона. В настоящей работе указанная методика используется для реализации компактного *SIW*-диплексера в *Ku*-диапазоне (10,7—12,75 ГГц и 13,75—14,8 ГГц), что демонстрирует применимость подхода не только в мм-диапазоне, но и для традиционных сантиметровых приложений.

## 2. Методика расчета диплексера на основе ФНЧ и ФВЧ

При проектировании рассматриваемого микроволнового диплексера используется синтез устройства на основе эквивалентных схем сдвоенных фильтров, формирующих нижний и верхний частотные каналы. В отличие от классического подхода, основанного на независимом расчете обычных ФНЧ и ФВЧ, в данной работе нижний канал реализуется как структура ФНЧ — ППФ, а верхний канал — как структура ФВЧ — ППФ. Такой подход позволяет более точно сформировать требуемые полосы пропускания и обеспечить необходимое разделение диапазонов.

Исходным этапом расчета является построение нормированного низкочастотного прототипа фильтра Чебышева с заданным порядком и допустимой неравномерностью в полосе пропускания. Далее выполняется переход к полосно-пропускающей реализации. Полоса пропускания определяется коэффициентом:

$$B = \frac{f_2 - f_1}{f_0}, \quad (1)$$

где  $f_1$  и  $f_2$  — нижняя и верхняя граничные частоты полосы, а  $f_0$  — центральная частота. Для полосно-пропускающего фильтра значения индуктивностей и емкостей определяются выражениями:

$$L_k = \frac{Z_0 \cdot g_k}{\omega_0 \cdot B}. \quad (2)$$

$$C_k = \frac{B}{\omega_0 \cdot Z_0 \cdot g_k}, \quad (3)$$

где  $Z_0$  — волновое сопротивление системы,  $g_k$  — коэффициенты низкочастотного прототипа,  $\omega_0 = 2\pi f_0$ .

Для нижнего канала на основе полученного полосно-пропускающего прототипа формируется сдвоенная структура ФНЧ — ППФ, обеспечивающая прохождение сигналов в диапазоне 10,7—12,75 ГГц и подавление внеполосных составляющих. Для верхнего канала аналогично формируется структура ФВЧ — ППФ, обеспечивающая прохождение сигналов в диапазоне 13,75—14,8 ГГц. Тем самым расчет сводится не к раздельному синтезу двух независимых фильтров, а к построению двух согласованных частотно-селективных ветвей, совместно работающих на общем входном порту диплексера.

Для обеспечения требуемой полосы пропускания и селективности производится расчет коэффициентов связи между резонаторами:

$$K_{ij} = \frac{f_j^2 - f_i^2}{f_j^2 + f_i^2}. \quad (4)$$

Коэффициенты связи определяют ширину полосы пропускания, крутизну скатов и уровень изоляции между каналами. Полученные значения далее используются при переходе к *SIW*-реализации, где им сопоставляются геометрические параметры резонаторов и элементов связи: длины полостей, расстояния между рядами металлизированных отверстий, диаметры и шаг переходных отверстий, а также размеры участков связи между соседними резонаторами.

В рассматриваемой конструкции входной каскад диплексера реализован в виде резонансного элемента, связанного с двумя каналами, выполненными по *SIW*-технологии. Резонансный входной каскад обеспечивает согласование общего порта с трактом с волновым сопротивлением 50 Ом и распределение мощности между сдвоенными фильтрами ФНЧ — ППФ и ФВЧ — ППФ, формирующими нижний и верхний диапазоны частот. В эквивалентной схемотехнической модели этот каскад представляется дополнительным резонатором, включенным на входе структуры фильтра. Соответственно, входной резонатор вносит дополнительный полюс передаточной функции, и эффективный порядок диплексера на единицу превышает порядок каждого из каналов. Это позволяет более гибко управлять формой амплитудно-частотной характеристики в области разделения диапазонов, улучшая согласование и развязку между каналами.

Полученные расчетные параметры используются на следующем этапе при построении полной трехмерной электродинамической модели диплексера в среде *CST Microwave Studio*. На этом этапе схемотехнические параметры уточняются с учетом распределенного характера полей, паразитных связей, особенностей возбуждения и технологических ограничений *SIW*-структуры.

### 3. Практическая часть

Используя приведенную выше методику, были синтезированы два канала диплексера на основе сдвоенных структур ФНЧ — ППФ и ФВЧ — ППФ. Исходная топология фильтров представлена на рис. 1.

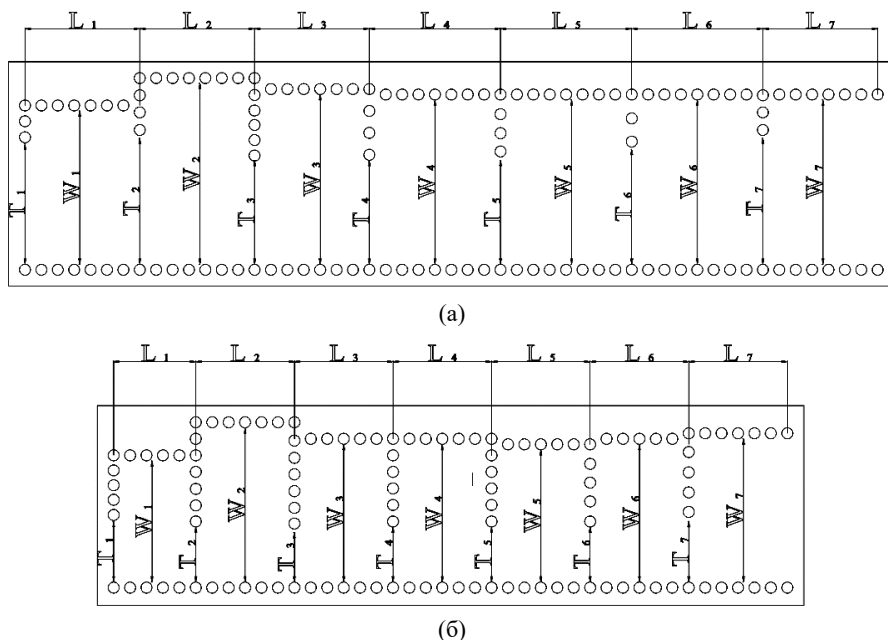


Рис. 1 Топология фильтров нижнего (а) и верхнего (б) каналов.

Fig. 1. Topology of the filters for the lower (a) and upper (b) channels

Для обеспечения полос пропускания 10,7—12,75 ГГц и 13,75—14,8 ГГц в каждом канале использовано по 6 резонаторов, а на общем входе введен дополнительный резонансный каскад. Такое построение позволило согласовать общий порт диплексера и обеспечить требуемую селективность в области разделения рабочих диапазонов.

На рис. 2 представлены амплитудно-частотные характеристики синтезированных фильтров: на рис. 2а — характеристика нижнего канала, на рис. 2б — характеристика верхнего канала.

Размеры фильтра нижнего канала:  $L_1 = 9,22$  мм,  $L_2 = 8,57$  мм,  $L_3 = 9,33$  мм,  $L_4 = 9,52$  мм,  $L_5 = 10,06$  мм,  $L_6 = 8,91$  мм,  $L_7 = 8,77$  мм,  $W_1 = 9,8$  мм,  $W_2 = 12,35$  мм,  $W_3 = 11,58$  мм,  $W_4 = 11,09$  мм,  $W_5 = 10,22$  мм,  $W_6 = 10,26$  мм,  $W_7 = 10,03$  мм,  $T_1 = 8,22$  мм,  $T_2 = 7,45$  мм,  $T_3 = 6,93$  мм,  $T_4 = 6,87$  мм,  $T_5 = 7,05$  мм,  $T_6 = 7,36$  мм,  $T_7 = 8,11$  мм.

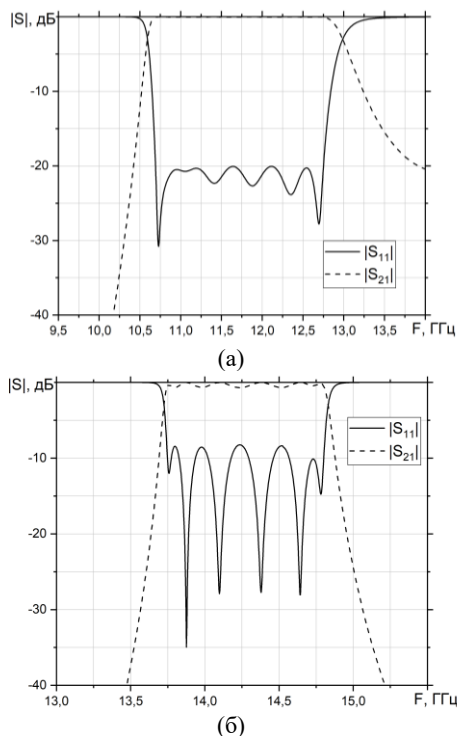


Рис. 2 Амплитудно-частотные характеристики нижнего (а) и верхнего (б) каналов диплексера.

Fig. 2. Amplitude–frequency responses of the lower (a) and upper (б) channels of the diplexer

Размеры фильтра верхнего канала:  $L_1 = 7,39$  мм,  $L_2 = 7,77$  мм,  $L_3 = 8,07$  мм,  $L_4 = 8,08$  мм,  $L_5 = 8,26$  мм,  $L_6 = 7,7$  мм,  $L_7 = 8,24$  мм,  $W_1 = 10,31$  мм,  $W_2 = 12,61$  мм,  $W_3 = 11,35$  мм,  $W_4 = 11,46$  мм,  $W_5 = 10,49$  мм,  $W_6 = 9,93$  мм,  $W_7 = 10,86$  мм,  $T_1 = 5,61$  мм,  $T_2 = 4,82$  мм,  $T_3 = 4,6$  мм,  $T_4 = 4,53$  мм,  $T_5 = 4,52$  мм,  $T_6 = 4,69$  мм,  $T_7 = 5,93$  мм.

В разрабатываемом диплексере входной каскад выполнен в виде общего резонансного элемента, связанного с двумя каналами *SIW*-фильтров. Такой подход позволяет не только согласовать общий порт с трактом 50 Ом, но и дополнительно влиять на частотную селективность устройства в области разделения рабочих диапазонов. В эквивалентной модели данный каскад рассматривается как дополнительный входной резонатор, связанный с резонаторами ниже- и верхнечастотного каналов. В ходе электродинамического моделирования варьировались его геометрические размеры и коэффициенты связи с обоими каналами, что позволило обеспечить требуемую форму АЧХ, уровень отражения на общем порту и развязку между каналами.

На следующем этапе по результатам схемотехнического синтеза была построена трехмерная модель диплексера в среде электродинамического моделирования. Модель включала два *SIW*-фильтра, общий входной резонансный каскад и соединительные участки, реализованные на общей диэлектрической подложке.

В процессе моделирования задавались портовые условия возбуждения для общего порта и двух выходных каналов, а также исследовались частотные зависимости *S*-параметров в рабочем диапазоне. Параметрической оптимизации подвергались длины *SIW*-резонаторов, размеры и положение элементов связи, параметры входного резонансного каскада, а также геометрия области сопряжения каналов. Целью оптимизации являлось обеспечение минимальных потерь в полосах пропускания, требуемого уровня отражения на входе и достаточной развязки между каналами

На рис. 3 представлен внешний вид синтезированного диплексера, а на рис. 4 — его амплитудно-частотная характеристика, полученная по результатам электродинамического моделирования

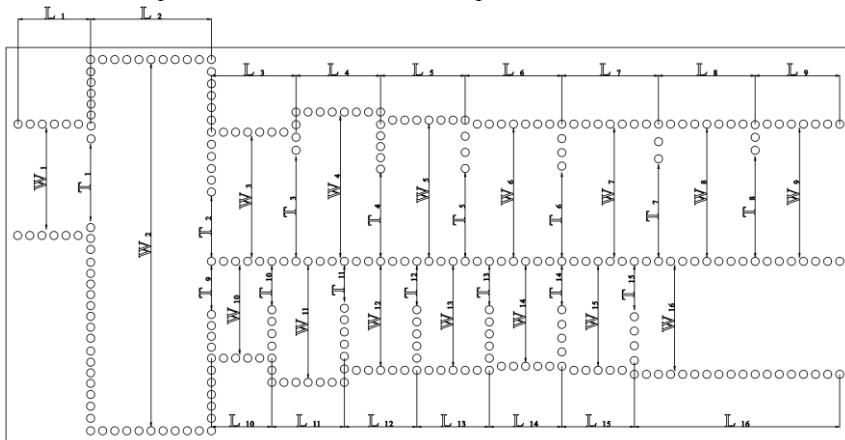


Рис. 3 Топология диплексера.

Fig. 3. Diplexer topology

Длина резонаторов:  $L_1 = 5,90$  мм,  $L_2 = 10,39$  мм,  $L_3 = 9,79$  мм,  $L_4 = 8,85$  мм,  $L_5 = 9,51$  мм,  $L_6 = 9,27$  мм,  $L_7 = 9,82$  мм,  $L_8 = 8,93$  мм,  $L_9 = 8,52$  мм,  $L_{10} = 8,08$  мм,  $L_{11} = 7,93$  мм,  $L_{12} = 8,25$  мм,  $L_{13} = 8,36$  мм,  $L_{14} = 8,47$  мм,  $L_{15} = 8,22$  мм,  $L_{16} = 15,38$  мм.

Ширина резонаторов:  $W_1 = 9,45$  мм,  $W_2 = 27,32$  мм,  $W_3 = 10,19$  мм,  $W_4 = 13,48$  мм,  $W_5 = 11,93$  мм,  $W_6 = 11,92$  мм,  $W_7 = 10,75$  мм,  $W_8 = 10,61$  мм,  $W_9 = 9,45$  мм,  $W_{10} = 9,94$  мм,  $W_{11} = 12,27$  мм,  $W_{12} = 11,05$  мм,  $W_{13} = 10,78$  мм,  $W_{14} = 10,47$  мм,  $W_{15} = 10,12$  мм,  $W_{16} = 9,45$  мм.

Ширина диафрагм:  $T_1 = 7,39$  мм,  $T_2 = 8,05$  мм,  $T_3 = 7,17$  мм,  $T_4 = 6,64$  мм,  $T_5 = 6,54$  мм,  $T_6 = 6,92$  мм,  $T_7 = 7,12$  мм,  $T_8 = 7,40$  мм,  $T_9 = 5,45$  мм,  $T_{10} = 4,71$  мм,  $T_{11} = 4,59$  мм,  $T_{12} = 4,54$  мм,  $T_{13} = 4,54$  мм,  $T_{14} = 4,56$  мм,  $T_{15} = 5,38$  мм.

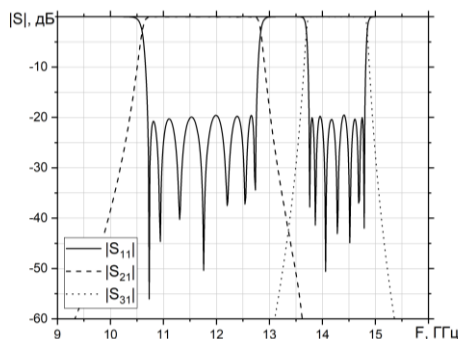


Рис. 4. Амплитудно-частотная характеристика диплексера.

Fig. 4. Amplitude–frequency response of the diplexer

## 4. Заключение

В работе рассмотрен метод проектирования *SIW*-диплексера в *Ku*-диапазоне и предложена методика расчета устройства на основе сдвоенных фильтров ФНЧ — ППФ и ФВЧ — ППФ. Разработанная процедура позволяет последовательно переходить от заданных требований по полосам пропускания и заграждения к параметрам резонаторов, коэффициентам связи и далее к конкретной геометрии *SIW*-структуры на печатной плате. Особое внимание уделено входному резонансному каскаду, обеспечивающему согласование общего порта и дополнительное управление частотной характеристикой устройства.

Показано, что использование *SIW*-технологии позволяет создавать компактные и эффективные устройства для современных систем связи, сохраняя при этом преимущества классических волноводных фильтров по добротности и уровню потерь. Хотя рассматриваемая конструкция относится к сантиметровому диапазону, предложенный подход непосредственно переносим и на миллиметровый диапазон благодаря масштабируемости *SIW*-топологий и их технологической совместимости с современными печатными технологиями. Полученные результаты подтверждают перспективность применения предложенной методики при проектировании диплексеров для спутниковых, радиолокационных и телекоммуникационных систем, а также демонстрируют возможность дальнейшего расширения подхода на более сложные многополосные устройства.

## Благодарности

Работа выполнена при финансовой поддержке Российского научного фонда, грант № 24-15-20044, <https://rscf.ru/project/24-15-20044/>.

## Список литературы

- [1] Deslandes D., Wu K. Integrated microstrip and rectangular waveguide in planar form // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. 2001. Vol. 11, no. 2. P. 68–70.
- [2] Asgharivaskasi R. et al. Ultra-compact quad-band half-mode SIW bandpass filter for Sub-6 GHz 5G applications. Sci. Rep., 2025, vol. 1, no. 15. Art. 30077.
- [3] Bozzi M., Georgiadis A., Wu K. Review of substrate integrated waveguide (SIW) circuits and antennas // IET Microwaves, Antennas & Propagation. 2011. Vol. 5, no. 8. P. 909–920.
- [4] Букин С. П., Крутиев С. В., Губский Д. С. Полосно-пропускающий SIW-фильтр с шестью перекрестно связанными резонаторами // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2025. Т. 8, № 5. С. 787—803.
- [5] Baba N. H. et al. Design of Microwave Radiating SIW Diplexer. In : 2019 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP). IEEE, 2019. P. 1–3.
- [6] Bouchra R. C Band SIW Diplexer. In : International Conference on Innovations in Science, Engineering & Technology. 2022.
- [7] Huang J. M., Xing H. T., Ma Z. H. Substrate-integrated Waveguide Bandpass Filter for 5G Applications // Sensors and Materials. 2024. Vol. 36, no 3. P. 1105.
- [8] Букин С. П., Крутиев С. В. Квазиэллиптический полосно-пропускающий фильтр, выполненный по SIW-технологии // Физические основы приборостроения. 2024. Т. 13, № 2(52). С. 13—21.
- [9] Chen X., Wu K. Low-Loss Ultra-Wideband Transition Between Conductor Backed Coplanar Waveguide and Substrate Integrated Waveguide. In: IEEE MTT-S International Microwave Symposium. 2009. P. 349–352.
- [10] Букин С. П., Крутиев С. В. Многослойный полосно-пропускающий СВЧ-фильтр, выполненный по SIW-технологии // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2024. Том 7, № 4. С. 720—733.

## Информация об авторах

**Кафаров Руслан Гайдарович**, магистрант, инженер-исследователь, Новгородский государственный университет имени Ярослава Мудрого (Великий Новгород, Россия).

**Бельшев Андрей Александрович**, аспирант, Новгородский государственный университет имени Ярослава Мудрого, (Великий Новгород, Россия).

**Бичурин Мирза Имамович**, доктор физико-математических наук, профессор, заведующий кафедрой, Новгородский государственный университет имени Ярослава Мудрого (Великий Новгород, Россия).

**Крутиев Сергей Владимирович**, кандидат физико-математических наук, доцент, доцент кафедры Радиопизика физического факультета, Южный федеральный университет. (Ростов-на-Дону, Россия).

**Корж Вячеслав Николаевич**, студент физического факультета, Южный федеральный университет. (Ростов-на-Дону, Россия).

**Тарасенко Семен Алексеевич**, студент физического факультета, Южный федеральный университет. (Ростов-на-Дону, Россия).



## Development and Investigation of SIW-Based Diplexer

S. V. Krutiev¹, R. G. Kafarov², V. N. Korzh¹, S. A. Tarasenko¹,  
A. A. Belyshev², and M. I. Bichurin²

¹*Southern Federal University*

*5, Sorge St., Rostov-on-Don, 344090, Russian Federation*

²*Yaroslav-the-Wise Novgorod State University*

*41, Bol'shaya Sankt-Peterburgskaya St., Veliky Novgorod, 173003, Russian Federation*  
*skrutiev@sfedu.ru*

Received: May 20, 2026

Peer-reviewed: June 1, 2026

Accepted: June 1, 2026

**Abstract:** This work presents a design methodology for a diplexer based on SIW technology, i.e., substrate integrated waveguide technology. An electrodynamic analysis and synthesis of a diplexer operating in the frequency bands of 10.7–12.75 GHz and 13.75–14.8 GHz are carried out. A compact diplexer design is proposed. In addition, a diplexer design method based on a low-pass filter and a high-pass filter is considered. It is shown that the use of SIW technology makes it possible to achieve a high quality factor, low losses, and compactness of microwave components.

**Keywords:** diplexer, SIW, low-pass filter, high-pass filter, microwave filter.

**For citation (IEEE):** S. V. Krutiev, R. G. Kafarov, V. N. Korzh, S. A. Tarasenko, A. A. Belyshev, and M. I. Bichurin, “Development and Investigation of an SIW-Based Diplexer,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 9, no. 6, pp. 1367—1377, 2026, doi: 10.21227/b2tc-n579. (In Russ.).

## References

- [1] D. Deslandes and K. Wu, “Integrated microstrip and rectangular waveguide in planar form,” *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 11, no. 2, pp. 68–70, 2001.
- [2] R. Asgharivaskasi, et al., “Ultra-compact quad-band half-mode SIW bandpass filter for Sub-6 GHz 5G applications,” *Sci. Rep.*, vol. 15, no. 1, art. 30077, 2025.
- [3] M. Bozzi, et al., “Review of substrate integrated waveguide (SIW) circuits and antennas,” *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 5, no. 8, pp. 909–920, 2011.
- [4] S. P. Bukin, S. V. Krutiev, and D. S. Gubsky, “Bandpass SIW Filter with Six Cross-Coupled Resonators,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 8, no. 5, pp. 787–803, 2025. (In Russ.).
- [5] N. H. Baba, et al., “Design of Microwave Radiating SIW Diplexer,” in *IEEE Conference*, 2015.
- [6] R. Bouchra, “C Band SIW Diplexer,” in *International Conference on Innovations in Science, Engineering & Technology*. 2022.
- [7] J. M. Huang, et al., “Substrate-integrated Waveguide Bandpass Filter for 5G Applications,” *Sensors and Materials*, vol. 36, no 3, pp. 1105, 2024.

- [8] S. P. Bukin and S. V. Krutiev, "Quasi-Elliptic Bandpass Filter Implemented Using SIW Technology," *Physical Bases of Instrumentation*, vol. 13, no. 2(52), pp. 13–21. 2024. (In Russ.).
- [9] X. Chen and K. Wu, "Low-Loss Ultra-Wideband Transition Between Conductor Backed Coplanar Waveguide and Substrate Integrated Waveguide," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, pp. 349–352, 2009.
- [10] S. P. Bukin and S. V. Krutiev, "Multilayer Microwave Bandpass Filter Implemented Using SIW Technology," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 7, no. 4, pp. 720–733, 2024. (In Russ.).

### Information about the authors

**Ruslan G. Kafarov**, master's student, Department of Design and Technology of Radio Equipment, research engineer, Yaroslav-the-Wise Novgorod State University, Veliky Novgorod, Russian Federation.

**Andrey A. Belyshev**, postgraduate student, Department of Design and Technology of Radio Equipment, Yaroslav-the-Wise Novgorod State University, Veliky Novgorod, Russian Federation.

**Mirza I. Bichurin**, doctor of Physical and Mathematical Sciences, Professor, Head of the Department of Design and Technology of Radio Equipment, Yaroslav-the-Wise Novgorod State University, Veliky Novgorod, Russian Federation.

**Sergey V. Krutiev**, Candidate of Physical and Mathematical Sciences, Associate Professor at the Department of Radiophysics, Faculty of Physics, Southern Federal University, Rostov-on-Don, Russia.

**Vyacheslav N. Korzh**, student, Faculty of Physics, Southern Federal University, Rostov-on-Don, Russian Federation.

**Semen A. Tarasenko**, student, Faculty of Physics, Southern Federal University, Rostov-on-Don, Russian Federation.

УДК 621.396.98

# **Проблемы перевода радиомаячной системы инструментального захода воздушных судов на посадку категории II ПРМГ-ОМД в международный диапазон волн и методы их разрешения**

^{1,2} Криворучко Ю. Т., ² Король В. М., ² Бузылев В. В.

¹Санкт-Петербургский государственный университет гражданской авиации  
ул. Пилотов, д. 38, г. Санкт-Петербург, 196210, Российская Федерация

²АО «Обуховский завод»  
пр. Обуховской Обороны, д. 120, г. Санкт-Петербург, 192012, Российская Федерация  
*krivoruchko.yuri@mail.ru*

Получено: 24 мая 2026 г.

Отрецензировано: 1 июня 2026 г.

Принято к публикации: 1 июня 2026 г.

