

ИНФОРМАЦИОННЫЕ и РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ

2025

Том 8

№ 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» Института радиоэлектроники и информационной безопасности федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования «Севастопольский государственный университет» (Севастополь, Россия)

Редакционная коллегия

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

Руденко Константин Васильевич — доктор физико-математических наук, руководитель лаборатории физики и технологий приборов 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 кафедры радиофизики и электроники Физико-технического института Крымского федерального университета им. В. И. Вернадского» (Симферополь, Россия)

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

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

Международный редакционный совет

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

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

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

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

Содержание

Физические науки (1.3)

Нескородова О. В., Кононов А. А., Смусева К. В., Усков Г. К.

Исследование точности линейного прогнозирования эффектов взаимного влияния излучающих элементов в зависимости от размера антенной решетки 861

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

Квазиоптимальное определение траектории движения мобильного объекта с помощью системы электростатических датчиков 872

Коган Л. П., Вольвач А. Е., Вольвач Л. Н.,

Штенберг В. Б., Ревунова Е. А., Демидова Н. Е.

О свойствах статистики измерений геомагнитного поля в последние сутки перед землетрясением 14 ноября 2021 года на юге Ирана 1051

Электроника, фотоника, приборостроение и связь (2.2)

Изотов И. Н., Кувшинов О. А., Папуловская Н. В.

Умная лаборатория интернета вещей: реализация стендовых модулей и сетевой инфраструктуры 883

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

Исследование быстрого преобразования Фурье для применения в беспроводном подводном магнитном канале 898

Гаспарян Р. Р., Савочкин А. А.

Метод формирования модуляционной схемы сигнально-кодовых конструкций для систем мобильной радиосвязи следующих поколений 913

Иванов В. А., Михайлюк Ю. П., Начаров Д. В.

Обнаружение дождя по телевизионным изображениям с применением искусственной нейронной сети 930

Гудков А. Г., Сидоров И. А., Новичихин Е. П., Чижиков С. В.

Микроволновая радиометрия земной поверхности 944

Криворучко Ю. Т., Фридман Л. Б., Король В. М., Княжский А. Ю.

Анализ точностных характеристик дальномерного канала радиотехнических систем ближней навигации и посадки в сантиметровом диапазоне волн 958

Корж В. Н., Губский Д. С., Крутиев С. В.

Волноводный двухдиапазонный полосно-пропускающий фильтр 970

Сычев А. Н., Артишев С. А., Труфанова Н. С., Рудый Н. Ю.

Импеданс-трансформирующий поперечно-направленный ответвитель на связанных линиях на подвешенной подложке 983

Иванов А. Г., Кайбалдиев А. И., Левашов В. Г.,

Савельев О. Д., Бурькин А. С., Татаринов С. В.

Разработка высокочастотного полосового фильтра, реализованного на симметричной микрополосковой линии с использованием термостабильного диэлектрического материала 995

Иванов А. Г., Кайбалдиев А. И., Левашов В. Г.,

Савельев О. Д., Бурькин А. С.

Разработка малогабаритного сумматора большой мощности, интегрированного в печатную плату с согласующе-трансформирующими цепями 1010

Дегтярев А. Н., Афонин И. Л., Поляков А. Л.

Метод снижения влияния нелинейных искажений на достоверность приема сообщения 1023

История науки и техники (5.6.6)

Золотинкина Л. И., Красникова Е. В.

А. Л. Минц — лауреат Золотой медали имени А. С. Попова

(к 130-летию со дня рождения) 1040

INFOCOMMUNICATIONS and RADIO TECHNOLOGIES

2025

Vol. 8

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, Associate Professor, Professor of the Department “Radio electronics and telecommunications” of the Institute of Radioelectronics and Intellectual Technical Systems of Sevastopol State University (Sevastopol, Russia)

Editorial Board

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

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

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

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

Bogatyryov 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-Bruевич (St. Petersburg, Russia)

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

International Editorial Council

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

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

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

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

Address:

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

Contents

Physical sciences

O. V. Neskorodova, A. A. Kononov, K. V. Smuseva, and G. K. Uskov Investigation of the Accuracy of Linear Prediction of Radiating Elements Mutual Coupling Effects Depending on the Size of the Antenna Array	861
Al. A. Kononov, An. A. Kononov, and G. K. Uskov Quasi-Optimal Determination of a Mobile Object Trajectory Using a System of Electrostatic Sensors	872
L. P. Kogan, A. E. Volvach, L. N. Volvach, V. B. Stenberg, E. A. Revunova, and N. E. Demidova On the Properties of the Statistics of Geomagnetic Field Measurements in the Last 24 Hours Before the November 14, 2021 Earthquake in Southern Iran	1051