**Аннотация:** *Анализируются причины и противоречия, которые требуют реформации посадочных систем государственной авиации. Предложены варианты замены систем спутниковой навигации для проведения траекторных измерений в процессе проведения государственных испытаний новой посадочной системы ПРМГ-ОМД.*

**Ключевые слова:** *системы посадки самолетов, система сотовой связи GSM-900, летные испытания, летающая лаборатория.*

**Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008):** Криворучко Ю. Т., Король В. М., Бузылев В. В. Проблемы перевода радиомаячной системы инструментального захода воздушных судов на посадку категории II ПРМГ-ОМД в международный диапазон волн и методы их разрешения // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2026. Т. 9, № 6. С. 1378—1366.

**Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018):** Криворучко, Ю. Т. Проблемы перевода радиомаячной системы инструментального захода воздушных судов на посадку категории II ПРМГ-ОМД в международный диапазон волн и методы их разрешения / Ю. Т. Криворучко, В. М. Король, В. В. Бузылев // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. — 2026. — Т. 9, № 6. — С. 1378—1366.

## **1. Введение**

Первая отечественная система слепой посадки метрового диапазона волн была разработана для ночных посадок бомбардировщиков ДБ-3 во

время войны с Финляндией в 1939 году. Системы посадки, работающие в диапазоне метровых волн, имели ряд характерных недостатков. Это определило дальнейший переход радиомаяков, в первую очередь для государственной авиации, в дециметровый диапазон [1]. В настоящее время в государственной авиации РФ эксплуатируются морально устаревшие системы дециметрового диапазона ПРМГ-76. Развитие систем сотовой связи GSM-900, которые работают в этом же диапазоне, определило необходимость перевода систем РСБН/ПРМГ в международный диапазон.

В РФ создана навигационная система РСБН международного диапазона «Тропа-СМД» и проходит государственные испытания посадочная система международного диапазона ПРМГ-ОМД. В состав наземного оборудования входят курсовой, глиссадный и дальномерный радиомаяки, а также аппаратура контроля сигнализации и управления. На рисунках 1, 2 представлены разработанные АО НПО «Обуховский завод» глиссадный и курсовой радиомаяки отечественной системы посадки международного диапазона волн ПРМГ-ОМД.



Рис. 1. Глиссадный радиомаяк ПРМГ-ОМД.

Fig. 1. Glide path radio beacon ПРМГ-ОМД



Рис. 2. Курсовой радиомаяк ПРМГ-ОМД.

Fig. 2. ПРМГ-ОМД course radio beacon

Бортовое оборудование предназначено для приема, усиления и передачи сигналов на индикаторы пилоту и в САУ, передачу соответствующих угловых отклонений, а также расстояний до расчетной точки приземления. Эти устройства работают в дециметровом диапазоне радиоволн [2]. ПРМГ-ОМД обеспечивает выдачу на ВС при взаимодействии с его бортовой аппаратурой РСБН/ПРМГ информации об отклонениях ВС от установленных траекторий курса и глиссады, а так же дальности ВС до точки приземления на взлетно-посадочную полосу (ВПП). Система ПРМГ-ОМД имеет следующие преимущества:

1. Обеспечение работы системы ПРМГ в международном диапазоне частот 962—1000,5 МГц в соответствии с рекомендациями работ по теме «Конверсия» с целью исключения помех от сотовых систем связи [3, 4].

2. Повышение надежности системы в соответствии с современными требованиями. Задание требований по уровням целостности и непрерывности обслуживания для обеспечения необходимого уровня безопасности при выполнении заходов на посадку в автоматическом режиме.

3. Организация информационного обмена между бортовым и наземным оборудованием с целью обеспечения на борту ВС опознавания, информации о состоянии радиомаяков и категории системы посадки, а также информации от воздушных судов на КДП, характеризующей процесс захода на посадку [3, 4].

Таблица 1. Диапазоны частот систем ПРМГ и ПРМГ-ОМД [3, 4].

Table 1. Frequency ranges of ПРМГ and ПРМГ-ОМД systems [3, 4]

Диапазон частот/ Кол-во каналов	ПРМГ-76У	ПРМГ-ОМД	
	40	Отечественный диапазон частот 8	Международный диапазон частот 8
Курсовой радиомаяк	905,1—932,4 МГц 927,5—932,4 МГц.	927,5—932,4 МГц	990,0—994,9 МГц
Глиссадный радиомаяк	939,6—966,9 МГц 962,0—966,9 МГц.	962,0—966,9 МГц	
Ретранслятор дального- мера (борт — земля): (земля — борт):	772,0—808,0 МГц 804,0—808,0 МГц 939,6—966,9 МГц	804,0—808,0 МГц	981,6—986,5 МГц
		962,0—966,9 МГц	

При информационном обмене по каналу «земля — борт» производится:

- опознавание системы посадки;
- подтверждение категории ПРМГ и готовностей ее подсистем.

При информационном обмене по каналу «борт — земля» определяются:

- номер борта;
- текущие данные о положении самолета относительно заданной траектории снижения по курсу и глиссаде;
- дальность до точки приземления;
- текущие высота и курс ЛА.

При передаче на борт по каналу АПД информации о состоянии и категории системы ПРМГ-ОМД достигается обеспечение требований по непрерывности обслуживания и целостности, что является основным фактором обеспечения полетов на критических этапах заходов на посадку и посадки, позволяет стандартизировать системы для выполнения автоматического захода на посадку.

Рекомендуемые ИКАО уровни целостности и непрерывности обслуживания к оборудованию системы посадки, которые применяются для обслуживания полетов по категории II и IIIA в автоматическом режиме:

- Уровень целостности для любой единичной посадки:  $1-0,5 \times 10^{-9}$ ;
- Уровень непрерывности обслуживания для любого 15-секундного периода времен:  $1-2 \times 10^{-6}$ .

Далее представлен результат разработки мер по решению задач проведения летных проверок средств РТО полетов воздушными судами лабораториями Ан-26, оборудованными аппаратурой летного контроля АСЛК-75М-04 в условиях отсутствия устойчивого приема сигналов спутниковой навигации GPS, ГЛОНАСС.

## **2. АСЛК-75М-04**

### **2.1. Назначение АСЛК-75М-04**

Автоматизированная система летного контроля (АСЛК-75М-04), установленная на воздушном судне-лаборатории (ВСЛ) типа «Ан-26», предназначена для летных проверок на всех этапах испытаний и эксплуатации параметров и характеристик наземных средств радиотехнического обеспечения полетов (РТОП), средств связи и систем светосигнального оборудования (ССО).

### **2.2. Анализ требований для модернизации АСЛК-75М-04**

В связи с тем, что отсутствует возможность выполнения летных проверок средств радиотехнического обеспечения полетов ВСЛ, оборудованных аппаратурой летного контроля АСЛК-75М-04 из-за ухудшения авиационной обстановки, связанной с отсутствием устойчивого приема сигналов глобальной навигационной спутниковой системы (ГНСС), требуется модернизация аппаратуры и программного обеспечения АСЛК-75М-04.

Одной из основных задач при выполнении летных проверок (далее — ЛП) наземных средств радиотехнического обеспечения полетов (далее — средств РТОП) является определение местоположения воздушного судна-лаборатории (далее — ВСЛ) относительно эталонной траектории полета. В настоящий момент в алгоритмах решения данной задачи в

АСЛК-75М-04 используется методика определения местоположения ВСЛ по координатам, полученным от спутниковой навигационной системы (далее — СНС). Аппаратура АСЛК-75М-04 создавалась в начале двухтысячных годов. В тот период времени наблюдался подъем использования систем СНС не только в народном хозяйстве, но и в других военных и гражданских структурах, особенно в авиации. Поэтому основой для всех расчетов, используемых в ПО АСЛК, были данные СНС. Посредством СНС выстраивалась сетка координат объектов при выполнении ЛП. Это позволяло выполнять ЛП средств РТОП в условиях ухудшенной метеоситуации в районе аэродрома, что особенно ценно в условиях переходных периодов: осень — зима и весна — лето, а также позволяло существенно сократить время выполнения ЛП на аэродроме.

В современных условиях существенного ухудшения качества сигнала СНС, вызванных мерами обеспечения безопасности, иногда становится невозможным использование СНС для целей навигации, самолетовождения и, соответственно, выполнения ЛП средств РТОП на аэродромах государственной авиации.

Для определения местоположения ВСЛ относительно эталонной траектории по курсу и глиссаде в режиме ПОСАДКА необходимо определить дальность ВСЛ от торца ВПП, высоту полета, угловое отклонение ВСЛ относительно оси ВПП в горизонтальной плоскости, угловое отклонение ВСЛ от эталонной глиссады в вертикальной плоскости при полете ВСЛ на прямой по курсу посадки (заход на посадку).

Угловые отклонения от эталонной траектории захода на посадку определяются посредством аппаратуры траекторных измерений (АТИ), высота полета определяется электронным высотомером ВБЭ-2Э из состава АСЛК-75М-04. А вот дальность ВСЛ до торца ВПП при отсутствии сигналов СНС в настоящий момент определить не представляется возможным. Следовательно, основной задачей в условиях ухудшения или отсутствия сигналов СНС является определение дальности ВСЛ до торца ВПП.

### 2.3. Предлагаемые варианты решения

В качестве обеспечения возможности выполнения ЛП средств РТОП предлагается несколько вариантов решения вопроса.

#### *Вариант 1.*

Развитие возможностей АТИ и ПО АСЛК без дополнительного оборудования. Этот метод определения дальности основан на расчете параметров прямоугольного треугольника.

Используемая аппаратура (наземная часть):

Аппаратура траекторных измерений (АТИ) — позволяет отслеживать угловые отклонения цели от эталонной траектории по курсу и глиссаде.

Видеокамера на треноге из состава АТИ устанавливается таким образом, что оптическая ось камеры создает эталонную траекторию:

- по курсу, если место установки аппаратуры АТИ определено на продолжении осевой линии ВПП, у места установки курсовой антенны КРМ;

- по глиссаде, если место установки аппаратуры АТИ определено на месте установки глиссадного радиомаяка, с учетом правил установки АТИ для определения угла наклона глиссады;

- по курсу и глиссаде, если место установки аппаратуры АТИ определено индивидуально для конкретного аэродрома. В этом случае необходима доработка ПО АТИ в части возможности одновременного использования угловых отклонений цели по курсу и глиссаде.

Аппаратура обработки и передачи информации (АОПД) из состава АТИ принимает информацию угловых отклонений от эталонной траектории от камеры, обрабатывает полученные данные и через канал передачи телеметрической информации (плата МЧК-2, радиостанция «Юрок» с антенной УКВ диапазона, мобильный вычислительный комплекс МВК-2) передает информацию на борт самолета-лаборатории.

Используемая аппаратура (бортовая часть):

Цифровой высотомер ВБЭ-2Э для определения и выдачи в бортовой вычислительный комплекс высоты полета.

Бортовой вычислительный комплекс (БСД, панельный компьютер на рабочем месте оператора) и радиостанция «Юрок» для приема телеметрической информации от АТИ.

Рассмотрим прямоугольный треугольник на рисунке 3.

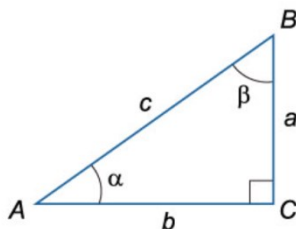


Рис. 3. Прямоугольный треугольник.

Fig. 3. Right triangle

В треугольнике катет  $BC$  ( $a$ ) — высота полета, гипотенуза  $AB$  ( $c$ ) — наклонная дальность ВСЛ до места установки аппаратуры АТИ,  $\alpha$  — угол наклона глиссады.





Получив значение дальности, используя информацию высотомера, определяем местоположение ВСЛ относительно эталонной траектории.

Достоинства данного метода состоят в том, что без существенных технических доработок появляется возможность выполнения ЛП некатегорированных направлений посадки.

Недостатки — зависимость от погодных условий. Наличие наклонной видимости не менее 8 км, высота нижней границы облачности не ниже 400 м.

Необходимо рассчитать величину погрешности измерения дальности в условиях сильной болтанки (боковой или попутный ветер), сдвига ветра. Ошибку в данном случае может выдавать высотомер ВБЭ-2Э, она будет несущественной на больших расстояниях, более 3 км, и возрастет в ближней зоне полета, менее 3 км. Потребуется работы по определению систематической погрешности высотомера ВБЭ-2Э в соответствии с регламентом ТО изделия через каждые 200 часов налета ВСЛ. В случае увеличения погрешности измерения дальности ее необходимо компенсировать одним из известных методов из теории метрологии (например, увеличение количества измерений, так как изменить метод измерений на данном этапе не представляется возможным).

Указанные недостатки, очевидно, приведут к увеличению времени выполнения ЛП средств РТОП, и увеличению количества полетного времени на ЛП.

Для обеспечения более точного определения местоположения ВСЛ по дальности предлагается второй вариант.

*Вариант 2 — использование инерциальной системы.*

Инерциальная навигация — метод навигации (определения координат и параметров движения различных объектов — судов, самолетов, ракет и др.) и управления их движением, основанный на свойствах инерции тел, являющийся автономным, т. е. не требующим наличия внешних ориентиров или поступающих извне сигналов. Неавтономные методы решения задач навигации основываются на использовании внешних ориентиров или сигналов (например, звезд, маяков, радиосигналов и т. п.). Эти методы в принципе достаточно просты, но в ряде случаев не могут быть осуществлены из-за отсутствия видимости или наличия помех для радиосигналов и т. п. Необходимость создания автономных навигационных систем явилась причиной возникновения инерциальной навигации.

Сущность инерциальной навигации состоит в определении ускорения объекта и его угловых скоростей с помощью установленных на движущемся объекте приборов и устройств, а по этим данным — местоположения (координат) этого объекта, его курса, скорости, пройденного пути и

др., а также в определении параметров, необходимых для стабилизации объекта и автоматического управления его движением. Это осуществляется с помощью:

- датчиков линейного ускорения (акселерометров);
- гироскопических устройств, воспроизводящих на объекте систему отсчета (например, с помощью гиросtabilизированной платформы) и позволяющих определять углы поворота и наклона объекта, используемые для его стабилизации и управления движением;
- вычислительных устройств, которые по ускорениям (путем их интегрирования) находят скорость объекта, его координаты и другие параметры движения.

Преимущества методов инерциальной навигации состоят в автономности, помехозащищенности и возможности полной автоматизации всех процессов навигации. Благодаря этому методы инерциальной навигации получают все более широкое применение при решении проблем навигации надводных судов, подводных лодок, самолетов, космических аппаратов и других движущихся объектов.

Для компенсации накапливающихся погрешностей в углах ориентации и координатам, свойственным ИНС, используются данные других навигационных систем, в частности спутниковой системы навигации (СНС), радионавигации, магнитометра (для получения данных по курсу), одометра (для получения данных о пройденном пути в наземном применении).

В нашем случае возможна коррекция по СНС, так как неустойчивый сигнал СНС или его отсутствие характерны в районе аэродрома в радиусе 5—8 км, в зависимости от размеров аэродрома и мощности аппаратуры защиты. То есть если ВСЛ будет выполнять заход на посадку по стандартной схеме, длина которой составляет примерно 12—20 км, то во время выполнения полета между 2-м, 3-м и 4-м разворотами возможно появление сигналов СНС.

Для использования данного метода определения местоположения ВСЛ относительно эталонной траектории необходимо корректировать бортовую часть ПО АСЛК.

Достоинства данного метода: независимость от СНС в районе аэродрома и возможность выполнения ЛП категоризованных направлений посадки аэродромов.

Недостатки метода: большая стоимость работ и оборудования. Доработка с использованием данного метода потребует длинный промежуток по времени, примерно 2—3 года.

### *Вариант 3.*

Установка модуля ГНСС типа 468157.119 с помехоустойчивой антенной СНС («Комета»).

Предлагается к установке следующее дополнительное оборудование: модуль ГНСС типа 468157.119 с помехоустойчивой антенной СНС, размещенные на борту ВСЛ и обеспечивающие измерение текущих навигационных параметров по сигналам космических навигационных систем и определение на их основе координат и скорости объекта в автономном или кодовом дифференциальных режимах.

Выходная полетная информация с выходов датчиков сигналов транслируется в БСД. Для получения данных о местоположении ВСЛ до контрольной точки используется сигналы ГНСС, получаемые на борту ВСЛ приемоизмерителем СНС в бортовом оборудовании комплекса. Данные о местоположении ВСЛ (широта, долгота, высота, время, курс) с антенны СНС через приемник ГНСС поступают в БСД, где по этой информации рассчитывается траектория движения ВСЛ относительно контролируемого навигационного средства. По полученным координатам осуществляется пересчет местоположения ВСЛ.

Достоинства метода: независимость от погодных условий, а также появляющаяся возможность выполнения ЛП категоризованных направлений посадки, вплоть до 3 категории по требованиям ИКАО.

Недостаток метода — установка модуля ГНСС типа 468157.119 с помехоустойчивой антенной СНС в условиях АРЗ.

### *Вариант 4.*

Расчет удаления в зависимости от вычисленной средней скорости ВСЛ. Средняя скорость вычисляется по времени пролета ориентиров.

Ориентиры:

- для аэродромов МО с ПРМГ — ДПРМ, БПРМ, торец ВПП;
- для аэродромов с *ILS* (метровый диапазон) — ДПРМ, БПРМ, с маркерными радиомаяками (как правило они оборудуются светосигнальным оборудованием), торец ВПП.

Достоинства: минимальные финансовые вложения, потребуется только коррективка ПО и проведение специальных летных испытаний метода.

Недостатки: зависимость от погодных условий (400×8), низкая информативность на борту ВСЛ — во время захода есть данные КППМ и углового отклонения, итоговые данные становятся известными только после окончания работы программы вычислений, т. е. после прохода порога ВПП.

## 2.4. Погрешности измерений аппаратуры летного контроля

Аппаратура летного контроля проводит измерения траектории полета с целью определения своего местоположения относительно эталонной траектории. Измерения проводятся бортовой аппаратурой с известными погрешностями. Например, в нашем случае для определения местоположения ВС происходит с использованием аппаратуры спутниковой навигации, которая имеет следующие погрешности, таблица 2.

Таблица 2. Погрешности аппаратуры спутниковой навигации.

Table 2. Errors of satellite navigation equipment

Параметр	ГЛОНАСС	GPS	GPS+ГЛОНАСС
Количество исправных спутников	22	29	51
Погрешность по широте, м	5,37—8,44	2,92—5,01	2,77—4,13
Погрешность по долготе, м	5,77—9,68	2,27—4,14	2,02—3,89
Погрешность по высоте, м	13,38—18,30	6,41—10,93	6,41—10,93
Среднее количество спутников в навигационных определениях	7—8	9—11	14—19

Как видно из представленной таблицы, погрешность определения местоположения ВС находится в пределах от  $\pm 2$  до  $\pm 5$  метров в плане и от  $\pm 7$  до  $\pm 19$  метров по высоте.

Таблица 3. Требуемые погрешности измерений.

Table 3. Required measurement errors

Оцениваемый параметр РМС	Участок измерений	Погрешность (для вероятности 0,95)		
		ILS	СП	ПРМГ
Смещение средней линии курса от осевой линии ВПП у порога ВПП	От точки А до точки Д	Не хуже 1 метра		
Отклонение угла глиссады от установленного значения	От точки А до точки В	2 уг. мин		

Таблица 4. Погрешность используемой аппаратуры траекторных измерений.

Table 4. Error of the used trajectory measurement equipment

Погрешность измерения углов по каналу курса, не более	1'
Погрешность измерения углов по каналу глиссады, не более	1,2'

В таблице 4 приведена погрешность используемой аппаратуры траекторных измерений, в составе которой применяется видеокамера с высоким разрешением и возможностью автоматического изменения фокусного расстояния.

Таким образом, используя информацию о траектории полета ВС, полученную от аппаратуры траекторных измерений с видеокамерой, мы получаем необходимую точность определения местоположения ВС, таблица 3.

## **2.5. Результаты полетов в рамках государственных испытаний ПРМГ-ОМД в период с 19.03.2026 по 15.05.2026**

Полеты проводились на летающей лаборатории (ЛЛ) ВС Ан-26 АСЛК-75М-04. Выполнено 15 полетов по курсу и глиссаде, в режиме определения характеристик ПРМГ-ОМД. Полеты выполнялись в условиях отсутствия сигналов спутниковой навигации и активной работы РЭБ аэродрома. В АСЛК-75М-04 использовалось модернизированное программное обеспечение, позволяющее выполнять летные проверки в условиях отсутствия сигналов спутниковой навигации.

Цель полетов:

— Выполнение программы летной части государственных испытаний системы инструментальной посадки ПРМГ-ОМД, включающем два комплекта аппаратуры для резервирования;

1. Режим ПРМГ (ПОСАДКА).

— Включение и проверка работоспособности — норма.

— Захват К, Г и Д при выполнении четвертого разворота — норма.

— Планки К и Г отрабатывают правильно и плавно, в соответствии с цифровыми значениями (при визуальном наблюдении) — норма.

— Дальность после захвата на прямой, удаление 8—9 км, работает устойчиво, значения меняются правильно, в соответствии с положением ВС на траектории — норма.

— Знак передаваемой телеметрической информации при визуальном наблюдении соответствует стороне отклонения ВС от эталонной траектории.

— График траектории ВС рисуется без выбросов, данные принимаемые на борту ВС соответствуют данным, передаваемым АТИ с земли.

*Результаты измерений параметров курсового радиомаяка.*

В первых полетах (до проведения корректирующих мероприятий) наблюдалась разница между значениями средней линии курса в отечественном и международном режимах. На примере первого комплекта маяка разница по средним значениям (среднее по двум заходам) составила:

$L_0$  ОД = 5,8 м;  $L_0$  МД = 1,0 м

По результатам измерений величин полусекторов в ОД: ЛПС =  $-61,6'$ , ППС =  $78,58'$ ,  $\delta S = 18,8$ ,  $A = 6,3\%$ ;

в МД ЛПС =  $-66,0'$ , ППС =  $64,08'$ ,  $\delta S = 35,0$ ,  $A = 1,5\%$ .

Для расчета параметров курсового радиомаяка выполнены заходы на сечение курса, в которых были получены значения  $S_0$  для первого и второго комплектов в отечественном и международном диапазонах. Получены следующие средние значения на примере первых комплектов в ОД и МД:

$$S_0 \text{ ОД} = 0,18 \% \text{ КРС/мин};$$

$$S_0 \text{ МД} = 0,19 \% \text{ КРС/мин}.$$

При этом расчетное значение  $S_0 = 0,146 \% \text{ КРС/мин}$ . Как видно из полученных значений, данные по крутизне характеристики курсового радиомаяка соответствуют реальным параметрам: чем выше крутизна, тем уже сектор, что и наблюдалось по результатам измерений.

Поскольку при полетах на сечение курсового радиомаяка были получены графики, смещенные от центрального значения угла, соответствующее  $0^\circ$ , были проведены корректировочные мероприятия, а именно:

— С использованием комплексного стенда испытаний (КСИ) была откорректирована юстировка антенны курсового радиомаяка. Расчетным путем было получено значение в метрах от осевой линии ВПП в торце ВПП со стороны захода на посадку (антенна КРМ установлена слева на расстоянии 7 метров по полету от осевой линии ВПП и направлена на ближний привод со стороны захода на посадку в соответствии с ГОСТ). КСИ установлен в расчетную точку, и доворотом антенны КРМ получено значение  $0 \% \text{ КРС}$  в этой точке.

— Уточнены координаты дальнего привода, который являлся контрольной точкой для использования в расчетах  $S_0$  при выполнении сечения курсового радиомаяка и над которым выполнялся полет по сечению курса с курсом, отличным от посадочного на  $\pm 90^\circ$ . Оказалось, что дальний привод установлен не на продолжении осевой линии ВПП, а на 70 метров правее по полету, что и привело к смещению графика вправо, и пролет дальнего привода штурман самолета контролировал визуально. В дальнейшем эта ошибка была устранена, значения и графики получены верные,  $0 \% \text{ КРС}$  соответствовал пересечению самолетом угла, равного  $0^\circ$  (продолжение осевой линии ВПП).

После проведенных корректировочных мероприятий получены значения на примере первого комплекта оборудования в ОД:

$$\text{ОД: } L_0 = 1,18 \text{ м, ЛПС} = -85,43', \text{ ППС} = 85,5', \delta S = 3,0 \%, A = 0,3\%;$$

До проведения корректировочных мероприятий форма залегания линии курса в ОД имела изогнутый вид (вид «кормысла»).

После корректировки линия курса выровнялась, асимметрия полусекторов устранена, разница среднего положения линии курса в ОД и МД практически отсутствовала: 1,18 м и 1,0 м соответственно.

Проверены зоны действия КРМ в горизонтальной и вертикальной плоскостях. Полученные результаты показали, что маяк имеет большой запас дальности действия как в горизонтальной, так и в вертикальной плоскостях. В углах  $0^\circ$ ,  $\pm 10^\circ$  более 54 км — горизонтальная плоскость; в вертикальной плоскости угол зоны действия курсового радиомаяка более  $7^\circ$ .

В соответствии с программой летной части государственных испытаний проведены проверки работы системы автоматического контроля. Курсовой радиомаяк регулируется, пороги выставляются и регулируются. Результаты измерений приняты как положительные.

Проведена проверка влияния вертикальной составляющей курсового радиомаяка на положение средней линии курса. Результат должен был находиться в пределах  $\pm 5,4$  м от установленного значения  $L_0$ , что составляет  $\pm 1,7$  % КРС. Получен результат  $-0,68$  м, или:  $1,18 - 0,68 = 0,5$  м, что соответствует требованиям ТУ на курсовой радиомаяк.

*Результаты измерений параметров глиссидного радиомаяка.*

Для расчета параметров глиссидного радиомаяка выполнены заходы на сечение глиссады, в которых были получены значения  $S_0$  для первого и второго комплектов. Средние значения получены следующие:

$S_0$  I кт = 0,85 % КРС/мин;

$S_0$  II кт = 0,81 % КРС/мин.

При этом расчетное значение  $S_0 = 0,86$  % КРС/мин.

Форма линии глиссады ровная, без выбросов, искривления в пределах нормы.

Угол наклона глиссады установлен расчетный  $\Theta_0 = 162'$ , что соответствует углу  $2^\circ 42'$ .

Полусектора на первом и на втором комплектах имеют небольшие отклонения чувствительности  $\delta S$  1 кт = 0,5 %,  $\delta S$  2 кт =  $-1,7$  %, но имеют асимметрию  $A$  1 кт = 16,3 %; и  $A$  2 кт = 11,5 %. Дальнейшие попытки настройки параметров глиссады показали, что глиссада поддается настройке, поэтому полеты были приняты как положительные.

Проверена работа системы автоматического контроля (САК) глиссидного радиомаяка. Система САК работает нормально, параметры регулировке поддаются, аппаратура маяка откликается на вводимые поправки адекватно.

Проверена зона действия глиссидного радиомаяка в горизонтальной и вертикальной плоскостях. Как и в случае с курсовым радиомаяком, результаты показали большой запас по дальности действия маяка в горизонтальной плоскости, более 18 км на углах  $0^\circ$ ,  $\pm 8^\circ$ , в том числе и с пониженной мощностью излучения. Ложная глиссада на углах от  $0^\circ$  до  $6^\circ$  в вертикальной плоскости отсутствует.



*Результаты измерений параметров ретранслятора дальномера.*

Ретранслятор дальномера проверялся во всех полетах и показал большой запас по дальности в вертикальной и горизонтальной плоскостях. Ошибка по дальности составила  $\Delta D = 31$  м, что соответствует ТУ на ретранслятор дальномера.

#### 4. Выводы и рекомендации

Параметры и характеристики ПРМГ-ОМД, определенные с использованием АСЛК-75М-04, соответствуют ТУ на ПРМГ-ОМД. Параметры ПРМГ-ОМД соответствуют требованиям II категории.

Для правильной настройки КРМ и ГРМ инструментальной системы посадки типа ПРМГ-ОМД и уменьшения использования летного времени рекомендуется первоначально выполнить заходы на сечение КРМ и ГРМ, получить максимально близкие к расчетным значения  $S_0$ . В этом случае, как показала практика летной проверки ГРМ (получено  $S_0$  I кт = 0,85 % КРС/мин, при расчетном  $S_0 = 0,86$  % КРС/мин), при правильном определении места установки аппаратуры траекторных измерений получены номинальные значения параметров радиомаяков, что существенно снижает затраты и время на настройку и ввод в эксплуатацию инструментальной системы.

Для решения проблем наземной настройки и проверки ПРМГ-ОМД предложен комплексный стенд испытаний (КСИ) [3—7, 8—10].

На рис. 5, 6 приведены фото комплексного стенда испытаний на шасси автомобиля «КАМАЗ».

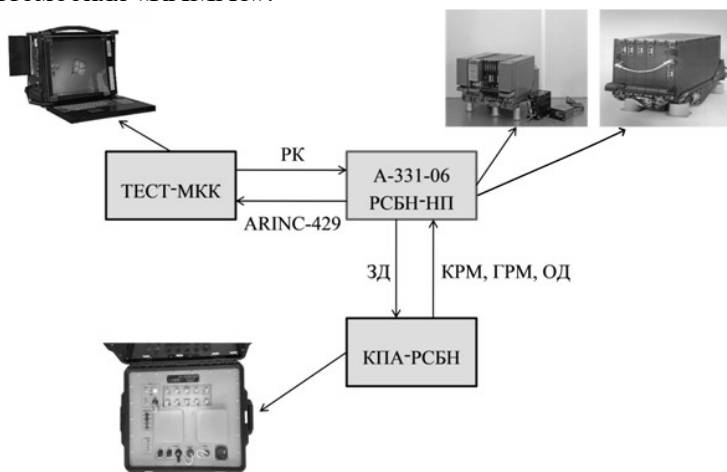


Рис. 5. Структура комплексного стенда испытаний.

Fig. 5. Structure of the integrated test rig



Рис. 6. Внешний вид комплексного стенда испытаний  
(выдвижная мачта в походном положении).

Fig. 6. External view of the integrated test rig  
(extendable mast in stowed position)

## 5. Заключение

1. В процессе проведения летных испытаний новой инструментальной системы посадки ПРМГ-ОМД решены проблемы проведения траекторных измерений положения ЛЛ Ан-26 при отсутствии сигналов СНС.

2. Положительные результаты испытаний ПРМГ-ОМД дают возможность обеспечить серийных выпуск системы посадки ПРМГ-ОМД, обеспечивающей электромагнитную совместимость с сетями сотовой связи LDE-900.

3. Комплексный стенд испытаний (КСИ) на базе автомобиля КАМАЗ подтвердил репутацию эффективного инструмента главного конструктора при проведении испытаний радиотехнических систем навигации и посадки.

## Список литературы

1. Г.А. Пахолков и др. Обработка сигналов в радиотехнических системах ближней навигации. М. : Радио и связь, 1992. 256 с.
2. Криворучко Ю. Т. и др. Комплекс А-331-06М, работающий в отечественном и международном диапазоне волн для отладки и проведения испытаний ПРМГ-ОМД. В сб. : Труды девятой общероссийской научно-практической конференции «Инновационные технологии и технические средства специального назначения». Санкт-Петербург. 2016. Том 1. С. 291—297.

3. Криворучко Ю. Т. и др. Радиомаячная система инструментального захода воздушных судов на посадку II категории дециметрового диапазона волн ПРМГ-ОМД // Труды девятой общероссийской научно-практической конференции «Инновационные технологии и технические средства специального назначения». Санкт-Петербург, 2016. Том 1. С. 297—304.
4. Криворучко Ю. Т. и др. Радиомаячная система инструментального захода воздушных судов на посадку категории II для работы в дециметровом отечественном и международном диапазонах волн ПРМГ-ОМД // Новости навигации. 2017. №1. С. 16—19.
5. Криворучко Ю. Т. и др. Обеспечение информационно-функциональной безопасности магистрально-модульных бортовых навигационно-посадочных комплексов специального назначения // Научное обеспечение технологий в космических исследованиях Земли. 2018. Том 10. С. 4—18.
6. Криворучко Ю.Т. и др. Совершенствование систем и средств посадки высокоманевренных летательных аппаратов классов 4++ и 5 // Новости навигации. 2018. № 3. С.17—26.
7. Криворучко Ю. Т. и др. Особенности построения и основные ТТХ нового посадочного радиолокатора ПРЛ-27С // Новости навигации. 2018. № 4. С. 27—33.
8. Криворучко Ю. Т. и др. Облик мобильного комплексного стенда испытаний ПРМГ-ОМД в ближней зоне. В сб. : Труды одиннадцатой общероссийской научно-практической конференции «Инновационные технологии и технические средства специального назначения». Санкт-Петербург, 2018. Том 2. С. 66—70.
9. Криворучко Ю. Т. и др. Методы оценки параметров ПРМГ-ОМД в ближней зоне с помощью мобильного комплексного стенда испытаний // Труды одиннадцатой общероссийской научно-практической конференции «Инновационные технологии и технические средства специального назначения». Санкт-Петербург, 2018. Том 2. С.70—72.
10. Криворучко Ю. Т. и др. Программно-аппаратная реализация алгоритмов в КСИ для испытаний ПРМГ-ОМД и сертификации бортовой аппаратуры навигации и посадки // Труды одиннадцатой общероссийской конференции «Инновационные технологии и технические средства специального назначения». Санкт-Петербург, 2018. Том 2. С. 72—75.

### Сведения об авторах

**Криворучко Юрий Тимофеевич**, д. т. н., профессор Санкт-Петербургского государственного университета гражданской авиации, главный конструктор направления интегрированных систем навигации и посадки, АО «Обуховский завод», г. Санкт-Петербург, Российская Федерация.

**Король Виктор Михайлович**, к. т. н., доцент, главный научный руководитель, АО «Обуховский завод», г. Санкт-Петербург, Российская Федерация.

**Бузылев Виталий Викторович**, начальник отдела, АО НПО «Обуховский завод», г. Санкт-Петербург, Российская Федерация.

# Problems Transver Radio Beacom Systems of Instrumental Approach Aircrafts Cathegory II PRMG-OMD in International UNF Range WAVE and Methods Solve

Yu. T. Krivoruchko^{1,2}, V. M. Korol², and V. V. Buzylev²

¹*St. Petersburg State University of Civil Aviation*  
38, Pilotov St., St. Petersburg, 196210, Russian Federation

*JRS «Obukhov Plant»*  
120, Obukhovskoy Oborony Prospect, St. Petersburg, 192012, Russian Federation  
krivoruchko.yuri@mail.ru

Received: May 24, 2026  
Peer-reviewed: June 1, 2026  
Accepted: June 1, 2026

**Abstract:** *The reasons and contradictions that require reforming state aviation landing systems are analyzed. Options for replacing satellite navigation systems for trajectory measurements during state testing of the new PRMG-OMD landing system are proposed.*

**Keywords:** *landing system, range-azimuth beacon, flight laboratory.*

**For citation (IEEE):** Yu. T. Krivoruchko, V. M. Korol, and V. V. Buzylev, “Problems Transver Radio Beacom Systems of Instrumental Approach Aircrafts Cathegory II PRMG-OMD in International UNF Range WAVE and Methods Solve,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 9, no. 6, pp. 1378–1396, 2026, doi: 10.21227/8spm-5462. (In Russ.).

## References

- [1] Pakholkov G. A., et al., *Signal processing in short-range radio navigation systems*, Moscow: Radio i Svyaz, 1992. (In Russ.).
- [2] Yu. T. Krivoruchko, et al., “The A-331-06M complex operating in the domestic and international wavebands for debugging and testing the PRMG-OMD,” in *Proceedings of the Ninth All-Russian Scientific and Practical Conference “Innovative Technologies and Technical Means for Special Purposes”*, St. Petersburg, vol. 1., pp. 291–297, 2016. (In Russ.).
- [3] Yu. T. Krivoruchko, et al., “The PRMG-OMD instrument approach radio beacon system for category II aircraft in the decimeter waveband,” in *Proceedings of the Ninth All-Russian Scientific and Practical Conference “Innovative Technologies and Technical Means for Special Purposes”*, Saint Petersburg, vol. 1, pp. 297–304, 2016. (In Russ.).
- [4] Yu. T. Krivoruchko, et al., “Instrument Approach Radio Beacon System for Category II Aircraft Operation in the Domestic and International UHF Wavebands PRMG-OMD,” *Navigation News*, no. 1, pp. 16–19, 2017. (In Russ.).
- [5] Yu. T. Krivoruchko, et al., “Ensuring Information and Functional Security of Special-Purpose Trunk-Modular Onboard Navigation and Landing Systems,” *High Tech in Earth Space Research*, vol. 10, pp. 4–18, 2018. (In Russ.).

- [6] Yu. T. Krivoruchko, et al., "Improving Landing Systems and Assets for Highly Maneuverable Aircraft of Classes 4++ and 5," *Navigation News*, no. 3, pp. 17–26, 2018. (In Russ.).
- [7] Yu. T. Krivoruchko, et al., "Design Features and Main Performance Characteristics of the New PRL-27S Landing Radar," *Navigation News*, no. 4, pp. 27–33, 2018. (In Russ.).
- [8] Yu. T. Krivoruchko, et al., "Design of the PRMG-OMD Mobile Integrated Test Rig in the Near-Field Zone," in *Proceedings of the Eleventh All-Russian Scientific and Practical Conference "Innovative Technologies and Special-Purpose Technical Means,"* St. Petersburg, vol. 2, pp. 66–70, 2018. (In Russ.).
- [9] Yu. T. Krivoruchko, et al., "Methods for assessing PRMG-OMD parameters in the near field using a mobile integrated test rig," in *Proceedings of the Eleventh All-Russian Scientific and Practical Conference "Innovative Technologies and Special-Purpose Technical Means,"* St. Petersburg, vol. 2, pp. 70–72, 2018. (In Russ.).
- [10] Yu. T. Krivoruchko, et al., "Software and hardware implementation of algorithms in the KSI for PRMG-OMD testing and certification of onboard navigation and landing equipment," in *Proceedings of the Eleventh All-Russian Conference "Innovative Technologies and Special-Purpose Technical Means,"* St. Petersburg, vol. 2, pp. 72–75, 2018. (In Russ.).

### Information about the authors

**Yuri T. Krivoruchko**, Dr. Tech. Sc., Professor of State University of Civil Aviation. Chief designer of navigation and landing systems, JRS "Obukhov Plant", St. Petersburg, Russian Federation.

**Victor M. Korol**, Ph.D., chief scientific director, JRS "Obukhov Plant", Sc. Petersburg, Russian Federation.

**Vitaly V. Buzylev**, Head of Division, JRS "Obukhov Plant", Sc. Petersburg, Russian Federation.

УДК 629.7.058.43:629.058

## **Определение оптимального размещения маяков DME для обеспечения навигационной спецификации A-RNP**

Рубцов Е. А.

Государственный НИИ гражданской авиации (ГосНИИ ГА)  
Волоколамское шоссе, 26, г. Москва, 123182, Российская Федерация

*rubtcov_ea@gosniiga.ru*

Получено: 24 мая 2026 г.

Отрецензировано: 1 июня 2026 г.

Принято к публикации: 1 июня 2026 г.

**Аннотация:** Международная организация гражданской авиации (ИКАО) рекомендует внедрение усовершенствованных навигационных спецификаций RNP (A-RNP). Для обеспечения требуемой точности самолетовождения предполагается применение глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС). Однако в ряде регионов их полноценное применение затруднено, что влечет за собой необходимость разработки и внедрения альтернативных систем навигации, позиционирования и синхронизации (APNT), что согласуется с планами ИКАО по развитию систем обеспечения полетов на период после 2030 г. В статье ставится задача определения оптимального размещения дальномерных маяков в составе системы DME/DME для обеспечения спецификации A-RNP. Разработана методика оценки оптимального расстояния между маяками DME при реализации высокоточной навигации по системе DME/DME, позволяющая максимизировать размеры рабочей области для заданной навигационной спецификации. Определены оптимальные расстояния между маяками DME для обеспечения навигационных спецификаций RNP2, RNP1 и RNP0.3, входящих в A-RNP. Полученные результаты позволяют оценить оптимальность размещения существующих маяков DME, разработать рекомендации при выборе позиции маяка DME при расширении навигационного поля существующих дальномерных систем, а также выбрать оптимальные с точки зрения размеров рабочей области позиции для двух маяков DME при внедрении новой системы DME/DME.

**Ключевые слова:** безопасность полетов, навигация основанная на характеристиках, PBN, навигационная спецификация, оптимальное размещение, рабочая область, DME, A-RNP, APNT.

**Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008):** Рубцов Е. А. Определение оптимального размещения маяков DME для обеспечения навигационной спецификации A-RNP // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2026. Т. 9, № 6. С. 1397—1414.

**Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018):** Рубцов, Е. А. Определение оптимального размещения маяков DME для обеспечения навигационной спецификации A-RNP / Е. А. Рубцов // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2026. — Т. 9, № 6. — С. 1397—1414.

## 1. Введение

Требуемые навигационные характеристики (*required navigation performance, RNP*) изначально были разработаны Международной организацией гражданской авиации (ИКАО) в целях упрощения изменения использования воздушного пространства. ИКАО признала, что традиционные процессы разработки технических стандартов не поспевают за изменениями глобальных навигационных спутниковых систем, навигационной инфраструктуры, производства полетов и авиационных систем. *RNP* были разработаны с целью спецификации требований воздушного пространства и производства полетов.

Для того чтобы логически обосновать и поддержать внедрение операций на основе *RNP*, ИКАО создала Исследовательскую группу по требуемым навигационным характеристикам и специальным эксплуатационным требованиям, которая разработала Руководство по навигации, основанной на характеристиках (*PBN*) (*Doc 9613*). В пятой редакции Руководства представлен инструктивный материал о новом типе навигационных спецификаций — усовершенствованное *RNP* (*Advanced RNP* или *A-RNP*), которое предусматривает единые квалификационные требования к воздушным судам для всех видов операций.

*A-RNP* устанавливает требования для всех районов выполнения полета. Так, спецификация требует следующих показателей суммарной погрешности системы (*total system error, TSE*) в горизонтальной плоскости:

- для океанических и удаленных районов — 2 м. мили;
- для континентальных воздушных трасс — 1 или 2 м. мили;
- для неточного захода на посадку — 0,3 м. мили;
- для ухода на второй круг — 1 м. мили.

Основным навигационным средством, обеспечивающим требуемую точность, является спутниковая система навигации. Однако, как отмечено в Руководстве по глобальной навигационной спутниковой системе (*Doc 9849*), в ряде случаев для ГНСС характерна нестабильная работа, обусловленная аномалиями.

Аномалией при функционировании ГНСС является ситуация, когда теряется возможность навигации по информации спутниковой системы или когда отсутствует возможность полагаться на эту информацию. В этом отношении аномалия подобна перерыву обслуживания. Она может быть связана с неисправностями приемника или антенны, недостаточным числом спутников в зоне видимости, плохой геометрией их взаимного расположения или затенением сигналов частями конструкции воздушного судна. Наблюдаемая аномалия может также являться результатом влияния помех (как непреднамеренных, так и преднамеренных, в том числе спуфинга).

Проблема нарушения работы ГНСС вызывает необходимость применения стратегий смягчения последствий как для обеспечения безопасности и регулярности аэронавигационного обслуживания, так и для создания препятствий тем, кто мог бы намереваться вызвать нарушения при производстве полетов. Наиболее действенным методом решения проблемы является использование наземных навигационных систем. Это отражено в Дорожной карте в области навигации Руководства по глобальной навигационной спутниковой системе (*Doc 9849*), где указано, что имеется потребность в применении альтернативных систем определения местоположения, навигации и синхронизации (*alternative positioning navigation and timing, APNT*) с целью в максимально возможной степени сохранить обслуживание в случае пропадания сигнала ГНСС. Для того чтобы стать эффективной, система *APNT* должна обеспечивать возможность ее реализации в относительно короткий срок, с приемлемыми экономическими затратами как на бортовую, так и на наземную инфраструктуру. Это подразумевает использование преимуществ существующих наземных систем и бортовой аппаратуры с последующим определением по мере необходимости пути дальнейшего развития. На начальном этапе в качестве адекватной альтернативы ГНСС в плане обеспечиваемой точности рассматривается система *DME/DME*, которая будет выступать в качестве корректора для бортовой инерциальной навигационной системы [1—3].

*DME* может применяться для обеспечения требований навигационных спецификаций *RNP*. Несмотря на то, что использование *DME* для обеспечения полетов не налагает каких-либо дополнительных технических требований на систему *DME*, тем не менее, в связи с этим возникает ряд дополнительных вопросов в отличие от традиционного использования *DME* с *VOR* для обеспечения обычных операций. В частности, результирующая точность определения местоположения зависит от дальности до маяков *DME* и геометрии их расположения. В этой связи необходимо принять ряд мер для обеспечения адекватной инфраструктуры *DME*, позволяющей обеспечить требуемую точность. Следовательно, актуальной ста-



новится задача исследования достижимой точности в пределах зоны действия системы *DME/DME* и определения оптимального расстояния между дальномерными маяками при обеспечении требований *A-RNP* [4].

## 2. Методы

Задача определения оптимального размещения маяков *DME* решается в несколько шагов, при этом задаются исходные значения точностных характеристик оборудования, расстояние между дальномерными маяками принимается минимальным.

На первом шаге определяется размер зоны действия каждого маяка *DME* с учетом закрытий (вызванных рельефом местности, зданиями и сооружениями), параметров атмосферы, высоты полета ВС.

На втором шаге определяется размер и форма рабочей области (РО) системы *DME/DME* для заданных требований по точности. Оценивается площадь перекрытия района и протяженность перекрытого участка воздушной трассы (ВТ) рабочей областью навигационной системы.

Полученные результаты фиксируются, после чего расстояние между маяками *DME* увеличивается и расчеты второго шага повторяются.

На третьем шаге производится анализ полученных данных, определяется оптимальное расстояние между дальномерными маяками для различных требований по точности согласно навигационной спецификации *A-RNP*.

Рассмотрим указанные шаги подробнее.

Дальность действия маяка *DME* определяется как [5, 6]:

$$D_3 = -\frac{16900 \times \operatorname{tg} \beta_3}{2} + \sqrt{\left(\frac{16900 \times \operatorname{tg} \beta_3}{2}\right)^2 + 16,9 \times (H_{\text{эш}} + h_{\text{ант}})}, \quad (1)$$

где  $D_3$  — дальность действия *DME* с учетом закрытий, км;

$H_{\text{эш}}$  — высота эшелона, м;

$h_{\text{ант}}$  — высота фазового центра антенны *DME*, м;

$\beta_3$  — угол закрытия.

Для существующих маяков *DME* график углов закрытия входит в состав документации объекта и расчет дальности действия не представляет сложности. Кроме того, при вводе объекта в эксплуатацию проводятся летные проверки, подтверждающие требуемый размер зоны действия путем прямого измерения уровня электромагнитного излучения.

Для нового, планируемого к внедрению оборудования, график углов закрытия необходимо построить. Наиболее точным, однако и трудозатратным будет выезд на место и измерение углов закрытия с помощью теодолита. Другой способ заключается в получении профилей местности и расчете углов закрытия для требуемых углов азимута (с требуемым шагом).

Получить данные о высотах рельефа можно с помощью цифровых моделей рельефа. Наиболее популярной моделью является *SRTM*, ее возможностей достаточно для получения графика углов закрытия новой позиции радиомаяка [7, 8].

Используемые в формуле (1) коэффициенты 16,9 и 16900 являются производными от эквивалентного радиуса Земли, найденного для стандартной атмосферы, при коэффициенте рефракции  $k_r=4/3$  [6, 7]:

$$a_{\text{эк}} = k_r \cdot a_0 = \frac{4}{3} \cdot 6370 \approx 8450 \text{ км}, \quad (2)$$

где  $a_{\text{эк}}$  — эквивалентный радиус Земли;

$a_0$  — фактический радиус Земли (6370 км);

$k_r$  — коэффициент рефракции.

Имея данные о параметрах атмосферы, эквивалентный радиус можно найти применяя следующее выражение [9]:

$$a_{\text{эк}} = \frac{a_0}{1 + a_0 \times \frac{dN}{dh} \times 10^{-5}}, \quad (3)$$

где  $dN/dh$  — градиент индекса преломления атмосферы.

Значение эквивалентного радиуса 8450 км, полученное в выражении (2), можно получить с применением выражения (3) принимая, что градиент индекса преломления  $dN/dh$  является неизменным и равен  $-0,04 \text{ м}^{-1}$ . Как показано в [9], такое упрощение можно применять только до высоты 1000 м (по данным других источников — до 2—3 км [10]). Анализ стандартной атмосферы, представленной в документе Международного союза электросвязи *ITU-R P.835-3 "Reference standard atmospheres"* показывает, что индекс преломления, как и градиент, изменяются с высотой по экспоненциальному закону: на достаточно больших высотах полета (более 2—3 км) реальная дальность действия оказывается меньше расчетной, и эта разница растет с увеличением высоты. Для учета этого факта целесообразно применять в расчетах коэффициент использования радиогоризонта, который также позволяет учесть влияние гидрометеоров [11]. Так, в ясную погоду при высоте полета до 6000 м, коэффициент использования радиогоризонта принимается равным 0,9. При увеличении высоты полета, а также при наличии интенсивных осадков или мощной облачности, коэффициент использования радиогоризонта уменьшается до 0,7—0,75 [7].

Из этого можно сделать вывод о том, что использование эквивалентного радиуса при расчете дальности радиовидимости для достаточно больших высот полета возможно только при учете погрешностей, вносимых данным упрощением.

В реальной атмосфере индекс преломления постоянно меняется и зависит от температуры, плотности воздуха и давления водяных паров. Среднегодовые и среднемесячные параметры атмосферы можно найти в аэроклиматических справочниках. Индекс рефракции рассчитывается как [9]:

$$N = \frac{77,6 \times P}{T} - \frac{5,6 \times P}{T} + \frac{3,75 \times 10^5 \times e}{T^2}, \quad (4)$$

где  $P$  — давление воздуха;

$T$  — температура воздуха в Кельвинах;

$e$  — давление водяных паров.