Electronics, photonics, instrumentation and communications

I. N. Izotov, O. A. Kuvshinov, and N. V. Papulovskaya Smart Laboratory of the Internet of Things: Development of Bench Modules and Network Infrastructure	883
I. B. Shirokov, E. A. Redkina, and S. A. Petrushin Study of Fast Fourier Transform for Wireless Underwater Magnetic Channel Application	898
R. R. Gasparyan and A. A. Savochkin Method of Forming a Modulated Signal-Code Scheme for Next Generation Mobile Radio Systems	913
V. A. Ivanov, Yu. P. Mickhayluck, and D. V. Nacharov Rain Detection in Television Images Using Artificial Neural Network	930
A. G. Gudkov, I. A. Sidorov, E. P. Novichikhin, and S. V. Chizhikov Microwave Radiometry of the Earth Surface	944
Y. T. Krivoruchko, L. B. Fridman, V. M. Korol, and A. Y. Knyazhsky The analysis of Precision of Domestic Radio System Short-Range Navigation and Landing in Microwave Band	958
V. N. Korzh, D. S. Gubskiy, and S. V. Krutiev Waveguide Dual Bandpass Filter	970
A. N. Sychev, S. A. Artishchev, N. S. Trufanova, and N. Y. Rudy Impedance-Transforming Transdirectional Coupled Line Coupler Based on a Suspended Substrate	983
A. G. Ivanov, A. I. Kaybaldiev, V. G. Levashov, O. D. Saveliev, A. S. Burykin, and S. V. Tatarinov Design of a High-Q Bandpass Filter Implemented on a Symmetric Microstrip Line Using a Thermally Stable Dielectric Material	995
A. G. Ivanov, A. I. Kaybaldiev, V. G. Levashov, O. D. Saveliev, and A. S. Burykin Design of a Compact High-Power Combiner Integrated into a Printed Circuit Board with Matching and Transforming Circuits	1010
A. N. Degtyaryov, I. L. Afonin, and A. L. Polyakov The Method for Reducing the Effect of Nonlinear Distortions on the Reliability of Message Reception	1023

History of science and technology

L. I. Zolotinkina and E. V. Krasnikova

A. L. Mints – Winner of the A. S. Popov Gold Medal

(on the 130th Anniversary of Birth) 1040

Исследование точности линейного прогнозирования эффектов взаимного влияния излучающих элементов в зависимости от размера антенной решетки

Нескородова О. В., Кононов А. А., Смусева К. В., Усков Г. К.

Воронежский государственный университет

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

bazhanova_phys@bk.ru, kononov@phys.vsu.ru,

smuseva@phys.vsu.ru, uskov@phys.vsu.ru

Получено: 20 мая 2025 г.

Отрецензировано: 28 мая 2025 г.

Принято к публикации: 28 мая 2025 г.

Аннотация: В работе обсуждаются характеристики точности теоретических методов анализа и прогнозирования эффектов взаимного влияния элементов антенных решеток. Изложен математический формализм, позволяющий описывать возникающие в парциальных диаграммах направленности искажения с помощью матрицы коэффициентов взаимного влияния, вычисляемой посредством операции псевдоинверсии по данным о направленных свойствах излучения изолированных антенных элементов, полученных экспериментом или моделированием. Кроме того, показан способ теоретического расчета этих коэффициентов на основе еще одной матрицы, которая описывает однократные переизлучения сигнала и может быть найдена путем анализа антенного массива со сходной структурой и уменьшенным количеством излучателей. Рассмотрен конкретный пример антенных элементов в виде полуволновых диполей, из которых сформирован набор решеток различного размера и проведено численное моделирование, позволившее исследовать зависимость точности вышеуказанных линейных моделей взаимного влияния от числа элементов в антенной системе.

Ключевые слова: антенная решетка, матрица взаимного влияния, полуволновые диполи, парциальная диаграмма направленности, параметры переизлучения, прогнозирование искажения.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Нескородова О. В., Кононов А. А., Смусева К. В., Усков Г. К. Исследование точности линейного прогнозирования эффектов взаимного влияния излучающих элементов в зависимости от размера антенной решетки // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2025. Т. 8, № 6. С. 861—871.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Нескородова, О. В. Исследование точности линейного прогнозирования эффектов взаимного влияния излучающих элементов в зависимости от размера антенной решетки / О. В. Нескородова, А. А. Кононов, К. В. Смусева, Г. К. Усков // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2025. — Т. 8, № 6. — С. 861—871.

1. Введение

При использовании антенных решеток (АР), сфера применения которых весьма широка и охватывает многие области современных радиотехнических разработок, наиболее важными характеристиками являются диаграммы направленности (ДН) излучающих устройств [1]. Высокие требования к точности соответствия параметров проектируемых систем их заданным целевым значениям приводят к необходимости учитывать такую особенность, возникающую при практической реализации, как взаимное влияние (*mutual coupling*) антенных элементов (АЭ). В отдельных случаях это явление способно вызывать ощутимые искажения направленных свойств излучения АЭ в составе решетки, вследствие чего их поля в дальней зоне будут описываться уже не «идеальными» ДН (такими же, как у изолированных излучателей, сдвинутых каждый в координаты своего расположения в АР), а несколько отличающимися «парциальными» ДН [2—4]. Значимость указанного эффекта зависит, вообще говоря, от конечного применения антенной системы [3, 5]; например, в прецизионных разработках с достаточно строгими требованиями к итоговым ДН (спутниковые системы связи и т. п.) пренебрегать взаимным влиянием, как правило, недопустимо. Поэтому актуальной оказывается задача исследования, анализа, и — в еще большей степени — априорного прогнозирования искажений, отличающих парциальные ДН от идеальных (прямая замена первых вторыми обычно приводит к заметным погрешностям, что будет более предметно продемонстрировано далее в основном тексте работы).