Целесообразно рассчитывать значения эквивалентного радиуса Земли с учетом климатических особенностей региона (среднегодовые и для худшего месяца).

Используемые в формулах значения эквивалентного радиуса Земли и индекса рефракции находятся при сопоставлении параметров атмосферы в приземном слое и на высоте в 1000 м. Так, рассчитанные для Санкт-Петербурга значения эквивалентного радиуса и коэффициента рефракции  $D$  равны [7]:

а) Среднегодовые:  $D = 4,08$ ,  $a_{\text{эк}} = 8338$  км;

б) Для худшего месяца (июль):  $D = 3,95$ ,  $a_{\text{эк}} = 7816$  км.

После определения размеров зоны действия каждого дальномерного маяка необходимо перейти ко второму шагу и определить размер и форму РО системы  $DME/DME$ .

В навигационной спецификации  $A-RNP$  в качестве показателя точности используется величина суммарной погрешности системы ( $TSE$ ), учитывающая погрешность навигации, пилотирования и задания траектории полета. Для современных бортовых систем погрешностью задания траектории можно пренебречь из-за ее малой величины. Усредненные значения погрешности пилотирования приведены в табл. 1 [7].

Таблица 1. Усредненные значения погрешности пилотирования.

Table 1. Average values of flight technical error

Район полета (этап полета)	Режим пилотирования			
	Директорный		Автоматический	
	км	м. мили	км	м. мили
Океанический и удаленный район	0,93	0,5	0,463	0,25
Континентальная ВТ	0,93	0,5	0,463	0,25
Район аэродрома	0,93	0,5	0,463	0,25
Заход на посадку	0,463	0,25	0,231	0,125

В пределах рабочей области навигационной системы *TSE* не должна превысить допустимую величину.

Особенностью навигационной спецификации *A-RNP* является то, что требования к точности меняются в зависимости от района полета и режима полета в диапазоне от 2 м. миль (полет в удаленном районе и на ВТ) до 1 м. мили (полет в районе аэродрома) и 0,3 м. миль (неточный заход на посадку). Поэтому, целесообразно выполнить расчет оптимального расположения маяков *DME* для каждого из указанных требований.

Существует несколько подходов к расчету рабочей области системы *DME/DME*. Один из них описан в документе Минтранса «Инструкция по построению схем полетов на маршруте и в районе аэродрома при использовании методов зональной навигации», в котором указано, что погрешность определения координат достигает недопустимо больших величин в том случае, если линии направления на самолет пересекаются под углом, меньшим  $30^\circ$  или большим  $150^\circ$ . В связи с этим вводится зона коррекции, где применяется правило  $30/150^\circ$ . Вне этой зоны определять местоположение самолета по двум маякам *DME* не рекомендуется. Точность определения координаты рассчитывается по формуле [7]:

$$\sigma = \frac{\sqrt{(\sigma_{1_sis}^2 + \sigma_{1_air}^2) + (\sigma_{2_sis}^2 + \sigma_{2_air}^2)}}{\sin \theta}, \quad (5)$$

где  $\sigma_{1_sis}$ ,  $\sigma_{2_sis}$  — погрешность сигнала маяков *DME1* и *DME2* соответственно, рекомендуемое ИКАО значение: 92,6 м;

$\sigma_{1_air}$ ,  $\sigma_{2_air}$  — погрешность бортового измерителя (при обработке сигналов маяков *DME1* и *DME2*), рекомендуемое ИКАО значение: 157 м или 0,125 % от расстояния до маяка *DME* (выбирается наибольшая величина);

$\theta$  — угол пересечения линий направления на ВС, принимающий значения из диапазона:  $30^\circ < \theta < 150^\circ$ .

Выражение (5) позволяет найти круговую погрешность, что является упрощением. Более точные методы позволяют рассчитать параметры эллипса ошибок: величину большой и малой полуосей, а также ориентировку эллипса.

В рамках решаемой задачи нам понадобится определить только величину большой полуоси эллипса ошибок, которая находится как [7]:

$$a_{\varepsilon o} = \sqrt{\frac{4k^2 \times \sigma_1^2 \times \sigma_2^2}{\sigma_1^2 + \sigma_2^2 - \sqrt{(\sigma_1^2 + \sigma_2^2)^2 - 4\sigma_1^2 \times \sigma_2^2 \times \sin^2 \psi}}}, \quad (6)$$

где  $a_{\varepsilon o}$  — большая полуось эллипса погрешностей;

$\sigma_1, \sigma_2$  — погрешность определения расстояния до маяков *DME1* и *DME2* соответственно (представляет собой сумму погрешностей  $\sigma_{\text{sis}}$  и  $\sigma_{\text{air}}$ );  
 $k$  — коэффициент, характеризующий вероятность нахождения ВС в пределах эллипса, он определяется как:

$$k = \sqrt{-\ln(1-P)}, \quad (7)$$

где  $P$  — вероятность нахождения ВС в пределах эллипса.

Для вероятности 0,95 величина коэффициента  $k$  составляет 1,73.

Величина большей полуоси эллипса погрешностей, скорректированная с учетом погрешности пилотирования из табл. 1, сравнивается с допустимой погрешностью, определяемой исходя из требований навигационной спецификации *A-RNP*. Поскольку данная спецификация задает три значения допустимых погрешностей, расчет РО ведется для каждой из них. На рис. 1 показан пример расчета рабочей области для варианта автоматического пилотирования и допустимой погрешности *TSE* 2, 1 и 0,3 м. мили, при этом расстояние между маяками *DME* составляет 100 км, погрешности оборудования имеют рекомендованные ИКАО значения:  $\sigma_{\text{sis}} = 92,6$  м,  $\sigma_{\text{air}} = 157$  м, коэффициент нарастания погрешности с удалением  $k_D = 0,125$  %.

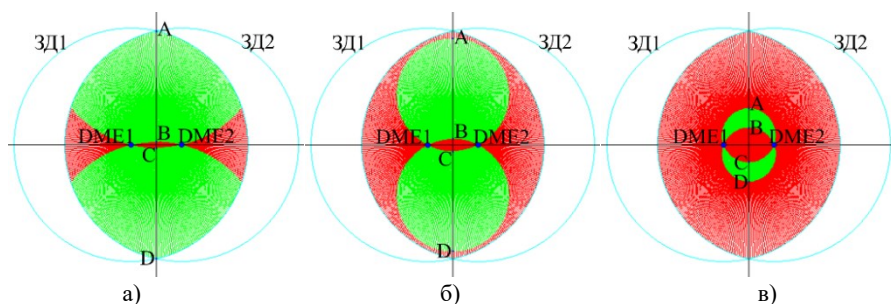


Рис. 1. Рабочая области системы *DME/DME* для вариантов:

а) *TSE* = 2 м. мили; б) *TSE* = 1 м. мили; в) *TSE* = 0,3 м. миль.

Fig. 2. *DME/DME* system working area for variants:

а) *TSE* = 2 nm; б) *TSE* = 1 nm; в) *TSE* = 0,3 nm

При анализе результатов оценивается площадь перекрытия района РО (зеленая область на рис. 1), а также протяженность перекрытого участка ВТ рабочей областью навигационной системы (сумма длин отрезков *AB* и *CD* на рис. 1). Расчет выполняется для различных удалений маяков *DME* друг от друга.

Полученные выражения можно применять для решения следующих задач:

1) Определение оптимального размещения пар маяков *DME* для достижения максимального перекрытия района или выбранных ВТ рабочей областью навигационной системы.

2) При наличии одного дальномерного маяка — выбор оптимальной позиции второго маяка *DME* исходя из требований по перекрытию района или ВТ рабочей областью *DME/DME*.

3) Оценка оптимальности размещения существующих систем *DME/DME* при внедрении навигационной спецификации *A-RNP*.

### 3. Результаты

Рассмотрим задачу выбора оптимальных позиций маяков *DME* для вновь вводимых систем.

Примем, что маяки размещаются на равнинной местности в средней полосе России с умеренным климатом. Рассчитанная на первом шаге с применением выражений (1—4) зона действия для каждого маяка будет иметь форму круга радиусом 230 км что соответствует дальности прямой радиовидимости при высоте полета 6000 м, углах закрытия не более  $0,5^\circ$  и коэффициенте использования радиогоризонта 0,9 [6, 7]. Такая же дальность будет обеспечиваться при высоте полета 3000 м в отсутствии закрытий.

На втором шаге определим размеры и форму рабочей области *DME/DME*, применяя выражения (6—7). Для этого примем, что точностные характеристики каждого маяка имеют рекомендованные ИКАО значения:  $\sigma_{\text{sis}} = 92,6$  м,  $\sigma_{\text{air}} = 157$  м, коэффициент нарастания погрешности с удалением  $k_D = 0,125$  %. Выполним расчет для трех значений суммарной погрешности *TSE*, равной 2, 1 и 0,3 м. мили для вариантов разнесения маяков *DME* друг относительно друга на расстояния от 10 до 300 км. Полученные значения представим в виде графиков зависимости площади перекрытия района РО (рис. 2) и протяженности перекрытого участка воздушной трассы РО навигационной системы (рис. 3) от расстояния между маяками *DME*.

Анализ полученных результатов показал, что при решении задачи обеспечения наибольшей площади перекрытия района РО системы *DME/DME* путем выбора оптимального размещения навигационных маяков, необходимо, чтобы расстояние между маяками составляло:

— 92 км при *TSE* = 2 м. мили (обеспечивается площадь перекрытия района РО в 104690,3 км²);

— 128 км при *TSE* = 1 м. мили (обеспечивается площадь перекрытия района РО в 87613,13 км²);

— 228 км при *TSE* = 0,3 м. мили (обеспечивается площадь перекрытия района РО в 12766,05 км²).

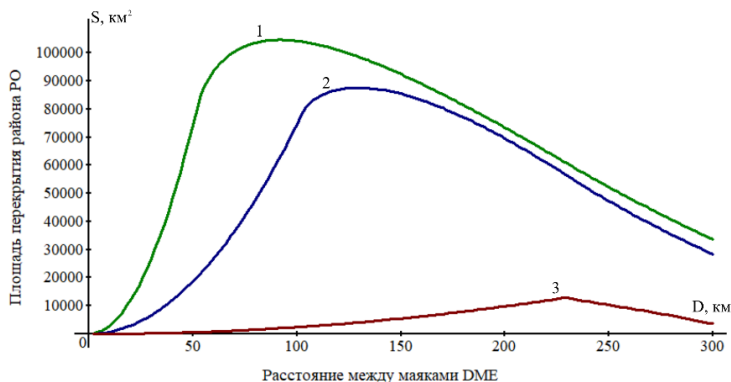


Рис. 2. Зависимость площади перекрытия района РО системы *DME/DME* от расстояния между маяками при TSE:

1 — 2 м. мили, 2 — 1 м. мили, 3 — 0,3 м. мили.

Fig. 2. Dependence of region coverage by the working area of the DME/DME system on the distance between beacons at TSE:

1 – 2 nm, 2 – 1 nm, 3 – 0,3 nm

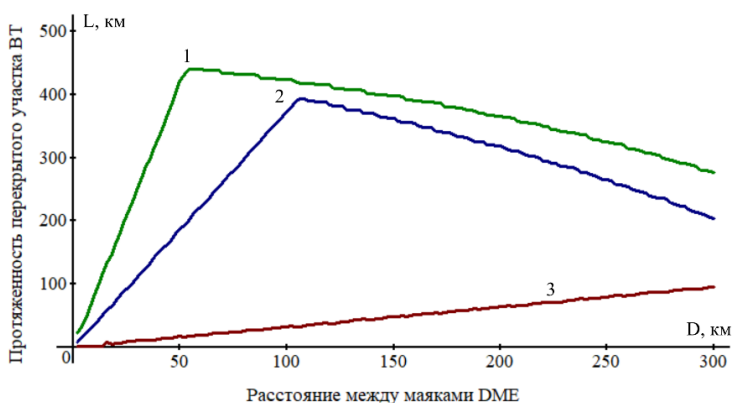


Рис. 3. Зависимость протяженности перекрытого участка воздушной трассы РО системы *DME/DME* от расстояния между маяками при TSE:

1 — 2 м. мили, 2 — 1 м. мили, 3 — 0,3 м. мили.

Fig. 3. Dependence of length of covered air route section by the working area of the DME/DME system on the distance between beacons at TSE:

1 – 2 nm, 2 – 1 nm, 3 – 0,3 nm

При выборе позиций размещения маяков *DME* с целью обеспечения навигации одновременно на маршруте и в районе аэродрома необходим компромиссный вариант. При выборе расстояния между маяками в 118 км, достигаются площади перекрытия района РО системы *DME/DME* в 101441,1 и 86537,67  $\text{km}^2$  соответственно (при *TSE* равном 2 и 1 м. мили).

При решении задачи обеспечения наибольшей протяженности перекрытого участка воздушной трассы РО системы *DME/DME* необходимо, чтобы расстояние между маяками составляло:

— 68 км, при  $TSE = 2$  м. мили (обеспечивается протяженность перекрытого участка воздушной трассы РО в 438 км);

— 108 км, при  $TSE = 1$  м. мили (обеспечивается протяженность перекрытого участка воздушной трассы РО в 394 км).

При  $TSE = 0,3$  м. миль протяженность перекрытого участка воздушной трассы РО системы *DME/DME* монотонно возрастает без точки максимума.

Для обеспечения навигации одновременно на маршруте и в районе аэродрома расстояние между маяками может быть выбрано равным 108 км, что будет оптимальным при  $TSE = 1$  м. милию и обеспечит протяженность перекрытого участка воздушной трассы РО в 418 км при  $TSE = 2$  м. мили).

Стоит отметить, что полученные результаты действительны только для выбранного участка воздушной трассы (сумма отрезков *AB* и *CD* на рис. 2). При другом расположении ВТ в пространстве или анализе нескольких воздушных трасс результаты будут отличаться и оптимальное расстояние между маяками *DME* будет иметь разное значения для каждого конкретного случая.

Задача обеспечения неточного захода на посадку требует особого подхода к выбору мест размещения маяков *DME* и должна решаться отдельно. Таким образом, для обеспечения требований навигационной спецификации *A-RNP* для полета по маршруту и в районе аэродрома возможна организация единой навигационной инфраструктуры, построенной на системах *DME/DME*. Однако обеспечение неточного захода на посадку потребует внедрения дополнительных маяков, расположенных на оптимальных для выполнения данной операции позициях.

Полученные результаты могут применяться для выбора оптимальных позиций размещения вновь вводимых систем *DME/DME*, а также для выбора оптимальной позиции маяка *DME*, который должен дополнить существующую навигационную инфраструктуру. В качестве примера рассмотрим задачу обеспечения требований навигационной спецификации *A-RNP* на северо-западе России. Согласно данным Сборника аэронавигационной информации РФ от 14 мая 2026 г., аэродромы Санкт-Петербурга и Петрозаводска оснащены системами *VOR/DME*, однако расстояние между позициями дальномерных маяков составляет 312 км, что не позволяет полноценно применять систему *DME/DME*.



Задачу обеспечения требований навигационной спецификации *A-RNP* можно решить путем внедрения дополнительных дальномерных маяков на позициях Волхов и Олонец (рис. 4). При этом будут обеспечены следующие расстояния между маяками *DME*:

- Санкт-Петербург (Пулково) — Волхов: 118 км;
- Волхов — Олонец: 120 км;
- Олонец — Петрозаводск: 118 км.

Эти расстояния близки к оптимальным для обеспечения полетов на воздушных трассах и в районе аэродрома.

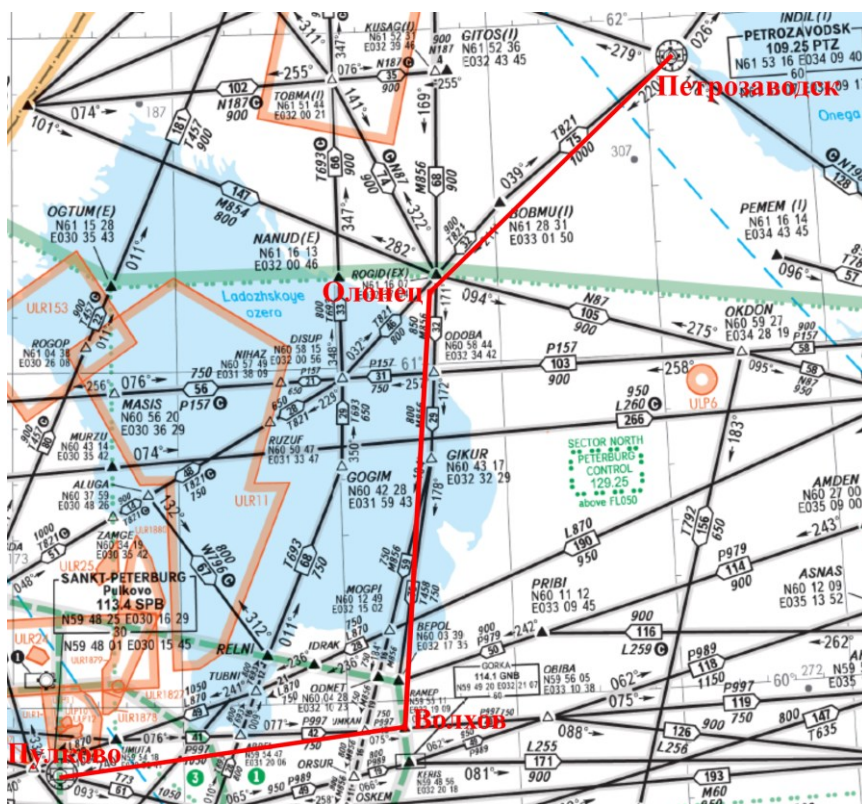


Рис. 4. Позиции существующих и новых маяков DME на северо-западе России.

Fig. 4. Positions of existing and new DME in northwest Russia

Рассмотрим задачу оценки оптимальности существующих дальномерных маяков, расположенных на аэродромах московского аэроузла: Шереметьево, Домодедово и Внуково (рис. 5). Результаты анализа сведем в табл. 2.

Таблица 2. Анализ оптимальности размещения DME на аэродромах московского аэроузла.

Table 2. Analysis of the optimal positions of DME at the Moscow airports

Пары маяков <i>DME</i>	Расстояние существующее, км	Площадь перекрытия региона РО, км ²		Доля от оптимального значения, %
		<i>TSE</i> = 2 м. мили	<i>TSE</i> = 1 м. миля	
Шереметьево — Домодедово	70	100490,90	36537,20	42—96
Шереметьево — Внуково	42	52408,84	13108,82	15—50
Внуково — Домодедово	46	62865,34	15759,34	18—60

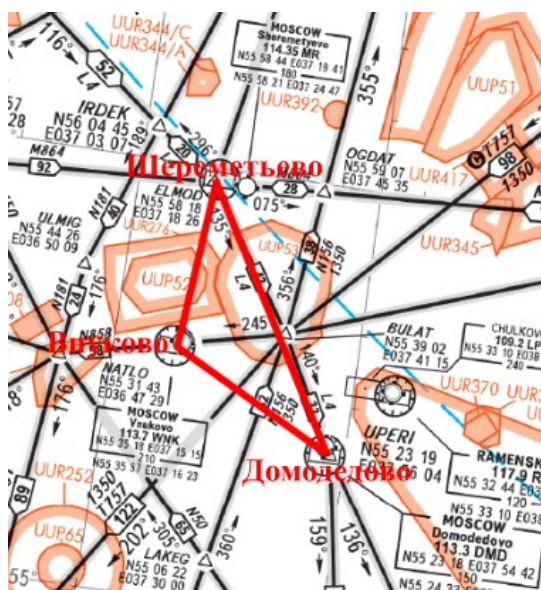


Рис. 5. Позиции существующих маяков ДМЕ московского аэроузла.

Fig. 5. Positions of existing DME at the Moscow airports.

Анализ показал, что размещение маяков *DME* на аэродромах Шереметьево — Домодедово близко к оптимальному (при  $TSE = 2$  м. мили), в то время как позиция Внуково из-за своей близости не позволяет добиться оптимальных значений площади перекрытия региона РО системы *DME/DME*. Целесообразно разработать предложение по внедрению дополнительного маяка, размещаемого на позиции, обеспечивающей оптимальные удаление от других маяков *DME*.

#### 4. Дискуссия

Задача разработки и внедрения альтернативных систем навигации приобретает в последнее время большую популярность. Ведутся работы по созданию новых систем, однако в ближайшее время основной системой навигации, способной обеспечить точность, сравнимую с точностью ГНСС, остается DME/DME.

Представленные в статье решения позволяют провести анализ оптимальности размещения существующих маяков *DME*, а также разработать рекомендации по выбору оптимальной позиции при внедрении новых средств. В то же время разработанным методикам присущи некоторые упрощения, ограничивающие их сферу применения (например, принимается, что зоны действия имеют круглую форму и при наличии закрытия дальность действия уменьшается для всех направлений пропорционально). Таким образом, дальнейшим развитием данных методик является:

- учет сложной формы зоны действия *DME* для холмистых и горных районов;
- учет потерь на распространение при расчете зон действия *DME*, а также учет влияния диаграммы направленности наземной и бортовой антенн;
- учет влияния непреднамеренных и преднамеренных помех на дальность действия и размер РО системы *DME/DME*;
- учет надежности наземной и бортовой аппаратуры, в том числе оценка обобщенной надежности;
- учет погрешностей пилотирования, характерных для анализируемых трасс (конкретного района).

#### 5. Заключение

В работе представлено решение задачи определения оптимального размещения маяков *DME* для обеспечения требований навигационной спецификации *A-RNP*. Получены значения оптимальных расстояний между маяками в системе *DME/DME*. Так, для обеспечения наибольшей площади перекрытия района РО системы *DME/DME* это расстояние должно составлять:

- 92 км при  $TSE = 2$  м. мили (обеспечивается площадь перекрытия района РО в 104690,3 км²);
- 128 км при  $TSE = 1$  м. мили (обеспечивается площадь перекрытия района РО в 87613,13 км²);
- 228 км при  $TSE = 0,3$  м. мили (обеспечивается площадь перекрытия района РО в 12766,05 км²).

Для обеспечения наибольшей протяженности перекрытого участка воздушной трассы РО системы *DME/DME* расстояние между дальномерными маяками должно составлять:

— 68 км, при  $TSE = 2$  м. мили (обеспечивается протяженность перекрытого участка воздушной трассы РО в 438 км);

— 108 км, при  $TSE = 1$  м. мили (обеспечивается протяженность перекрытого участка воздушной трассы РО в 394 км).

Полученные выражения и результаты расчетов можно применять для:

1) Определения оптимальных позиций пар маяков *DME* при их внедрении.

2) Определения оптимальной позиции нового маяка *DME* с учетом существующей навигационной инфраструктуры.

3) Оценки оптимальности размещения существующих систем *DME/DME* при внедрении навигационной спецификации *A-RNP*.

Проведен анализ возможности обеспечения требований спецификации *A-RNP* для северо-запада России, определены оптимальные позиции для внедрения новых маяков *DME* (Волхов и Олонец). Для московского аэроузла проведен анализ существующей навигационной инфраструктуры, определена степень оптимальности размещения маяков *DME* и сделан вывод о необходимости внедрения дополнительного оборудования.

### Список литературы

1. Gibbs A. P. R., Smeltink J. W. A comparison of the effect of DME and GPS on the aircraft position in the TMA. 2002.
2. Kim E. Investigation of APNT optimized DME/DME network using current state-of-the-art DMEs: Ground station network, accuracy, and capacity. In : Proceedings of the 2012 IEEE/ION Position, Location and Navigation Symposium. IEEE, 2012. P. 146–157.
3. Pelgrum W. et al. eDME architecture development and flight-test evaluation. In : 2012 IEEE/AIAA 31st Digital Avionics Systems Conference (DASC). IEEE, 2012. P. 1–37.
4. Рубцов Е. А. Обеспечение зональной навигации в районе аэродрома Пулково // Естественные и технические науки. 2014. № 8(76). С. 145—148.
5. Методика оценки зон действия радиотехнических систем гражданской авиации при выборе позиций их размещения / С. А. Беляев, А. В. Экало, Е. А. Рубцов и др. // Известия СПбГЭТУ ЛЭТИ. 2018. № 7. С. 7—13.
6. Соболев Е. В., Книжниченко Н. В., Рубцов Е. А. Расчет дальности радиовидимости с учетом влияния рельефа и атмосферы // Вестник Санкт-Петербургского государственного университета гражданской авиации. 2012. № 1(3). С. 44—53.
7. Рубцов Е. А. Разработка и реализация методов расчета эксплуатационных характеристик средств радиотехнического обеспечения полетов: дис. ... канд. техн. наук: 05.22.13. СПб, 2015. 226 с.
8. Рубцов Е. А. Метод расчета зон действия радиотехнических средств связи ОВЧ диапазона с применением цифровых моделей рельефа // Актуальные проблемы и перспективы развития гражданской авиации. В сб. трудов V научно-технической

конференции преподавателей, научных работников и аспирантов с международным участием, Иркутск, 22—24 марта 2016 года. Иркутск: Московский государственный технический университет гражданской авиации, Иркутский филиал, 2016. С. 100—106.

9. Seybold J. S. Introduction to RF propagation. Hoboken, New Jersey : John Wiley & Sons Inc. 2005. 330 p.
10. Мещеряков А. А., Госенченко С. Г., Кижнер Л. И. Влияние изменчивости индекса преломления тропосферы на дальность прямой видимости и погрешность измерения координат радиолокационных целей // Известия Томского политехнического университета. 2011. Т. 318, № 2. С. 59—63.
11. Назаров В. Н. Программы и методики наземных и летных проверок радиолокационных средств УВД. М. : Воздушный транспорт, 1989. 112 с.

### **Информация об авторе**

**Рубцов Евгений Андреевич**, кандидат технических наук, ведущий научный сотрудник ФГУП «ГосНИИ ГА», г. Москва, Российская Федерация.

# Determining the Optimal Positions of DME to Support the A-RNP Navigation Specification

E. A. Rubtsov

*The State Scientific Research Institute of Civil Aviation*  
26, Volokolamskoe Shosse, Moscow, 123185, Russian Federation  
rubtcov_ea@gosniiga.ru

Received: May 24, 2026  
Peer-reviewed: June 1, 2026  
Accepted: June 1, 2026

**Abstract:** *The International Civil Aviation Organization (ICAO) recommends the implementation of advanced RNP navigation specifications (A-RNP). To ensure the required accuracy of aircraft navigation, the use of global navigation satellite systems (GNSS) is assumed. However, in a number of regions their full application is difficult, which entails the need to develop and implement alternative navigation, positioning, and timing systems (APNT), which is consistent with the ICAO plans for the development of flight support systems for the period after 2030. This article sets the task of determining the optimal placement of distance measuring equipment as part of the DME/DME system to support the A-RNP specification. A methodology has been developed for estimating the optimal distance between DME when implementing high-precision navigation using the DME/DME system, which allows maximizing the size of the working area for a given navigation specification. Optimal distances between DME are determined to support the RNP 2, RNP 1, and RNP 0.3 navigation specifications included in the A-RNP. The obtained results make it possible to evaluate the optimal placement of existing DME, develop recommendations for selecting the position of a DME when expanding the navigation field of existing systems, and also select optimal positions for two DME in terms of the size of the working area when implementing a new DME/DME system.*

**Keywords:** *flight safety, performance-based navigation, PBN, navigation specification, optimal placement, operational area, DME, A-RNP, APNT.*

**For citation (IEEE):** E. A. Rubtsov, “Determining the Optimal Positions of DME to Support the A-RNP Navigation Specification,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 9, no. 6, pp. 1397–1414, 2026, doi: 10.21227/97h8-wt83. (In Russ.).

## References

- [1] A. P. R. Gibbs and J. W. Smeltink, *A comparison of the effect of DME and GPS on the aircraft position in the TMA*. 2002.
- [2] E. Kim, “Investigation of APNT optimized DME/DME network using current state-of-the-art DMEs: Ground station network, accuracy, and capacity,” in *Proceedings of the 2012 IEEE/ION Position, Location and Navigation Symposium*, IEEE, pp. 146–157, 2012.

- [3] W. Pelgrum, et al., “eDME architecture development and flight-test evaluation,” in *2012 IEEE/AIAA 31st Digital Avionics Systems Conference (DASC)*, IEEE, pp. 1–37, 2012.
- [4] E. A. Rubtsov, “Providing zonal navigation in the Pulkovo airfield area,” *Natural and Technical Sciences*, no. 8 (76), pp. 145–148, 2014. (In Russ.).
- [5] S. A. Belyaev, et al., “Method of coverage evaluation for civil aviation radio systems when selecting the position of their placement,” *Izvestiya of ETU LETI*, no. 7, pp. 7–13, 2018. (In Russ.).
- [6] E. V. Sobolev, N. V. Knizhnichenko, and E. A. Rubtsov, “Calculation of the radio visibility range taking into account the influence of terrain and atmosphere,” *Vestnik Sankt-Peterburgskogo gosudarstvennogo universiteta grazhdanskoj aviatsii*, no. 1 (3), pp. 44–53, 2012. (In Russ.).
- [7] E. A. Rubtsov, “Development and implementation of methods for calculating the operational characteristics of flight radio support equipment,” dis. ... cand. tech. sciences, SPb, 2015. (In Russ.).
- [8] Rubtsov E. A., “Method for calculating the coverage areas of VHF radio communication equipment using digital elevation models,” in *Actual problems and prospects for the development of civil aviation*, Irkutsk, March 22–24, pp. 100–106, 2016. (In Russ.).
- [9] J. S. Seybold, *Introduction to RF propagation*, Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons Inc., 2005.
- [10] A. A. Meshcheryakov, et al., “The Impact of Variability in the Tropospheric Refractive Index on the Line-of-Visibility Range and the Error in Measuring the Coordinates of Radar Targets,” *Bulletin of Tomsk Polytechnic University*, vol. 318, no. 2, pp. 59–63, 2011. (In Russ.).
- [11] V. N. Nazarov, *Programs and Methods for Ground and Flight Tests of ATC Radar Equipment*, Moscow: Vozdushy Transport Publishing House, 1989. (In Russ.).

### Information about the author

**Evgeny A. Rubtsov**, Candidate of Technical Sciences, Leading Researcher of the State Scientific Research Institute of Civil Aviation, Moscow, Russian Federation.

УДК 621.396.69

## **Технологические особенности моделирования и экспериментального изготовления полосковых линий передач с поверхностными гаммадионными структурами**

Дубченко Н. И., Малышев И. В., Паршина Н. В.

*Институт нанотехнологий, электроники и приборостроения,*

*Южный федеральный университет*

*ул. Шевченко, д. 2, г. Таганрог, Ростовская область, 347922, Российская Федерация*

*ivmalyshev@sfedu.ru, ndubchenko@sfedu.ru, nparshina@sfedu.ru*

Получено: 23 мая 2026 г.

Отрецензировано: 1 июня 2026 г.

Принято к публикации: 1 июня 2026 г.

**Аннотация:** Получены результаты электродинамического моделирования проводящих свойств участков микроволновых линий передачи полоскового типа, содержащих поверхностные напыленные с обратной стороны от проводящей линии передачи гаммадионные конфигурации, как для одного однозаходного гаммадиона, так и для последовательно сконфигурированного двухэлементного каскада из них. Эти результаты получили свое экспериментальное подтверждение на разработанных и изготовленных макетах. Исследования показали возможности использования и управления режсекторно-селективными свойствами таких структур. Получены методы регулировки резонансной частоты ( $f_p$ ). Результаты работы могут представлять интерес для разработчиков пассивных узлов микроволнового диапазона.

**Ключевые слова:** однозаходный гаммадионный элемент, линия передачи полоскового типа, резонансная частота, коэффициент передачи и отражения.

**Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008):** Дубченко Н. И., Малышев И. В., Паршина Н. В. Технологические особенности моделирования и экспериментального изготовления полосковых линий передач с поверхностными гаммадионными структурами // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2026. Т. 9, № 6. С. 1415—1430.

**Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018):** Дубченко, Н. И. Технологические особенности моделирования и экспериментального изготовления полосковых линий передач с поверхностными гаммадионными структурами / Н. И. Дубченко, И. В. Малышев, Н. В. Паршина // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. — 2026. — Т. 9, № 6. — С. 1415—1430.



## 1. Введение

В современных микросхемотехнических решениях при разработке пассивных полосно-пропускающих устройств широко применяются пространственно-организованные структуры, которые при сравнительно простой и недорогой технологии изготовления обеспечивают формирование требуемых селективных характеристик за счет внутренних электродинамических взаимодействий. К числу подобных структур относятся гамма-дионные поверхностные элементы [1], обладающие выраженными киральными свойствами [2—3]. Эти свойства проявляются в виде частотно-селективных эффектов, представляющих значительный научный интерес и являющихся предметом многочисленных исследований [3—5].

Киральный метаматериал (или киральная среда) представляет собой искусственно сформированный композит, содержащий элементы, обладающие зеркальной асимметрией. При этом наличие зеркальной асимметрии не всегда является определяющим признаком, поскольку к киральным могут относиться и структуры с киральноподобными свойствами.

Как правило, такие метаматериалы выполняются в виде диэлектрической среды с относительной диэлектрической проницаемостью  $\varepsilon$  и магнитной проницаемостью  $\mu$ , внутри или на поверхности которой располагаются асимметричные проводящие элементы. Геометрия данных элементов не совпадает с их зеркальным отображением. Они могут размещаться как в объеме искусственного диэлектрика в виде периодических ячеек, так и на поверхности подложек в форме плоских конфигурированных структур, расположенных над линиями передачи. Именно случай размещения киральноподобных элементов на поверхности линии передачи рассматривается в настоящей работе.

Следует подчеркнуть, что элементы, определяющие киральные свойства среды, представляют собой микроструктуры, размеры которых соизмеримы с длиной волны падающего электромагнитного излучения. Такие элементы функционируют как вторичные излучатели электромагнитного поля, вследствие чего должны обладать высокой электропроводностью и, как правило, изготавливаются из металлов — меди, алюминия и других проводящих материалов.

В научной литературе принято выделять два основных класса киральных метаматериалов: трехмерные (объемные,  $3D$ ) и двумерные (плоские,  $2D$ ). Первые обычно называют киральными метасредами, вторые — киральными метаповерхностями. Основное различие между ними определяется геометрией киральных элементов. Если элемент обладает трехмерной конфигурацией, например, имеет форму спирали или объемного коль-

ца с выступающими частями, то метаматериал относят к трехмерному типу. В случае использования плоских элементов, таких как  $S$ -структуры или гаммадионы, метаматериал классифицируется как двумерный.

В трехмерных киральных метаматериалах элементы распределяются по всему объему среды, тогда как в двумерных структурах микроэлементы располагаются на поверхности тонкой подложки. Согласно результатам исследований, трехмерные киральные метаматериалы характеризуются более высокой степенью киральности по сравнению с двумерными структурами [3]. Тем не менее, с практической точки зрения изготовление киральных метаповерхностей существенно проще, чем реализация объемных киральных метасред.

В настоящей работе приведена усовершенствованная аналитическая модель, описывающая выходные характеристики линии передачи, содержащей напыленные гаммадионные структуры, а также проведен сравнительный анализ полученной аналитической модели с результатами электродинамического моделирования в программной среде *CST Studio Suite*.

Изготовлен рабочий макет описанной модели и сняты выходные характеристики.

## 2. Моделирование базовой системы

В программном комплексе *CST Studio Suite* спроектируем передающую линию передачи копланарного типа с размещенным локально гаммадионным элементом (рис. 1).

В рамках электродинамического моделирования такого проводящего участка линии передачи с локально расположенным гаммадионным элементом были приняты следующие допущения:

1. Одиночный однозаходный гаммадион имеет бесконечно малую толщину;

2. Полагалось, что для первоначальных расчетов линейные размеры гаммадиона могут быть взяты из равенства  $\lambda = 2\pi r$ , где  $\lambda = c/f_{\text{рез}}$  (однако эта величина в реальных электродинамических моделях зависит также и от ширины гаммадиона и параметров копланарной линии, из-за чего может изменить свое значение).

3. Каждый элемент модели выполнен из материалов с соответствующими ему физическими характеристиками (относительная диэлектрическая  $\epsilon$  и магнитная  $\mu$  проницаемость) согласно интегрированной библиотеке материалов *CST Studio Suite*. Материал подложки — текстолит с  $\epsilon = 4,3$  и с  $\mu = 1$ . Материал гаммадиона и копланарной линии передачи — идеально проводящий материал или *PEC*.

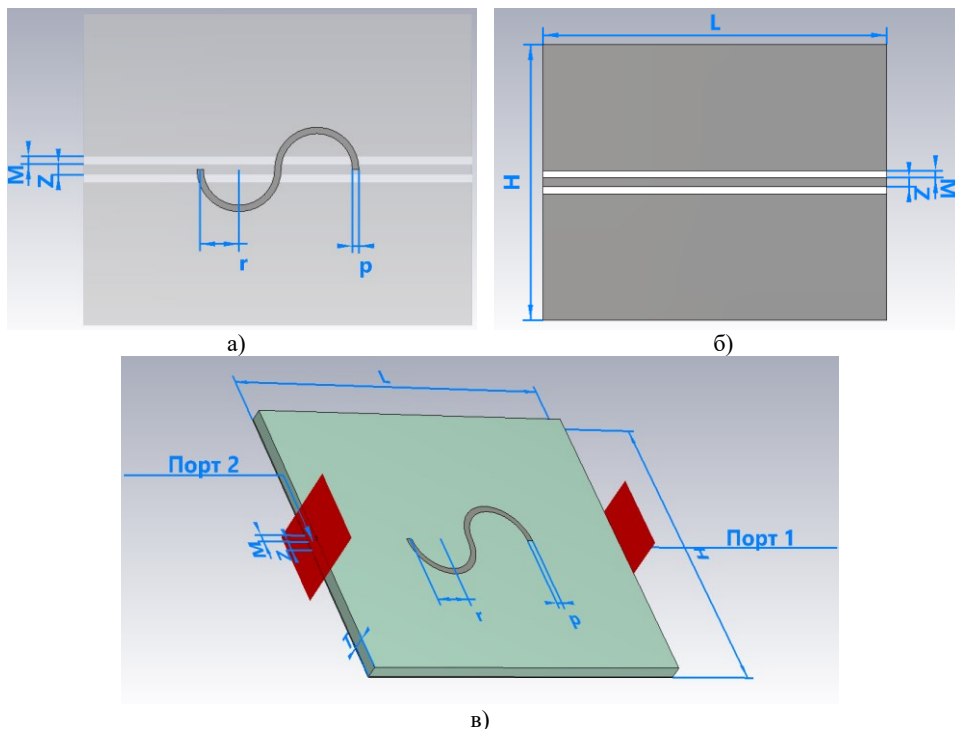


Рис. 1. Трехмерная модель участка линии передачи копланарного типа с локально расположенным одиночным однозаходным гаммадионным элементом: а) вид со стороны гаммадиона; б) вид со стороны копланарной линии; в) поясняющий вид сбоку.

Fig. 1. Three-dimensional model of a coplanar transmission line section with a located single single-pass gammadiode element: a) view from the gammadiode side; b) view from the side of the coplanar line; c) explanatory side view

4. В рамках рассматриваемой модели заданы граничные условия: проводящий участок линии передачи ограничен проводящим материалом для имитации металлического корпуса модуля. Также со всех сторон печатной платы добавлено свободное пространство для предотвращения заземления проводящего полоска линии передачи;

В ходе электродинамического моделирования проводящего участка линии передачи были получены коэффициент отражения волны от входа  $S_{11}$  и коэффициент передачи  $S_{21}$  волны через проводящую структуру с параметрами:  $r = 3$  мм,  $p = 0,5$  мм,  $T = 1$  мм,  $Z = 0,8$  мм и  $M = 0,6$  мм.

В диапазоне частот от 6 до 12 ГГц наблюдается ярко выраженная режекция сигнала на частоте  $f_p = 8,86$  ГГц, остальной сигнал практически без потерь проходит через проводящую структуру.

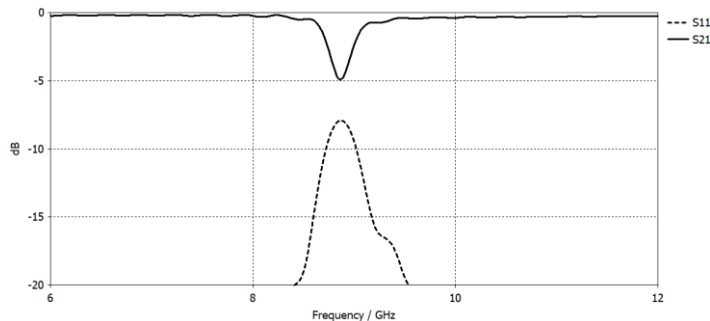


Рис. 2. Коэффициент передачи  $S_{21}$  и коэффициент отражения  $S_{11}$  проводящего участка линии.  
 Fig. 2. Transmission coefficient  $S_{21}$  and reflection coefficient  $S_{11}$  of the transmission line conducting section

Распределение электромагнитного поля данного проводящего участка линии передачи с локально напыленным одиночным однозаходным гаммадионом представлено на рисунке 3:

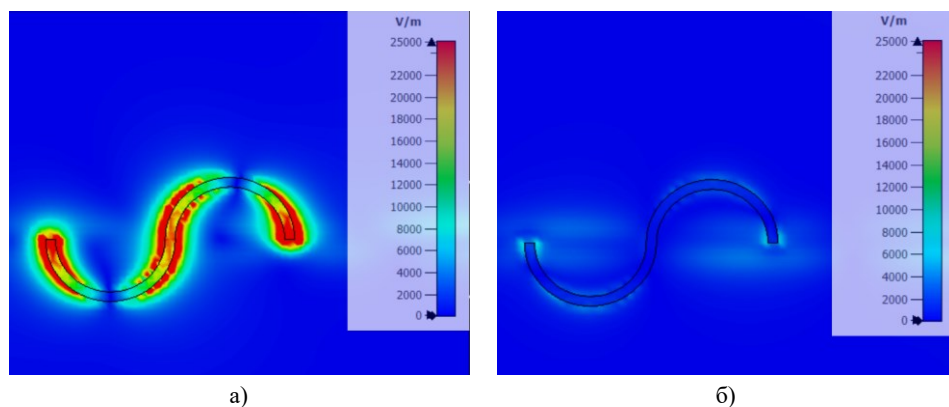


Рис. 3. Распределение мощности поля в проводящем гаммадионном элементе: а) на резонансной частоте  $f_p = 8,86$  ГГц; б) на соседней нерезонансной частоте  $f = 10$  ГГц.

Fig. 3. Distribution of field power in a conducting gammadion element: a) at the resonant frequency  $f_p = 8.86$  GHz; b) at the adjacent non-resonant frequency  $f = 10$  GHz

### 3. Аналитическое описание проводящего участка линии передачи

$S$ -образный гаммадион в приближении, описанном выше, можно рассматривать как резонатор, возбуждаемый электромагнитным полем, существующим в копланарной линии передачи. Всю систему можно рассматривать как  $LC$ -контур или элемент метаповерхности с собственным резонансом.

Рассчитаем циклическую резонансную частоту  $\omega_p$   $S$ -образного гаммадиона как  $LC$ -резонатора по формуле Томсона:

$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{N \cdot LC}}, \quad (1)$$

где  $L$  — общая индуктивность  $S$ -образного гаммадиона;  $C$  — его общая емкость;  $N$  — количество гаммадионов, расположенных локально над линией передачи.

Для расчета индуктивности воспользуемся формулой Гровера [6] для плоских прямоугольных проводников:

$$L \approx \mu_0 \cdot \mu \cdot l \cdot \left[ \ln \left( \frac{2l}{p + T} \right) + 0,5 \right], \quad (2)$$

где  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$  Гн/м — магнитная постоянная,  $\mu$  — относительная магнитная проницаемость среды, то есть подложки,  $l$  — общая длина  $S$ -образного гаммадиона.

Длину изогнутого гаммадиона можно представить, как конечную замкнутую окружность с радиусом  $r = d/2$ :

$$l = 2\pi \cdot d/2. \quad (3)$$

Емкость  $LC$ -контура представляет собой емкость конденсатора, обкладками которого являются сам гаммадион и металлизированная часть копланарной линии:

$$C = \varepsilon \cdot \varepsilon_0 \cdot S_{\text{п}}/T, \quad (4)$$

где  $\varepsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12}$  Ф/м — диэлектрическая проницаемость вакуума, а  $S_{\text{п}}$  — площадь перекрытия  $S$ -образного гаммадиона и металлизированной части копланарной линии.

Во многих исследованиях (например, [7])  $S_{\text{п}}$  рассматривают как площадь всего гаммадиона. Однако, на практике эффективная площадь перекрытия  $S_{\text{п}}$  несколько меньше, так как площадь гаммадиона перекрывает только центральный проводник копланарной линии передачи и боковые заземляющие электроды (рис. 4).

Все четыре зоны, выделенные на рисунке 4(а), равны друг другу. Площадь каждой можно рассчитать как площадь прямоугольника  $ABCD$ , представленного на рисунке 4(б) со сторонами  $AB \equiv DC = M$  и  $AD \equiv bC = p$ .

Таким образом, полезная площадь перекрытия  $S_{\text{п}} = 2\pi r \cdot p - 4Mp$ , то есть емкость  $LC$ -контура:

$$C = \varepsilon \cdot \varepsilon_0 \cdot \frac{p(2\pi r - 4M)}{2T}. \quad (5)$$

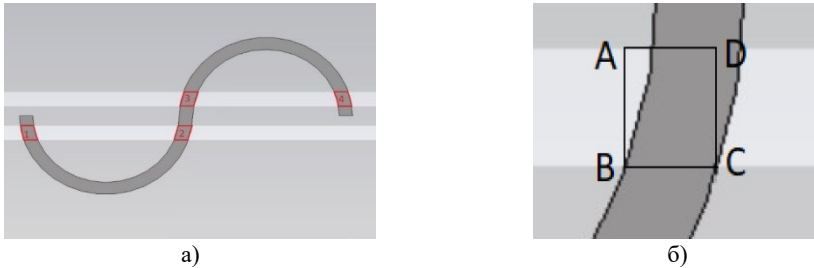


Рис. 4. Проекция S-образного гаммадиона на копланарную линию передачи: а) четыре зоны, где отсутствует перекрытие; б) аппроксимационный расчет одной из зон.

Fig. 4. Projection of the S-shaped gammadiode onto a coplanar transmission line: a) four zones where there is no overlap; b) approximation calculation of single one of the zones

Подставляя выражения (2) и (5) в (1), получаем циклическую резонансную частоту  $\omega_p$  S-образного гаммадиона:

$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{N \cdot \mu_0 \mu 2\pi r \left[ \ln \left( \frac{4\pi r}{p + T} \right) + 0,5 \right] \cdot \varepsilon \cdot \varepsilon_0 \cdot \frac{p(2\pi r - 4M)}{2T}}}. \quad (6)$$

Анализируя выражение (6), можно утверждать, что циклическая резонансная частота  $\omega_p$  зависит от параметров S-образного гаммадиона ( $r, p$ ), от параметров копланарной линии передачи ( $M$ ), а также толщины диэлектрика ( $T$ ), то есть является функцией многих переменных  $\omega_p = F(r, p, M, T)$ .

Построим семейство зависимостей для  $f_p = \omega_p / 2\pi$  от геометрических параметров рассматриваемой системы для разного количества плоских гаммадионов  $N$  (рис. 5).

Зависимости  $f_p = F(r)$  и  $f_p = F(p)$  представляют собой нисходящие гиперболы, так как индуктивность и емкость системы возрастают с увеличением  $r$  и  $p$ , а частота обратно пропорциональна корню из их произведения.

Зависимость  $f_p = F(T)$  и  $f_p = F(M)$  представляют собой восходящие нелинейные зависимости, так как изменение толщины диэлектрической подложки и зазора между сигнальным проводником линии передачи и боковыми заземляющими полигонами напрямую влияет на эффективную емкость системы.

Также стоит отметить, что рост количества однозаходных гаммадионов, расположенных последовательно над линией передачи копланарного типа, снижает резонансную частоту режекции падающего сигнала, так как при этом растет эффективная индуктивность и емкость всей системы.

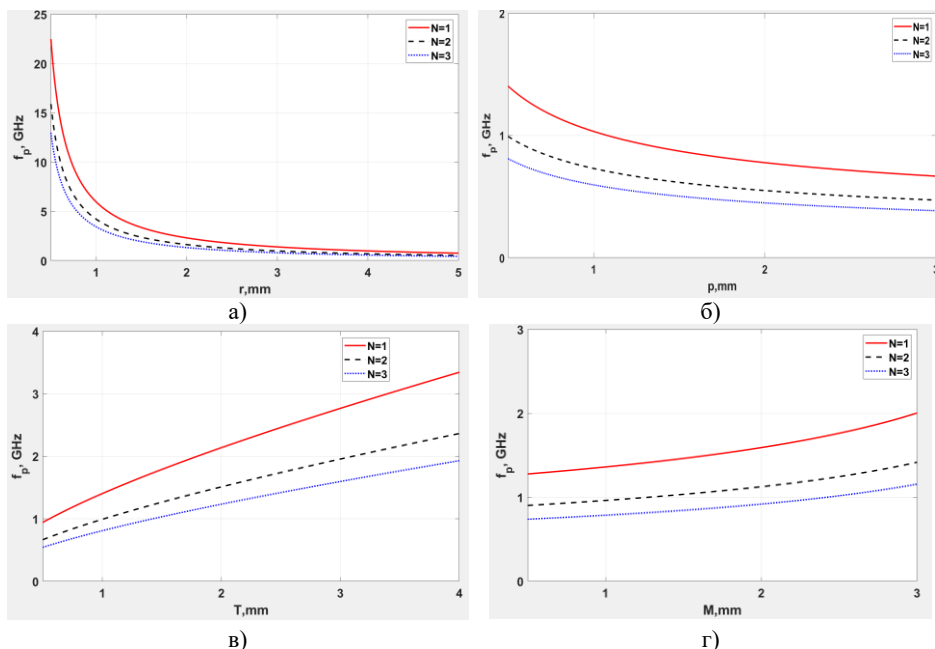


Рис. 5. Зависимость резонансной частоты  $f_p$  от: а) радиуса закругления гаммадиона  $r$ ; б) ширины проводящего полоска  $p$  гаммадиона; в) толщины диэлектрической подложки  $T$ ; г) ширины зазора  $M$  между сигнальным проводником копланарной линии передачи и боковыми заземляющими полигонами.

Fig. 5. Dependence of the resonant frequency  $f_p$  on: а) the radius of curvature of the gammadion  $r$ ; б) the width of the conducting strip  $p$  of the gammadion; в) the thickness of the dielectric substrate  $T$ ; г) the width of the gap  $M$  between the signal conductor of the coplanar transmission line and the lateral grounding polygons

#### 4. Электродинамическое моделирование в программном комплексе *CST Studio Suite*

Расчет распределения электромагнитных полей в программном пакете осуществлялся в режиме *Time Domain Solver*, при этом временной анализ позволял учитывать переходные явления в исследуемой структуре. Для возбуждения системы использовался широкополосный источник, обеспечивающий измерение резонансной частоты режекции  $f_p$ , коэффициента отражения  $S_{11}$  и коэффициента передачи  $S_{21}$  в широком диапазоне частот. Для этих целей в программной среде заданы две точки возбуждения и измерения электромагнитных сигналов в модели (см. рис. 1).

Вся расчетная область разбивалась на прямоугольные (кубические или параллелепипедные) ячейки. Все ячейки точно прилегали друг к другу, то есть пересечение двух различных ячеек было исключено.

Сравнение зависимостей резонансной частоты  $f_p$  от геометрических параметров рассматриваемой системы ( $r, p, M, T$ ) в рамках приведенной выше аналитической модели и электродинамического моделирования приведены на рисунке 6.

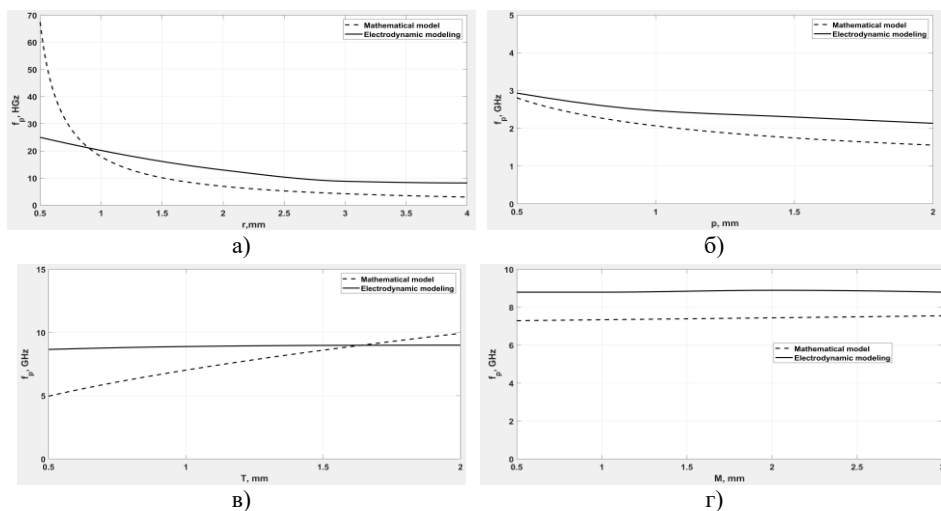


Рис. 6. Зависимость резонансной частоты  $f_p$  от: а) радиуса закругления гаммадиона  $r$ ; б) ширины проводящего полоска  $p$  гаммадиона; в) толщины диэлектрической подложки  $T$ ; г) ширины зазора  $M$  между сигнальным проводником копланарной линии передачи и боковыми заземляющими полигонами.

Fig. 6. Dependence of the resonant frequency  $f_p$  on: а) the radius of curvature of the gammadiode  $r$ ; б) the width of the conducting strip  $p$  of the gammadiode; в) the thickness of the dielectric substrate  $T$ ; г) the width of the gap  $M$  between the signal conductor of the coplanar transmission line and the lateral grounding polygons

Проведенный сравнительный анализ аналитической модели, описывающей зависимость резонансной частоты режекции от геометрических параметров системы, и результатов электродинамического моделирования в программной среде *CST Studio Suite*, продемонстрировал, что описанная аналитическая модель достаточно корректна и согласуется с результатами электродинамического моделирования. Однако присутствует небольшое отклонение модели и результатов компьютерного моделирования.

Так же стоит отметить, что в рамках электродинамического моделирования изменение количества однозаходных гаммадионов, расположенных локально над проводящим трактом, не сдвигает резонансную частоту режекции  $f_p$  в стороны меньших частот. Данный сдвиг прогнозировала аналитическая модель (см. рис. 5).



## 5. Измерение передаточных характеристик однозаходного гаммадиона и пары однозаходных гаммадионов

На основе проведенного электродинамического анализа одиночного однозаходного гаммадиона был изготовлен экспериментальный макет (рис. 7).

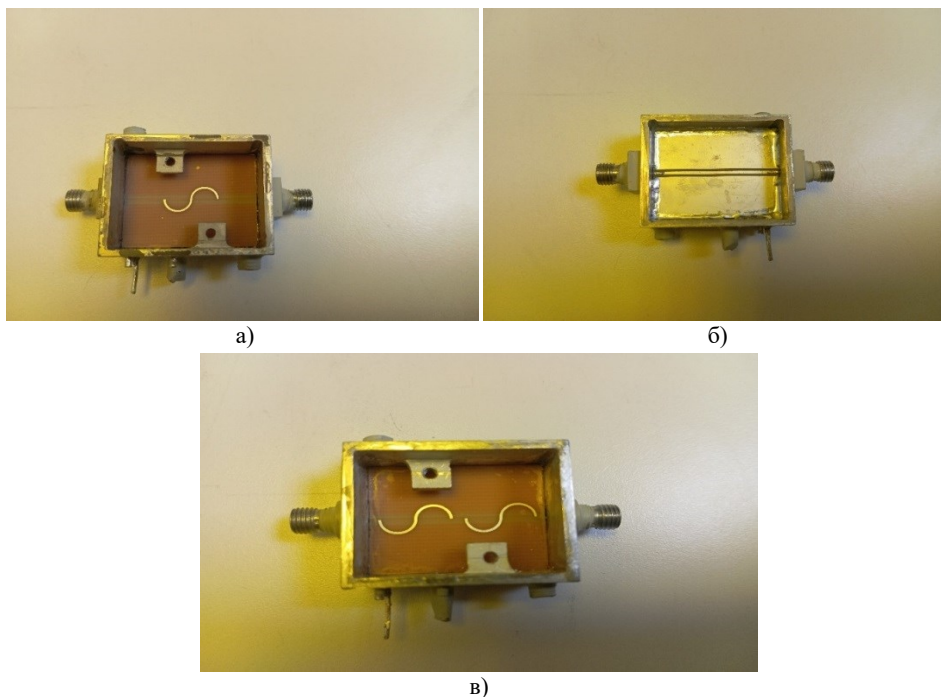


Рис. 7. Рабочий макет линии передачи с локально нанесенным гаммадионом в алюминиевом корпусе: а) одиночный гаммадион; б) вид снизу (линия передачи копланарного типа); в) пара гаммадионов.

Fig. 7. Working model of a transmission line with a locally applied gammadion in an aluminum housing: а) single gammadion; б) bottom view (coplanar transmission line); в) a pair of gammadions

Измерение коэффициента передачи  $S_{21}$ , коэффициента отражения  $S_{11}$  и резонансной частоты режекции  $f$  падающего сигнала производилось на векторном анализаторе цепей *Agilent Technologies N5230C*.

Структурная схема проведения измерений выходных характеристик готового макета на векторном анализаторе цепей отображена на рис. 8.

АЧХ коэффициента передачи  $S_{21}$  и коэффициента отражения  $S_{11}$  в рамках проведенного эксперимента приведены на рис. 9.

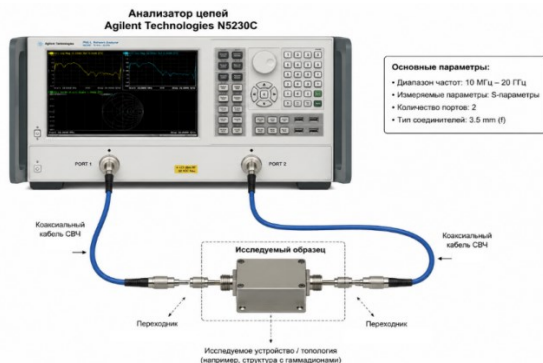
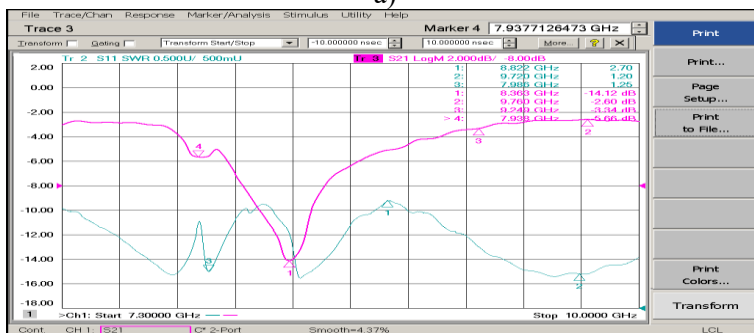


Рис. 8. Схема проведения измерений исследуемого устройства с использованием векторного анализатора *Agilent Technologies N5230C*.

Fig. 8. Scheme for conducting measurements of the device under study using the *Agilent Technologies N5230C* vector analyzer



а)



б)

Рис. 9. Выходных параметры  $S_{21}$  и  $S_{11}$  проводящего участка линии передачи, содержащего: а) одиночный гаммадион; б) пару гаммадионов.

Fig. 9. Output parameters  $S_{21}$  and  $S_{11}$  of the conducting section of the transmission line containing: а) a single gammadiion; б) a pair of gammadiions

Таким образом, экспериментальные результаты, полученные на изготовленном макете, и расчетные данные демонстрируют достаточно хорошее совпадение особенно по резонансным частотам. Более подробно выходные параметры приведены в таблице 1.

Таблица 1. Выходные параметры модели.

Table 1. Output parameters of the model

	Коэффициент передачи $S_{21}$ , дБ	Коэффициент отражения $S_{11}$ , дБ	Резонансная ча- стота, ГГц
Одиночный гаммадион			
Электродинамический анализ	-4,9	-9,5	8,7
Экспериментальные данные	-7,9	-3,7	8,86
Пара гаммадионов			
Электродинамический анализ	-17,1	-8,7	8,8
Экспериментальные данные	-14,1	-9,5	8,4

Полученные расхождения могут быть обусловлены технологическими погрешностями изготовления, потерями в материалах, неточностями измерений, а также упрощениями, принятыми при электродинамическом моделировании. В целом модель адекватно описывает резонансные свойства реального устройства.

Также важно отметить, что экспериментальные данные подтвердили тот факт, что увеличение количества гаммадионов, расположенных локально над линией передачи копланарного типа, сдвигает резонансную частоту режекции в сторону более низких частот, что согласуется с аналитической моделью, описанной в п. 3 настоящей статьи.

## 6. Заключение

В результате работы была исследована усовершенствованная аналитическая модель, описывающая зависимость резонансной частоты поглощения падающего электромагнитного излучения в линии передачи копланарного типа, содержащей на обратной стороне диэлектрической подложки локально размещенные S-образные гаммадионы. На основе модели получены зависимости резонансной частоты режекции проходящего сигнала от геометрических параметров структуры, что позволило установить влияние конструктивных характеристик системы на ее электродинамические свойства.

Для проверки корректности аналитического описания было выполнено электродинамическое моделирование в программном комплексе *CST Studio Suite*. Проведенный сравнительный анализ показал хорошее согласование результатов аналитической модели и численного моделирования, что подтверждает адекватность разработанной модели при описании процессов распространения электромагнитной волны в рассматриваемой среде.

Дополнительно были проведены экспериментальные исследования изготовленного макета. Сопоставление экспериментальных данных с результатами электродинамического моделирования продемонстрировало их достаточно хорошее совпадение. Полученные результаты подтверждают достоверность разработанной модели и возможность ее применения при проектировании и анализе подобных электродинамических структур [8—10].

### Список литературы

1. Осипов О. В., Панин Д. Н., Почепцов А. О. Исследование электродинамических характеристик метаматериалов на основе одно и двухзаходных тонкопроволочных спиральных элементов // Информационные технологии. Радиоэлектроника. Телекоммуникации. 2015. № 5-2. С. 134—141.
2. Григорьев А. Д. Электродинамика и микроволновая техника. СПб : «Лань», 2007. 704 с.
3. Малышев И. В. Николаев Е. В. Пат. 207101 (РФ) Селективное устройство на основе двухкольцевого разрезного резонатора. Оpub. в Б. И., 2021.10.12.
4. Malyshev I. V., Dubchenko N. I. Analysis of the Frequency-Selective Properties of Single-Pass Gammadion Inclusions in the Composition of Microwave Strip Type Transmission Lines. In : 2023 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW). IEEE, 2023. P. 156—159.
5. Исследование электромагнитных характеристик кирального метаматериала на основе тонкопроволочных идеально проводящих элементов в виде взаимно ортогональных спиралей / О. В. Осипов, Д. С. Ключев, А. О. Почепцов, Е. С. Резепова, В. П. Кубанов // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2017. Т. 20, № 1. С. 4—10.
6. Калантаров П. Л., Цейтлин Л. А. Расчет индуктивностей. М. : Энергоатомиздат, 1986. 488 с.
7. Аралкин М. В., Дементьев А. Н., Осипов О. В. Математические модели киральных метаматериалов на основе многозаходных проводящих элементов // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. —2020. Т. 23, № 1. С. 8—19.
8. Parshina N. V. and Dubchenko N. I., Investigation of Two Coupled Gammadions Rotational Processes in the Conductive Properties Study of the Stripe-Type Passive Structure. In : 2023 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW), Divnomorskoe, Russian Federation, 2023, pp. 152—155.
9. Caloz Ch., Itoh T. Electromagnetic metamaterials : transmission line theory and microwave applications (the engineering approach). A John Wiley & Sons, Inc., 2006. 352 p.
10. Неганов В. А., Осипов О. В. Отражающие, волноведущие и излучающие структуры с киральными элементами. М. : Радио и связь, 2006. 280 с.

### Информация об авторах

**Дубченко Никита Иванович**, аспирант кафедры радиотехнической электроники и нанoeлектроники Институт нанотехнологий, электроники и приборостроения Южного Федерального Университета, г. Ростов-на-Дону, Российская Федерация.

**Малышев Игорь Владимирович**, кандидат технических наук, доцент кафедры радиотехнической электроники и наноэлектроники Института нанотехнологий, электроники и приборостроения Южного Федерального Университета, г. Ростов-на-Дону, Российская Федерация.

**Паршина Наталья Валерьевна**, кандидат технических наук, доцент кафедры радиотехнической электроники и наноэлектроники Института нанотехнологий, электроники и приборостроения Южного Федерального Университета, г. Ростов-на-Дону, Российская Федерация.

# Technological Features Modeling and Experimental Production of Strip Transmission Lines with Surface Gammadion Structures

N. I. Dubchenko, I. V. Malyshev, and N. V. Parshina

*Institute of Nanotechnology, Electronics and Instrumentation  
of the Southern Federal University*

*2, Shevchenko st., Taganrog, Rostov region, 347922, Russian Federation*

*ivmalyshev@sfnu.ru, ndubchenko@sfnu.ru, nparshina@sfnu.ru*

Received: May 23, 2026

Peer-reviewed: June 1, 2026

Accepted: June 1, 2026

**Annotation:** Results were obtained from electrodynamic modeling of the conductive properties of strip type microwave transmission line sections containing surface-sputtered gammadion configurations on the reverse side of the conducting transmission line, both for a single-pass gammadion and for a cascaded two-element cascade of these structures. These results were experimentally confirmed using developed and manufactured prototypes. The studies demonstrated the feasibility of using and controlling the rejection-selective properties of such structures, and methods for adjusting the resonant frequency ( $f_p$ ) were also developed. The results of this study may be of interest to developers of applied passive microwave components.

**Keywords:** single-pass gammadion element, strip type transmission line, resonant frequency, transmission and reflection coefficient.

**For citation (IEEE):** N. I. Dubchenko, I. V. Malyshev, and N. V. Parshina, "Technological Features Modeling and Experimental Production of Strip Transmission Lines with Surface Gammadion Structures," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 9, no. 6, pp. 1415–1430, 2026, doi: 10.21227/p3hvf712. (In Russ.).

## References

- [1] O. V. Osipov, D. N. Panin, and A. O. Pochepstov, "Study of the electrodynamic characteristics of metamaterials based on single and double-threaded thin-wire spiral elements," *Information technologies. Radioelectronics. Telecommunications*, no. 5–2, pp. 134–141, 2015. (In Russ.).
- [2] A. D. Grigoriev, *Electrodynamics and microwave technology: Textbook*, St. Petersburg: Lan' Publishing House, 2007. (In Russ.).
- [3] I. V. Malyshev and E. V. Nikolaev Patent. 207101 (RF), "Selective device based on a two-ring split resonator," Published 2021.10.12. (In Russ.).
- [4] I. V. Malyshev and N. I. Dubchenko, "Analysis of the Frequency-Selective Properties of Single-Pass Gammadion Inclusions in the Composition of Microwave Strip Type Transmission Lines," in *2023 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW)*. – IEEE, P. 156–159. 2023.

- [5] O. V. Osipov, et al., “Study of electromagnetic characteristics of a chiral metamaterial based on thin-wire ideally conducting elements in the form of mutually orthogonal spirals,” *Physics of wave processes and radio engineering systems*, vol. 20, no. 1, pp. 4–10, 2017. (In Russ.).
- [6] P. L. Kalantarov and L. A. Zeitlin, *Calculation of inductances*, Moscow: Energoatomizdat, 1986. (In Russ.).
- [7] M. V. Aralkin, A. N. Dementyev, and O. V. Osipov, “Mathematical models of chiral metamaterials based on multi-turned conductive elements,” *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 23, no. 1, pp. 8–19, 2020. (In Russ.).
- [8] N. V. Parshina and N. I. Dubchenko, “Investigation of Two Coupled Gammadions Rotational Processes in the Conductive Properties Study of the Stripe-Type Passive Structure,” in *2023 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW)*, Divnomorskoe, Russian Federation, pp. 152–155, 2023.
- [9] Ch. Caloz and T. Itoh, *Electromagnetic metamaterials: transmission line theory and micro-wave applications (the engineering approach)*, A John Wiley & Sons, Inc., 2006.
- [10] V. A. Neganov and O. V. Osipov, *Reflecting, wave-guiding and radiating structures with chiral elements*, Moscow: Radio i svyaz', 2006. (In Russ.).

### Information about the authors

**Nikita I. Dubchenko**, postgraduate student of the Department of Radio Electronics and Nanoelectronics, Institute of Nanotechnology, Electronics and Instrumentation, Southern Federal University, Rostov-on-Don, Russian Federation.

**Igor V. Malyshev**, Candidate of Technical Sciences, Associate Professor of the Department of Radio Electronics and Nanoelectronics, Institute of Nanotechnology, Electronics and Instrumentation, Southern Federal University, Rostov-on-Don, Russian Federation.

**Natalya V. Parshina**, Candidate of Technical Sciences, Associate Professor of the Department of Radio Electronics and Nanoelectronics, Institute of Nanotechnology, Electronics and Instrumentation, Southern Federal University, Rostov-on-Don, Russian Federation.

УДК 621.372

## **Фазовращатель отражательного типа на основе поперечно-направленного ответвителя с трансформацией импеданса на связанных линиях с накладным керамическим бруском**

Сычев А. Н., Артищев С. А., Рагимова Н. С., Шестериков Е. В.

*Томский университет систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)  
пр. Ленина 40, г. Томск, 634050, Российская Федерация*

*ans@main.tusur.ru*

Получено: 25 мая 2026 г.

Отрецензировано: 1 июня 2026 г.

Принято к публикации: 1 июня 2026 г.

**Аннотация:** Предложено новое решение фазовращателя отражательного типа (ФВОТ), построенного на основе импеданс-трансформирующего 3-дБ поперечно-направленного ответвителя (ПоНО) на связанных линиях с двойным экраном (СЛДЭ). Базовая конструкция содержит опорную 50-омную микрополосковую линию с электрической длиной  $90^\circ$ , выполненную на подложке с низкой диэлектрической проницаемостью ( $\epsilon_{r2} = 3,4$ ). На ней смонтирован керамический брусок с высокой проницаемостью ( $\epsilon_{r1} = 46$ ), на поверхности которого расположена верхняя 25-омная микрополосковая линия с электрической длиной  $270^\circ$ . Концы этой линии нагружены на отражательные резонаторы в виде последовательно соединенных индуктивности и варикапа, что обеспечивает управляемый фазовый сдвиг ФВОТ, превышающий  $180^\circ$ . Моделирование ПоНО на СЛДЭ выполнено методом численных конформных преобразований. Измеренные характеристики прототипа ФВОТ с двумя GaAs варикапами AA628A близки к расчетным. По уровню возвратных потерь 10 дБ получены следующие параметры: полоса рабочих частот  $1,54 \pm 0,11$  ГГц (14 %), вносимые потери  $1,1 \pm 0,6$  дБ, плавно управляемый фазовый сдвиг во всем диапазоне частот составляет  $240^\circ$ , а на центральной частоте  $250^\circ$ . Особенностью предложенного ФВОТ является гальваническая развязка канала СВЧ и цепи управления.

**Ключевые слова:** фазовращатель отражательного типа (ФВОТ), поперечно-направленный ответвитель (ПоНО), связанные линии с двойным экраном (СЛДЭ), импеданс-трансформирующий ответвитель, керамический брусок, варикап.



**Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008):** Сычев А. Н., Артищев С. А., Рагимова Н. С., Шестериков Е. В. Фазовращатель отражательного типа на основе поперечно-направленного ответвителя с трансформацией импеданса на связанных линиях с накладным керамическим бруском // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2026. Т. 9, № 6. С. 1431—1444.

**Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018):** Сычев, А. Н. Фазовращатель отражательного типа на основе поперечно-направленного ответвителя с трансформацией импеданса на связанных линиях с накладным керамическим бруском / А. Н. Сычев, С. А. Артищев, Н. С. Рагимова, Е. В. Шестериков // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2026. — Т. 9, № 6. — С. 1431—1444.

## 1. Введение

Фазовращатели являются основными компонентами диаграммообразующих устройств фазированных антенных решеток и систем аналоговой обработки СВЧ-сигналов. Их проектируют на основе пяти базовых схем: нагруженные линии; переключаемые каналы; отражательные схемы; коммутируемые фильтры (ФНЧ/ФВЧ); векторные сумматоры. Традиционная отражательная схема — фазовращатель отражательного типа (ФВОТ) — состоит из квадратурного моста, нагруженного парой идентичных отражательных нагрузок (рис. 1). Эти мосты обычно реализуются в виде двушлейфных структур (рис. 1, а) или 3-дБ направленных ответвителей (НО) на отрезках связанных линий, которые распадаются на: сонаправленные (СоН); противонаправленные (ПрН) (рис. 1, б, в) и поперечно-направленные (ПоН) (рис. 1, г).

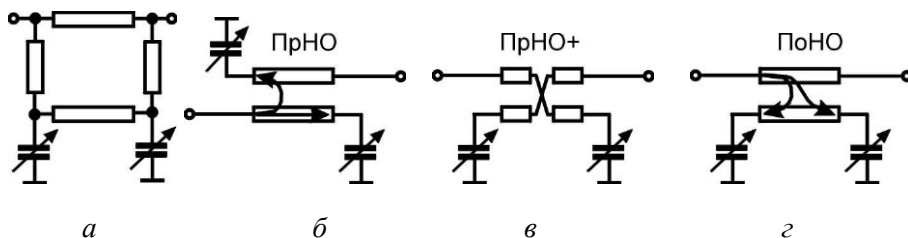


Рис. 1. Схемы ФВОТ на основе различных 3-дБ 90-град. направленных ответвителей:

а) двушлейфных; б) противонаправленных; в) противонаправленных с перекрестием; г) поперечно-направленных.

Fig. 1. Schematic diagrams of the RTPS based on various 3-dB 90-degree: а) branch-line; б) contra-directional; в) contra-directional with crossovers; г) transdirectional coupled-lines couplers

Среди рассмотренных схем поперечно-направленные ответвители (ПоНО) обладают рядом ключевых преимуществ при реализации ФВОТ. Они, в частности, обеспечивают внутреннюю гальваническую развязку по

постоянному току между ВЧ-трактом и цепями управления. Кроме того, ПоНО позволяют совмещать функцию ответвления с трансформацией импеданса, что обеспечивает им большую компактность по сравнению с традиционными схемами [1—3].

В то же время конструкции ФВОТ на основе обычных шлейфных ответвителей имеют ряд недостатков — большие габариты и необходимость использования внешних разделительных конденсаторов [4, 5], а ФВОТ на основе известных ПрНО [6] хотя и обеспечивают более компактные размеры, но также нуждаются во внешних разделительных конденсаторах для развязки по постоянному току.

Хотя существующие решения ФВОТ, использующие ПоНО на одинаковых связанных линиях [7—11], обеспечивают внутреннюю изоляцию по постоянному току, но остаются неоптимальными — ФВОТ в [7—9] дают управляемый фазовый сдвиг менее  $180^\circ$ , в то время как устройства в [10, 11] достигают свыше  $360^\circ$  за счет больших вносимых потерь и увеличения габаритов. Отсюда существует острая необходимость в ФВОТ, который совмещает внутреннюю изоляцию по постоянному току с управляемым фазовым сдвигом не менее  $180^\circ$ , низкими вносимыми потерями и компактной конструкцией. Для решения этих задач в данной работе предлагается ФВОТ, использующий импеданс-трансформирующий (ИТ) ПоНО на отрезке связанных линиях с двойным экраном (СЛДЭ), которые были предложены в [12] и впоследствии модифицированы в [13, 14].

Здесь предлагается одна из первых реализаций управляемого ФВОТ на основе ИТ-ПоНО на СЛДЭ. При этом СЛДЭ реализуются в виде микрополосковой линии с накладным керамическим брусом. Такое решение одновременно снижает потери и расширяет диапазон управляемого фазового сдвига, сохраняя компактные размеры даже при использовании стандартной технологии печатных плат.

## **2. Моделирование фазовращателя отражательного типа**

Общая схема предложенного аналогового ФВОТ, построенного на ИТ-ПоНО на СЛДЭ с резонансными отражательными нагрузками с показана на рис. 2, а. Его моделирование начнем с импеданс-трансформирующего ПоНО на СЛДЭ (рис. 2, б), а затем проанализируем отражательные нагрузки на варикапах (рис. 2, в).

### **2.1. Моделирование импеданс-трансформирующего ПоНО на СЛДЭ**

Общие схемы импеданс-трансформирующего ПоНО на отрезке СЛДЭ показаны на рис. 2, б и 3, а. Известно, что в таком ПоНО в полосе рабочих частот сигнал не доходит до конца (порт 4) возбуждаемой опор-

ной линии (порт 2), а уходит поперек во вторую верхнюю линию — на ее ближний и дальний концы (порты 1 и 3) (см. рис. 3, а) [3]. Базовая конструкция 3-дБ ИТ-ПоНО на СЛДЭ (рис. 3, б, в) содержит опорную 50-омную микрополосковую линию с электрической длиной  $90^\circ$ , выполненную на подложке с низкой диэлектрической проницаемостью ( $\epsilon_{r2} = 3,4$ ). На ней смонтирован керамический брусок с высокой проницаемостью ( $\epsilon_{r1} = 46$ ), на поверхности которого расположена верхняя 25-омная микрополосковая линия с электрической длиной  $270^\circ$ . Итак, в структуре СЛДЭ реализация сильной 3-дБ связи сопровождается двукратной трансформацией импеданса 50:25 Ом, а поперечная направленность достигается трехкратным отношением электрических длин  $90:270^\circ$  [14].

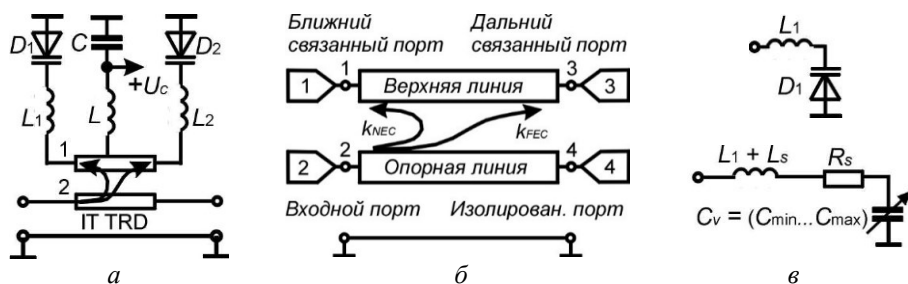


Рис. 2. Предлагаемый аналоговый ФВОТ: а) общая схема устройства;  
б) импеданс-трансформирующий ПоНО на СЛДЭ;  
в) отражательная нагрузка на варикапе с индуктивностью и ее эквивалентная схема.

Fig. 2. Proposed analog RPTS: а) general schematic diagram of the device;  
б) impedance-transforming TRD coupler based on DSCL;  
в) varactor-based reflective load with an inductor and its equivalent circuit

При моделировании конструкции СЛДЭ (см. рис. 3, б, в), выполненной в виде слоистой структуры (микрополосковая линия с накладным керамическим бруском), учитываются следующие основные параметры: (см. рис. 1, в, г):  $a$  — ширина керамического бруска;  $w_1$  — ширина верхней полоски;  $w_2$  — ширина опорной полоски;  $h_1$  — толщина керамического бруска;  $h_2$  — толщина нижней платы;  $t$  — толщины металлических полосок;  $\ell$  — длина отрезка линий;  $\epsilon_{r1}$ ,  $\epsilon_{r2}$ ,  $\epsilon_{r3}$  — диэлектрические проницаемости материалов нижней подложки, керамического бруска и окружающего воздуха соответственно.

В качестве основы для проектирования ФВОТ выбрана базовая конструкция ИТ-ПоНО на СЛДЭ, рассчитанная на частоту 1,5 ГГц и подробно описанная в [3]. Ее физические параметры, выступающие исходными данными для квазистатического анализа и численных расчетов, имеют следующие геометрические размеры:  $(w_1 \ w_2 \ h_1 \ h_2 \ t \ \ell) = (1,5 \ 3,5 \ 1,5 \ 1,5 \ 0,035$

30) мм, диэлектрические проницаемости подложек и воздушной среды ( $\epsilon_{r1}$   $\epsilon_{r2}$   $\epsilon_{r3}$ ) = (46 3,4 1); при этом ширина бруска  $a$  не ограничивается.

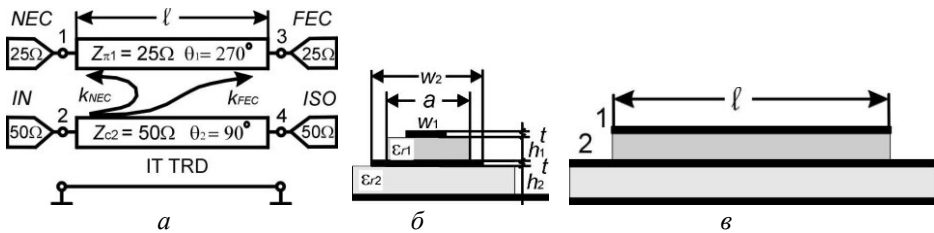


Рис. 3. Импеданс-трансформирующий ПоНО на СЛДЭ: а) схема с указанием импедансов и длин линий; б) поперечное сечение и в) вид сбоку с обозначением геометрических параметров.

Fig. 3. Impedance-transforming TRD coupler based on DSCL: а) schematic diagram indicating line impedances and electrical lengths; б) cross-sectional view; в) side view with geometric parameters notation

Из этих данных методом численных конформных преобразований, реализованном в авторской САПР *Lines Modelling Toolbox*, вычисляются погонные и модальные параметры СЛДЭ: элементы матриц погонных индуктивностей ( $L_{11}$   $L_{22}$   $L_{12}$ ) = (0,542 0,268 0,177) мкГн/м и емкостей ( $C_{11}$   $C_{22}$   $C_{12}$ ) = (667 765 656) пФ/м; характеристические сопротивления ( $Z_{11}$   $Z_{22}$   $Z_{12}$ ) = (63,5 46,5 41,9) Ом; модальные импедансы ( $Z_{c2}$   $Z_{\pi1}$ ) = (57,7 20,7) Ом; модальные диэлектрические проницаемости ( $\epsilon_{rc}$   $\epsilon_{rp}$ ) = (2,69 27,4); нормированные модальные напряжения ( $R_c$   $R_p$ ) = (0,979 -0,269).

Полученных параметров, характеризующих ИТ-ПоНО на СЛДЭ, достаточно для последующего схемного анализа ФВОТ в частотной области. Далее перейдем к моделированию резонансных отражательных нагрузок на варикапах, позволяющих создавать аналоговые фазовращатели.

## 2.2. Модель отражательной нагрузки на варикапе

Моделируемая отражательная нагрузка (см. рис. 2, в) состоит из внешней индуктивности  $L_1$  и полупроводникового диода  $D_1$  в виде GaAs варикапа AA628A (производства АО «НИИПП», Томск), эквивалентная схема которого содержит последовательно соединенные индуктивность  $L_s$  = 0,2 нГн, сопротивление  $R_s$  = 1,4 Ом и управляемую емкость  $C_v$  = ( $C_{min}$  ...  $C_{max}$ ). Заметим, что эта схема — перестраиваемый последовательный колебательный контур — позволяет получать большие управляемые фазовые сдвиги, превышающие 180°. Исходя из известного диапазона перестройки емкости варикапа  $C_{min}(U_c = 40 \text{ В})$  = 0,72 пФ и  $C_{max}(U_c = 0 \text{ В})$  = 3,6 пФ, вычисляется средняя гармоническая емкость

$$C_0 = 2C_{\min}C_{\max}/(C_{\min} + C_{\max}) = 1,2 \text{ пФ.}$$

Она позволяет вычислить полную последовательную индуктивность  $L_0 = L_1 + L_s$  для центральной частоты  $f_0 = 1,5$  ГГц рабочего диапазона по формуле

$$L_0 = 1/(\omega_0^2 C_0) = 9,4 \text{ нГн.}$$

Откуда внешняя индуктивность  $L_1$  рассчитывается как разность  $L_1 = L_0 - L_s = 9,2$  нГн. С учетом коэффициента перекрытия по емкости

$$K_c = C_{\max}/C_{\min} = 3,6/0,72 = 5;$$

средней гармонической емкости  $C_0 = 1,2$  пФ и импеданса линии с  $\pi$ -волной  $Z_{\pi 1} = 25$  Ом, максимальный управляемый фазовый сдвиг (УФС) на проектной частоте  $f_0 = 1,5$  ГГц рассчитывается по формуле

$$\Delta\varphi_{\max} = \frac{720^\circ}{\pi} \tan^{-1} \left( \frac{K_c - 1}{K_c + 1} \frac{1}{2\pi f_0 C_0 Z_{\pi 1}} \right) = 268^\circ,$$

из которой видно, что снижение импеданса линии  $Z_{\pi 1}$ , нагруженной варикапами, приводит к увеличению УФС. Данный эффект также усиливается при снижении средней гармонической емкости  $C_0$ . Однако увеличение коэффициента перекрытия по емкости  $K_c$  не дает аналогичного результата; в силу зависимости вида  $(K_c - 1)/(K_c + 1)$ , прирост УФС заметен лишь при малых значениях  $K_c$ , тогда как при больших  $K_c$  эффективность управления падает, а величина УФС стремится к своему теоретическому пределу. В связи с этим использование варикапов с чрезмерно большим коэффициентом перекрытия ( $K_c = 10\text{—}12$ ) не имеет практического смысла из-за насыщения характеристики. Оптимальным компромиссом является значение  $K_c \approx 5$ , при котором достигается около 67 % от теоретического предела УФС, но при этом сохраняется высокая добротность полупроводниковой структуры и минимизируются вносимые потери.

### 2.3. Расчет частотных характеристик фазовращателя

Расчет частотных характеристик предлагаемого ФВОТ базируется на погонных и модальных параметрах ИТ-ПоНО на СЛДЭ, полученных в п. 2.1. Здесь учет неидеального экранирования в СЛДЭ ( $R_\pi \neq 0$ ) делает упрощенную четырехпараметрическую модель недостаточной и обуславливает использование полного набора из шести параметров структуры. Также в полную модель ФВОТ включаются схемные параметры резонансных отражательных нагрузок на варикапах, полученные в п. 2.2. К ним относится набор из шести дискретных значений емкости варикапа АА628А:  $C_v = (0,72 \text{ } 0,9 \text{ } 1,1 \text{ } 1,4 \text{ } 2,0 \text{ } 3,6)$  пФ. Далее с использованием схемного симулятора в частотной области рассчитываются зависимости  $S$ -параметров ФВОТ в

диапазоне от 0 до 3 ГГц для шести дискретных состояний емкости. На рис. 4 приведены расчетные характеристики рассеяния устройства.

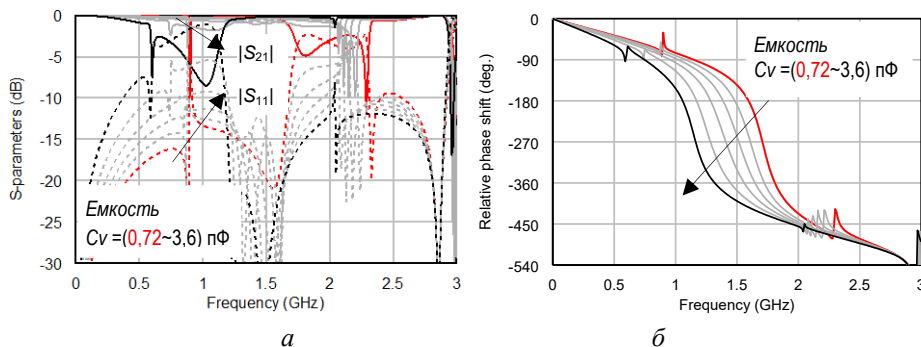


Рис. 4. Рассчитанные частотные зависимости  $S$ -параметров аналогового ФВОТ на основе импеданс-трансформирующего ПоНО на СЛДЭ и двух отражательных нагрузок: коэффициенты отражения  $S_{11}$  и передачи  $S_{21}$  (а); фазовый сдвиг при значениях емкости варикапа AA628A  $C_v = (0,72 \text{ } 0,9 \text{ } 1,1 \text{ } 1,4 \text{ } 2,0 \text{ } 3,6)$  пФ (б).

Fig. 4. Simulated frequency dependencies of the  $S$ -parameters of the analog RTPS based on the impedance-transforming TRD coupler based DSCL and two reflective loads: magnitude of reflection  $S_{11}$  and transmission  $S_{21}$  coefficients (a); phase shift at different varactor capacitances:  $(0,72 \text{ } 0,9 \text{ } 1,1 \text{ } 1,4 \text{ } 2,0 \text{ } 3,6)$  pF (b)

Как видно из графиков (рис. 4, а), фазовращатель работает в полосе частот 1,20—1,68 ГГц, т. е.  $1,44 \pm 0,24$  ГГц (33 %), обеспечивая уровень возвратных потерь ( $RL$ ) не хуже 10 дБ и вносимые потери ( $IL$ )  $0,8 \pm 0,6$  дБ. На рис. 4, б представлено семейство фазочастотных характеристик, позволяющих оценить УФС при изменении емкости варикапа AA628A в пределах от 0,72 до 3,6 пФ. На проектной частоте 1,5 ГГц величина УФС достигает  $254^\circ$ .

### 3. Результаты эксперимента

Для экспериментальной проверки работоспособности предложенного решения (см. рис. 2, а) был изготовлен макет ФВОТ на основе ИТ-ПоНО на отрезке СЛДЭ длиной 30 мм (см. рис. 3). Его геометрические и материальные параметры соответствовали исходным данным, взятым при теоретическом анализе:  $(w_1 \text{ } w_2 \text{ } h_1 \text{ } h_2 \text{ } t \text{ } \ell) = (1,5 \text{ } 3,5 \text{ } 1,5 \text{ } 1,5 \text{ } 0,035 \text{ } 30)$  мм;  $(\epsilon_{r1} \text{ } \epsilon_{r2} \text{ } \epsilon_{r3}) = (46 \text{ } 3,4 \text{ } 1)$ . При этом ширина керамического бруска, которая в расчетах принималась бесконечной, в реальной конструкции была ограничена величиной  $a = 3,5$  мм. В качестве материала опорной платы использован фольгированный диэлектрик Rogers RO4003C с габаритными размерами  $15 \times 50 \times 1,5$  мм, а в качестве высокопроницаемой подложки — керамический брусок В46 (ООО «Керамика», г. Санкт-Петербург) с габаритами  $3,5 \times 30 \times 1,5$  мм.

Каждая из двух отражательных нагрузок (см. рис. 2, в) состоит из GaAs-варикапа AA628A и внешней индуктивности  $L_1 = 9,2$  нГн, реализованной в виде катушки диаметром 1 мм, содержащей 3 витка медного провода 0,25 мм с двумя выводами длиной по 1,5 мм каждый. Цепь подачи смещения на оба варикапа содержит одну катушку индуктивности диаметром 1 мм, выполненную из 14 витков медного провода 0,25 мм с расчетной индуктивностью 44 нГн. Параллельно ей включается блокировочный чип-конденсатор емкостью 68 пФ, образуя фильтр нижних частот. Фотография макета ФВОТ и его характеристики, измеренные с помощью векторного анализатора цепей *Planar S5048*, представлены на рис. 5.

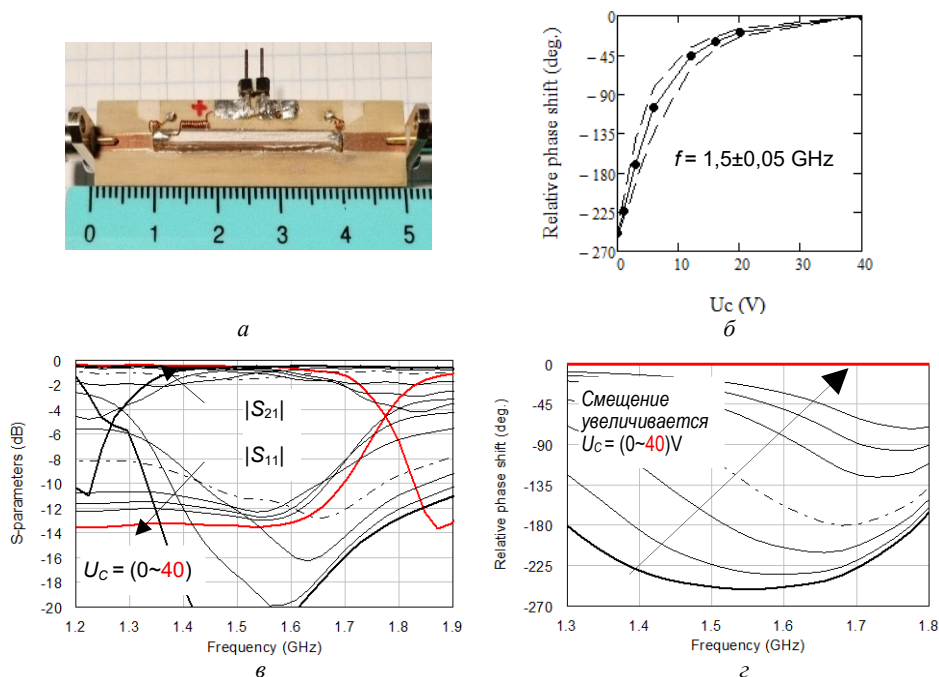


Рис. 5. Макет ФВОТ: фотография структуры на основе ИТ-ПоНО на СЛДЭ (а); фазорегулировочная характеристика в полосе частот  $1,5 \pm 0,05$  ГГц (б); частотные зависимости модулей коэффициентов отражения  $S_{11}$  и передачи  $S_{21}$  (в); частотные зависимости УФС при управляющих напряжениях  $U_c = (0 \ 1 \ 3 \ 6 \ 12 \ 16 \ 20 \ 40)$  В (г).

Fig. 5. RTPS prototype: photograph of the structure based on IT-TRD DSCL coupler (а); phase-tuning characteristic within the  $1.5 \pm 0.05$  GHz frequency band (б); frequency dependencies of the magnitudes of the reflection  $S_{11}$  and transmission  $S_{21}$  coefficients (в); frequency dependencies of the relative phase shift for the bias:  $(0 \ 1 \ 3 \ 6 \ 12 \ 16 \ 20 \ 40)$  V (г)

Как видно из графиков, приведенных на рис. 5, макет ФВОТ по уровню возвратных потерь ( $RL$ ) более 10 дБ работает в полосе частот

1,43—1,65 ГГц, или  $1,54 \pm 0,11$  ГГц (14 %) при вносимых потерях ( $IL$ )  $1,1 \pm 0,6$  дБ. На рис. 5, б представлена фазорегулировочная характеристика ФВОТ в полосе частот  $1,5 \pm 0,05$  ГГц (7 %) при изменении напряжения смещения на варикапах AA628A в пределах 0—40 В. В этой полосе неравномерность УФС не превышает  $\pm 25^\circ$ , а для крайних состояний (минимального и максимального набега фазы) значение неравномерности снижается до  $\pm 5^\circ$ . На рис. 5, г приведены частотные зависимости УФС при том же изменении управляющего напряжения 0—40 В. На проектной частоте 1,5 ГГц величина УФС достигает  $250^\circ$ .

Погрешность расчета центральной частоты рабочего диапазона не превышает 7 % (расчет 1,44 ГГц, эксперимент 1,54 ГГц). Предварительная оценка величины УФС дала значение  $268^\circ$ , тогда как в результате компьютерного моделирования было получено  $254^\circ$ , что отличается от экспериментального ( $250^\circ$ ) не более чем на 2 %.

#### 4. Заключение

Предложено и исследовано новое техническое решение фазовращателя отражательного типа (ФВОТ), выполненного на основе импеданс-трансформирующего 3-дБ поперечно-направленного ответвителя (ПоНО) на связанных линиях с двойным экраном (СЛДЭ). Основные результаты работы заключаются в следующем:

1. На основе метода численных конформных преобразований выполнено моделирование ИТ-ПоНО на СЛДЭ, позволившее оптимизировать геометрические размеры многослойной структуры ФВОТ, совмещающей подложки с низкой ( $\epsilon_{r2} = 3,4$ ) и высокой ( $\epsilon_{r1} = 46$ ) диэлектрическими проницаемостями.

2. Изготовлен и экспериментально исследован макет ФВОТ с управляющими GaAs-варикапами AA628A. Экспериментальные характеристики прототипа продемонстрировали высокую сходимость с результатами компьютерного моделирования.

3. По уровню возвратных потерь более 10 дБ ФВОТ обеспечивает рабочую полосу частот  $1,54 \pm 0,11$  ГГц (14 %) при вносимых потерях  $1,1 \pm 0,6$  дБ. Диапазон плавного регулирования фазового сдвига во всей рабочей полосе составляет  $240^\circ$  ( $250^\circ$  на центральной частоте 1,5 ГГц).

Важной схемно-конструктивной особенностью и преимуществом предложенного ФВОТ является встроенная гальваническая развязка между СВЧ-каналом и цепями подачи управляющего напряжения без использования дополнительных разделительных элементов. Достигнутые характеристики позволяют применить предложенный аналоговый ФВОТ в составе современных фазированных антенных решеток и других радиочастотных блоков.



## Благодарности

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 25-29-00316, <https://rscf.ru/project/25-29-00316/>

## Список литературы

1. Сычев А. Н., Артищев С. А., Труфанова Н. С. и др. Поперечно-направленные ответвители на связанных линиях и СВЧ устройства на их основе. Обзор // Журнал радиоэлектроники. 2025. № 11. С. 1—71.
2. Сычев А. Н., Артищев С. А., Труфанова Н. С. и др. Импеданс-трансформирующий поперечно-направленный ответвитель на связанных линиях на подвешенной подложке // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2025. Т. 8, № 6. С. 983—994.
3. Сычев А. Н., Артищев С. А., Рудый Н. Ю. и др. Поперечно-направленный ответвитель на связанных линиях с накладным керамическим бруском // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2024. Т. 7, № 3. С. 473—484.
4. Lin C.-S., Chang S.-F., Chang C.-C. et al. Design of a reflection-type phase shifter with wide relative phase shift and constant insertion loss // IEEE Trans. Microw. Theory Tech. 2007. Vol. 55, no. 9. P. 1862—1868.
5. Burdin F. et al. Design of compact reflection-type phase shifters with high figure-of-merit // IEEE Trans. Microw. Theory and Tech. 2015. Vol. 63, no. 6. P. 1883—1893.
6. Abbosh A. M. Compact tunable reflection phase shifters using short section of coupled lines // IEEE Trans. Microw. Theory and Tech. 2012. Vol. 60, no. 8. P. 2465—2472.
7. Sychev A. N., Rudyi N. Y., Dobush I. M. et al. A phase shifter based on trans-directional coupler with DC isolation of RF-path and control circuit. In : 2018 XIV Int. Scientific-Tech. Conf. on Actual Problems of Electronics Instrument Engineering (APEIE), Novosibirsk, Russia, 2018, pp. 380—383.
8. Sychev A. N., Dobush I. M., Rudyi N. Y. et al. Analog phase shifter of X-band implemented with novel trans-directional coupled-line coupler. In : 48th Eur. Microwave Conf. (EuMC), Madrid, Spain, 2018, pp. 811—814.
9. Occello O., Tiague L., Margalef-Rovira M. et al. High-performance compact reflection-type phase shifter operating at 2 GHz using a transdirectional coupler. In : 50th Eur. Microwave Conf. (EuMC), Utrecht, Netherlands, 2021, pp. 550—553.
10. Zhang Y., Liu H., Wang X. et al. C-band full-360° reflection-type phase shifter implemented by trans-directional coupler using vertically installed planar technique. In : IEEE 9th Int. Symposium on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications (MAPE), Chengdu, China, 2022, pp. 1—4.
11. Liu H., Wang X., Zhang T. et al. Design of full-360° reflection-type phase shifter using trans-directional coupler with multi-resonance loads // Progress In Electromagnetics Research Letters. 2021. Vol. 101. Pp. 63—70.
12. Sychev A. N., Bondar V. A., Dagba K. B.-B. et al. Theory of doubly-shielded coupled lines for directional couplers of various directivity types with impedance transformation // IEEE Trans. Microw. Theory Tech. 2023. Vol. 71, no. 5. P. 2104—2117.
13. Wincza K., Staszek K., Smolarz R. et al. Impedance-transforming transdirectional coupled-line directional couplers with maximum achievable transformation ratio // IEEE Access. 2024. Vol. 12. P. 93841—93847.
14. Sychev A. N., Artishchev S. A., Trufanova N. S. et al. Novel designs of quadrature 3-dB impedance-transforming transdirectional couplers based on double-shielded coupled lines // Progress In Electromagnetics Research C. 2025. Vol. 160. P. 56—64.

### **Информация об авторах**

**Сычев Александр Николаевич**, д. т. н., с. н. с., IEEE Senior Member, профессор каф. компьютерных систем в управлении и проектировании (КСУП) Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР), г. Томск, Российская Федерация. ORCID: 0000-0002-4079-4605.

**Артишев Сергей Александрович**, к. т. н., с. н. с. каф. компьютерных систем в управлении и проектировании (КСУП) Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР), г. Томск, Российская Федерация. ORCID: 0000-0002-9905-621X.

**Рагимова Наталья Сергеевна**, к. т. н., м. н. с. каф. компьютерных систем в управлении и проектировании (КСУП) Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники, г. Томск, Российская Федерация. ORCID: 0000-0002-2055-5316.

**Шестериков Евгений Викторович**, к. т. н., с. н. с. каф. компьютерных систем в управлении и проектировании (КСУП) Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР), г. Томск, Российская Федерация. ORCID ID: 0000-0003-4844-8376.

# Reflection-Type Phase Shifter Based on an Impedance-Transforming Transdirectional Coupler Utilizing Coupled Lines with a Ceramic Overlay Bar

A. N. Sychev, S. A. Artishchev, N. S. Ragimova, and E. V. Shesterikov

*Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR)*  
40, Lenin Pr. Tomsk, 634050, Russian Federation

ans@main.tusur.ru

Received: May 25, 2026

Peer-reviewed: June 1, 2026

Accepted: June 1, 2026

**Abstract:** *A new design of a reflection-type phase shifter (RTPS) based on an impedance-transforming 3-dB transdirectional (TRD) coupler implemented on double-shielded coupled lines (DSCL) is proposed. The basic structure comprises a reference 50-ohm microstrip line with an electrical length of  $90^\circ$  fabricated on a low-permittivity substrate ( $\epsilon_{r2} = 3.4$ ) A high-permittivity ceramic overlay bar ( $\epsilon_{r1} = 46$ ) is mounted on the reference line, with a top 25-ohm microstrip line featuring an electrical length of  $270^\circ$  located on its upper surface. The ends of this line are terminated with reflective resonators consisting of a series-connected inductor and a varactor, which provides a controllable phase shift of the RTPS exceeding  $180^\circ$ . Modeling of the DSCL coupler is performed using the numerical conformal mapping method. The measured characteristics of the prototype RTPS utilizing two GaAs AA628A varactors are in good agreement with the calculated results. Based on a 10-dB return loss criterion, the following parameters were obtained: an operating frequency band of  $1.54 \pm 0.11$  GHz (14%), insertion losses of  $1.1 \pm 0.6$  dB, a continuously tunable phase shift of  $240^\circ$  across the entire frequency range, and  $250^\circ$  at the center frequency. A key feature of the proposed RTPS is the DC isolation between the microwave path and the control circuit.*

**Keywords:** *reflection-type phase shifter (RTPS), transdirectional (TRD) coupler, double-shielded coupled lines (DSCLs), impedance-transforming coupler, ceramic overlay, varactor.*

**For citation (IEEE):** A. N. Sychev, S. A. Artishchev, N. S. Ragimova, and E. V. Shesterikov, "Reflection-Type Phase Shifter Based on an Impedance-Transforming Transdirectional Coupler Utilizing Coupled Lines with a Ceramic Overlay Bar," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 9, no. 6, pp. 1431–1444, 2026, doi: 10.21227/2t9k-h947. (In Russ.).

## References

- [1] A. N. Sychev, S. A. Artishchev, N. S. Trufanova, and N. Y. Rudy, "Coupled-line transdirectional couplers and microwave circuits based on them. Review," *Journal of Radio Electronics*, no. 11, pp. 1—71, 2025. (In Russ.).

- [2] A. N. Sychev, S. A. Artishchev, N. S. Trufanova, and N. Y. Rudy, "Impedance-Transforming Transdirectional Coupled Line Coupler Based on a Suspended Substrate", *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 8, no. 6, pp. 983–994, 2025. (In Russ.)
- [3] A. N. Sychev, S. A. Artishchev, N. Y. Rudy, and N. S. Trufanova, "Trans-Directional Coupled Line Coupler with Overlaid Ceramic Bar," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 7, no. 3, pp. 473–484, 2024. (In Russ.).
- [4] C.-S. Lin, S.-F. Chang, C.-C. Chang and Y.-H. Shu, "Design of a reflection-type phase shifter with wide relative phase shift and constant insertion loss," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 55, no. 9, pp. 1862–1868, Sept. 2007.
- [5] F. Burdin, Z. Iskandar, F. Podevin, and P. Ferrari, "Design of compact reflection-type phase shifters with high figure-of-merit," *IEEE Trans. Microw. Theory and Tech.*, vol. 63, no. 6, pp. 1883–1893, June 2015.
- [6] A. M. Abbosh, "Compact tunable reflection phase shifters using short section of coupled lines," *IEEE Trans. Microw. Theory and Tech.*, vol. 60, no. 8, pp. 2465–2472, Aug. 2012.
- [7] A. N. Sychev, N. Y. Rudyi, I. M. Dobush, and K. K. Zharov, "A phase shifter based on trans-directional coupler with DC isolation of RF-path and control circuit," in *2018 XIV Int. Scientific-Tech. Conf. on Actual Problems of Electronics Instrument Engineering (APEIE)*, Novosibirsk, Russia, pp. 380–383, 2018.
- [8] A. N. Sychev, I. M. Dobush, N. Y. Rudyi, and S.M. Struchkov, "Analog phase shifter of X-band implemented with novel trans-directional coupled-line coupler," in *2018 48th Eur. Microwave Conf. (EuMC)*, Madrid, Spain, pp. 811–814, 2018.
- [9] O. Occello, L. Tiague, M. Margalef-Rovira, L. Vincent, F. Ndagijimana, and P. Ferrari, "High-performance compact reflection-type phase shifter operating at 2 GHz using a trans-directional coupler," in *2020 50th Eur. Microwave Conf. (EuMC)*, Utrecht, Netherlands, pp. 550–553, 2021.
- [10] Y. Zhang, H. Liu, X. Wang, Y. Wang, and S. Fang, "C-band full-360° reflection-type phase shifter implemented by trans-directional coupler using vertically installed planar technique," in *2022 IEEE 9th Int. Symposium on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications (MAPE)*, Chengdu, China, pp. 1–4, 2022.
- [11] H. Liu, X. Wang, T. Zhang, S.-J. Fang, and Z. Wang, "Design of full-360° reflection-type phase shifter using trans-directional coupler with multi-resonance loads," *Progress In Electromagnetics Research Letters*, vol. 101, pp. 63–70, 2021.
- [12] A. N. Sychev, V. A. Bondar, K. B.-B. Dagba, A. I. Stepanyuga, and N. Y. Rudyi, "Theory of doubly-shielded coupled lines for directional couplers of various directivity types with impedance transformation," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 71, no. 5, pp. 2104–2117, May 2023.
- [13] K. Wincza, K. Staszek, R. Smolarz, and S. Gruszczynski, "Impedance-transforming transdirectional coupled-line directional couplers with maximum achievable transformation ratio," *IEEE Access*, vol. 12, pp. 93841–93847, 2024.
- [14] A. N. Sychev, S. A. Artishchev, N. S. Trufanova, and N. Y. Rudyi, "Novel Designs of Quadrature 3-dB Impedance-Transforming Transdirectional Couplers Based on Double-Shielded Coupled Lines," *Progress in Electromagnetics Research C*, vol. 160, pp. 56–64, 2025.

### Information about the authors

**Aleksandr N. Sychev**, Doctor of Technical Sciences, Senior Researcher, IEEE Senior Member, Professor of Computer Systems Department, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR), Tomsk, Russian Federation. ORCID: 0000-0002-4079-4605.

**Sergey A. Artishchev**, Candidate of Technical Sciences, Senior Researcher of Computer Systems Department, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR), Tomsk, Russian Federation. ORCID: 0000-0002-9905-621X.

**Natalia S. Ragimova**, Candidate of Technical Sciences, Junior Researcher of Computer Systems Department, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR), Tomsk, Russian Federation. ORCID: 0000-0002-2055-5316.

**Evgeniy V. Shesterikov**, Candidate of Technical Sciences, Senior Researcher of Computer Systems Department, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR), Tomsk, Russian Federation. ORCID ID: 0000-0003-4844-8376.

## **Создатель систем навигации, посадки и управления воздушным движением самолетов гражданской, государственной и космической авиации (к 80-летию НИИ-33 — ВНИИРА)**

^{1,2} Криворучко Ю. Т., ² Король В. М.

¹Санкт-Петербургский государственный университет гражданской авиации  
ул. Пилотов, д. 38, г. Санкт-Петербург, 196210, Российская Федерация

²АО НПО «Обуховский завод»  
пр. Обуховской Обороны, д. 120, Санкт-Петербург, 191167, Российская Федерация  
[krivoruchko.yuri@mail.ru](mailto:krivoruchko.yuri@mail.ru)

Получено: 25 мая 2026 г.

Отрецензировано: 1 июня 2026 г.

Принято к публикации: 1 июня 2026 г.

**Аннотация:** *Анализируются вклад НИИ-33 — ВНИИРА в создание систем навигации, посадки, управления воздушным движением самолетов гражданской, государственной и космической авиации Российской Федерации и стран содружества. Представлены основные результаты разработки НИИ-33 — ВНИИРА на 8 этапах: система СП-50 «Материк», система РСБН, ILS — СП-50 и ПРМГ, система навигации, посадки и УВД ЛА морской авиации, система навигации, посадки и УВД ОК Буран, система МСП II и III категорий метеоминимума, бортовая аппаратура навигации и посадки на принципах ИМА для Су-34 и Су-57 и перевод РСБН-ПРМГ в сантиметровый диапазон волн. Статья проиллюстрирована фотографиями руководителей разработок и оборудования.*

**Ключевые слова:** *НИИ-33, ВНИИРА, РСБН, АДРМ, интегральная модульная авионика, микроволновые системы посадки, конверсия.*

**Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008):** Криворучко Ю. Т., Король В. М. Создатель систем навигации, посадки и управления воздушным движением самолетов гражданской, государственной и космической авиации (к 80-летию НИИ-33 — ВНИИРА) // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2026. Т. 9, № 6. С. 1445—1454.

**Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018):** Криворучко, Ю. Т. Создатель систем навигации, посадки и управления воздушным движением самолетов гражданской, государственной и космической авиации (к 80-летию НИИ-33 — ВНИИРА) / Ю. Т. Криворучко, В. М. Король // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. — 2026. — Т. 9, № 6. — С. 1445—1454.

## 1. Введение

9 мая 1945 года закончилась Великая отечественная война. Страна в руинах. Нужны сверхчеловеческие усилия для создания нормальной жизни народу-победителю. Однако в этот тяжелейший период жизни страны правительство СССР принимает решения о развитии науки, технологии и производства в областях ядерной физики, радиолокации, радиоэлектроники. Военные инженеры направляются в долгосрочные командировки для изучения накопленного научного и технологического потенциала поверженной Германии. Одновременно в стране создаются научно-исследовательские институты по новейшим направлениям науки. Именно в этот период — 10 июля 1946 года был воссоздан НИИ-33, ставший в последующем Всесоюзным научно-исследовательским институтом радиоаппаратуры. Отметим, что за время войны был приобретен ценнейший опыт как офицерами-фронтовиками, так и специалистами, работающими во время войны на военных заводах.

В ряде работ [1—4] уже детально исследованы разработки НИИ-33 — ВНИИРА 1946—2011 гг.

В настоящей статье определены основные этапы становления НИИ-33 — ВНИИРА по состоянию на 2016 г. и представлены основные сведения об изделиях, которые характеризуют эти этапы.

## 2. Первый этап становления НИИ-33 — Система СП-50 «Материк»

Приоритетная работа, которая была поручен институту — создание радиотехнической системы обеспечения полетов стратегического бомбардировщика «Ту-4», аналога американского бомбардировщика «Боинг 29».

Важность задачи определялась началом холодной войны и отсутствием у нас носителя для созданной советской атомной бомбы. Работа имела шифр «СП-50» («Материк»). Главным конструктором системы был назначен орденоносец Исаак Моисеевич Векслин.



Рис. 1. Исаак Моисеевич Векслин — главный конструктор первой отечественной инструментальной системы посадки военных самолетов «Ночь-1» 1939 г.

Fig. 1. Isaak Moiseevich Vekslin, chief designer of the first domestic instrumented landing system for military aircraft, “Noch-1”, 1939

И. М. Векслин был известен руководству страны как создатель в 1939 году системы слепой посадки «Ночь-1» для самолетов-бомбардировщиков «ДБ-3» во время северной войны с Финляндией. Система «СП-50» («Материк») была создана в заданные сроки и стала прообразом системы навигации, посадки и наблюдения самолетов военной и гражданской авиации.

### 3. Второй этап становления НИИ-33 Система РСБН

Страна строилась, увеличивался воздушный поток, как гражданской, так и военной авиации. Вопросы обеспечения безопасности полетов потребовали создания радиотехнической системы ближней навигации, аналогичной американской системе «Такан». Главным конструктором системы РСБН был назначен Георгий Александрович Пахолков.



Рис. 2. Георгий Александрович Пахолков — генеральный конструктор радиотехнической системы ближней навигации в СССР.

Fig. 2. Georgy Aleksandrovich Pakholkov, General Designer of the short-range radio navigation system in the USSR

Система РСБН обеспечивала летательные аппараты координатной информацией. На первых этапах применения эта система была единой для самолетов всех ведомств. Система РСБН обеспечивала решение дополнительных задач, включая межсамолетную навигацию для дозаправки самолетов в воздухе и задачу вторичной локализации для определения координат самолетов на земле. Планировалось создание сплошного радионавигационного поля над европейской частью страны.



Рис. 3. Направленный радиомаяк радиотехнической системы ближней навигации «Окружность» (Е-329) на аэродроме «Юбилейный».

Fig. 3. Directional radio beacon of the short-range radio navigation system “Okruzhnost” (E-329) at the “Yubileiny” airfield





Рис. 4. Направленный азимутально-дальномерный радиомаяк «ТРОПА».

Fig. 4. Directional azimuth-range-finding radio beacon “TROPA”

#### 4. Третий этап становления НИИ-33. Инструментальная система посадки ILS — СП-50 и ПРМГ

На этом этапе было разработано оборудование, приведенное на рис. 5 и 6.



Рис. 5. Глиссадный радиомаяк системы *ILS*.

Fig. 5. ILS glide path beacon



Рис. 6. Система посадки ПРМГ-76У.

Fig. 6. PRMG-76U landing system

## **5. Четвертый этап становления НИИ-33.**

### **Система навигации, посадки и УВД ЛА морской авиации**

Важный этап становления НИИ-33 связан с созданием корабельного и самолетного оборудования для задач морской авиации. Во время перестройки большая часть авианесущих кораблей была утеряна. Однако головной авианесущий корабль «Адмирал Кузнецов» входит в состав Северного флота. На одном из авианесущих кораблей были проведены необходимые работы и в настоящее время корабль входит в состав индийского флота.

## **6. Пятый этап становления НИИ-33.**

### **Система навигации, посадки и УВД ОК Буран**

В 70-е годы НИИ-33 — ВНИИРА была задана уникальная по сложности задача: проведение разработки системы навигации, посадки и УВД для создаваемого в СССР орбитального ЛА многократного использования, который получил название «Буран». Система «Вымпел» включала комплекс



Рис. 7. Главный конструктор системы «Вымпел» для ОК «Буран» Дроздов Р. В.

Fig. 7. Chief designer of the “Vympel” system for the “Buran” spacecraft Drozdov R. V.



Рис. 8. Посадка «Бурана» с помощью 2-см микроволновой системы посадки «Вымпел-Б» в автоматическом режиме. 15 ноября 1988 г.

Fig. 8. Landing of “Buran” using the 2-cm microwave landing system “Vympel-B” in automatic mode. November 15, 1988

наземного оборудования — «Вымпел-Н» и комплекс бортового оборудования — «Вымпел-К». Главным конструктором системы «Вымпел» был назначен Руслан Владимирович Дроздов. Следует отметить, что отцом Руслана Владимировича был известный летчик гражданской авиации Владимир Алексеевич Дроздов, соратник Валерия Павловича Чкалова. В. А. Дроздов погиб в 1942 году. 15 ноября 1988 г. ОК Буран совершил космический полет, два витка вокруг земного шара и автоматическую посадку в бездвигательном режиме на космодром «Байканур».

### **7. Шестой этап становления НИИ-33. Система МСП II и III категорий метеоминимума**

НИИ-33 — ВНИИРА является одним из пионеров в разработке микроволновой стационарной аппаратуры II и III категории. Аппаратура «Плацдарм» успешно прошла государственные испытания в 1989 году. На рисунках 9, 10 показаны образцы аппаратуры «Плацдарм».



Рис. 9. Азимутальный маяк 6-см диапазона «Плацдарм».

Fig. 9. Azimuth beacon of the 6-cm range “Platsdarm”



Рис. 10. Угломестный маяк 6-см диапазона «Плацдарм».

Fig. 10. 6-cm range angular beacon “Platsdarm”

## **8. Седьмой этап становления НИИ-33. Бортовая аппаратура навигации и посадки на принципах ИМА для Су-34 и Су-57**

НИИ-33 — ВНИИРА разрабатывал большое количество комплексов бортового оборудования навигации, посадки и УВД (самолетные ответчики). Микропроцессорная революция в 70 годы обеспечила создание малогабаритной, надежной аппаратуры IV и V поколений. В аппаратуре реализованы принципы интегральной модульной авионики (ИМА). На рисунках 11, 12, 13) показаны образцы аппаратуры IV и V поколений.



Рис. 11. Бортовой навигационно-посадочный комплекс А-331-06М с международным диапазоном частот для Су-34.

Fig. 11. On-board navigation and landing system A-331-06M with an international frequency range for the Su-34



Рис. 12. Комплекс навигации и посадки РСБН-НП.

Fig. 12. Navigation and landing complex RSBN-NP



Рис. 13. Интегрированный комплекс навигации и посадки для Су-57.

Fig. 13. Integrated navigation and landing system for the Su-57

## 9. Восьмой этап становления НИИ-33. Перевод РСБН-ПРМГ в сантиметровый диапазон волн

Оборудование этого периода представлено на рис. 14.



Рис. 14. Мобильная микроволновая система посадки 6-см диапазона волн.

Fig. 14. Mobile microwave landing system for the 6-cm wavelength range

## 10. Заключение

В 2016 году НИИ-33 — ВНИИРА был введен в состав АО «Обуховский завод». При поддержке руководства завода была открыта ОКР ПРМГ-ОМД по разработке новой системы инструментальной посадки международного диапазона волн для государственной авиации. Эта система обеспечивает помехоустойчивость при воздействии помех от сотовой связи. В мае 2026 года система ПРМГ-ОМД успешно прошла государственные испытания и в настоящее время проводится подготовка к ее серийному производству.

## Список литературы

1. Криворучко Ю. Т., Шатраков Ю. Г. Создание микроволновой радиомаячной инструментальной системы посадки для высокоманевренных самолетов в СССР // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2024. Т. 7, № 4. С. 780—797.
2. Ермолов П. П., Катеринчук В. И., Слѣзкин Г. В. История создания радиотехнических систем ближней навигации в НИИ-33 — ВНИИРА (1951—2005) // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2026. Т. 9, № 3. С. 493—522.
3. Ермолов П. П., Катеринчук В. И., Слѣзкин Г. В. История создания автоматизированных систем управления воздушным движением в НИИ-33 — ВНИИРА (1958—1994 гг.) // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2026. Т. 9, № 4. С. 687—715.
4. НИИ-33 / ВНИИРА (рукопись). СПб., 2011. 377 с.

## Информация об авторах

**Криворучко Юрий Тимофеевич**, доктор технических наук, главный конструктор направления интегрированных систем навигации и посадки, АО «НПО «Обуховский завод», г. Санкт-Петербург, профессор кафедры СПбГУ ГА, Российская Федерация.

**Король Виктор Михайлович**, кандидат технических наук, главный научный руководитель, АО «НПО «Обуховский завод», г. Санкт-Петербург, Российская Федерация.

# Creator of Navigation, Landing and Air Traffic Control Systems for Civil, State and Space Aviation (on the 80th anniversary of Research Institute 33 – VNIIRA)

Yu. T. Krivoruchko^{1,2} and V. M. Korol²

¹*Saint Petersburg State University of Civil Aviation  
38, Pilotov St., Saint Petersburg, 196210, Russian Federation*

²*AO NPO Obukhovskiy Zavod  
120, Obukhovskoy Oborony Ave., Saint Petersburg, 191167, Russian Federation  
krivoruchko.yuri@mail.ru*

Received: May 25, 2026

Peer-reviewed: June 1, 2026

Accepted: June 1, 2026

**Abstract:** *This article analyzes the contribution of NII-33 – VNIIRA to the development of navigation, landing, and air traffic control systems for civil, state, and space aircraft in the Russian Federation and CIS countries. It presents the main results of NII-33 – VNIIRA’s development across eight stages: the SP-50 Materik system, the RSBN system, ILS – SP-50 and PRMG, the naval aircraft navigation, landing, and ATC system, the “Buran” orbital missile system, the II and III category meteorological minimum MSP system, onboard navigation and landing equipment based on IMA principles for the Su-34 and Su-57, and the conversion of the RSBN-PRMG to the centimeter wavelength range. The article is illustrated with photographs of the development managers and equipment.*

**Keywords:** *Research Institute-33, All-Russian Research Institute of Radio Equipment (VNIIRA), short-range radio navigation systems, azimuth-range measuring system, radio beacons, navigation and landing equipment, on-board flight control and navigation systems for aircraft.*

**For citation (IEEE):** Yu. T. Krivoruchko and V. M. Korol, “Creator of Navigation, Landing and Air Traffic Control Systems for Civil, State and Space Aviation (on the 80th anniversary of Research Institute 33 – VNIIRA),” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 9, no. 6, pp. 1445–1454, 2026, doi: 10.21227/8r7r-8r20. (In Russ.).

## References

- [1] Yu. T. Krivoruchko and Yu. G. Shatrakov, “Creation of Radio Beacon Instrument Landing Systems for the Highly-Maneuverable Aircrafts in USSR,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 7, no. 4, pp. 780–797, 2024. (In Russ.).

- [2] P. P. Yermolov, V. I. Katerinchuk, and G. V. Slyozkin, “History of the Development of Short-Range Radio Navigation Systems at Research Institute 33 – VNIIRA (1951–2005),” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 9, no. 3, pp. 493–522, 2026, (In Russ.).
- [3] P. P. Yermolov, V. I. Katerinchuk, and G. V. Slyozkin, “History of the Creation of Automated Air Traffic Control Systems at Research Institute 33 – VNIIRA (1958–1994),” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 9, no. 4, pp. 687–715, 2026. (In Russ.).
- [4] *NII-33. VNIIRA* [All-Russian Scientific Research Institute of Radio Equipment] (mss), St. Petersburg: 2009. (In Russ.).

### Information about the authors

**Yuri T. Krivoruchko**, Dr. Tech. Sc., Professor of State University of Civil Aviation. chief designer of navigation and landing systems of JRS “Obukhovskoy Plant”, St. Petersburg, Russian Federation.

**Victor M. Korol**, Ph.D. Assistant professor, JRS “Obukhovskoy Plant”, St. Petersburg, Russian Federation.