В качестве основного математического аппарата для решения поставленной задачи была предложена линейная модель взаимного влияния АЭ, согласно которой каждая парциальная ДН $\mathbf{D}^{(p)}$ может быть представлена в виде суперпозиции идеальных ДН той же АР, каждая из которых, вообще говоря, берется с некоторым комплексным коэффициентом c_{mn} [4, 6, 7]. Физический смысл этих коэффициентов взаимного влияния ясен непосредственно из их определения: c_{mn} показывает, с какими амплитудой и фазой сигнал, поданный на вход n -го порта, излучился с m -го антенного элемента, учитывая при этом интерференцию всех промежуточных переотражений, происходящих между элементами рассматриваемой решетки.

Несмотря на некоторую долю нестрогости (в самом деле, хоть направленные свойства антенной системы и определяются в любом случае суперпозицией векторных комплексных ДН ее отдельных элементов [1], в то же время, никакие физические законы не гарантируют, что эти АЭ переизлучают рассеивающиеся в ближней зоне волны от соседних элементов в соответствии с той же — идеальной — ДН, которая описывает первоначальное излучение), вышеописанная линейная модель взаимного влияния была достаточно успешно опробована на практике (см., например, [6—8]; в [8] также предложен способ компенсации присутствующих из-за отличия парциальных и идеальных ДН в итоговой характеристике направленности всей АР искажений путем соответствующей перестройки весовых коэффициентов на ее входах, основанной именно на линейной модели).

Дальнейшее развитие заключалось во введении понятия однократных коэффициентов переизлучения q_{mn} , характеризующих взаимодействие АЭ в рамках гипотезы о том, что парциальная ДН все же складывается в ходе нескольких последовательных переотражений сигнала между АЭ, излучающими каждый раз в соответствии с идеальными ДН [7]. Было показано, что эти Q -параметры могут быть вычислены посредством определенной матричной операции (см. ниже) на основе экспериментально определенного полного набора обсуждавшихся выше S -параметров, что избавляет от необходимости выполнения в каждом конкретном случае весьма трудоемких рассуждений, связанных с применением методов комбинаторики для отслеживания, какими путями сигнал может прийти с n -го порта на m -й АЭ, проделав «по пути» одно, два, три переизлучения и так далее. Более того, оказалась возможной и обратная операция: поскольку каждый из параметров q_{mn} зависит только от взаимного расположения соответствующей пары антенных элементов, матрица S -параметров может быть рассчитана теоретически, если известны все Q -параметры.

На практике, однако, задача чисто аналитического вычисления параметров однократного переизлучения (что должно быть возможным для произвольного расстояния и угла между ними) в общем случае требует, по всей видимости, электродинамического анализа структуры АЭ и пока что еще далека от окончательного решения. В связи с этим в прикладных исследованиях приходится ограничиваться пренебрежением большей частью Q -параметров, кроме тех, которые соответствуют наиболее близким парам излучающих элементов и, следовательно, могут быть найдены по результатам непосредственного моделирования АР небольшого размера (с последующим прямым определением S -параметров псевдоинверсией [9] и пересчитыванием их в Q -параметры, подробнее см. в [7]).

При этом возникают справедливые вопросы о том, насколько точным при этом оказывается описанное теоретическое прогнозирование эффектов взаимного влияния в «большой» антенной решетке, а также о том, сколько именно ближайших соседствующих АЭ необходимо все-таки принимать во внимание при анализе Q -параметров. Ответ на эти вопросы, разумеется, зависит от заданных значений допустимых уровней погрешности анализа направленных свойств излучения АР и ее элементов. Кроме того, в предшествующих публикациях по данной теме ([6—8] и т. д.) рассматриваются, в основном, антенные решетки весьма ограниченных размеров, служащие для демонстрации и первичной верификации корректности функционирования линейной модели взаимного влияния; ввиду этого представляется целесообразным также провести общее исследование поведения показателей применимости линейной модели взаимного влияния при увеличении размеров антенной системы (отметим, что это является довольно затратной в вычислительном плане задачей, поскольку вычисление «полной» матрицы S -параметров требует, разумеется, выполнения прямого моделирования всех парциальных ДН).

В настоящей работе вышеперечисленные вопросы получают качественные и количественные ответы на конкретном примере антенного массива, составленного из излучающих элементов с достаточно простой структурой, а именно полуволновых диполей [10]. Изложению этих результатов предпослём краткую сводку основных положений линейной теории взаимного влияния, развитых в предшествующих исследованиях.

2. Основные положения линейной модели взаимного влияния

Напомним, что в рамках используемой нами линейной модели каждая парциальная ДН представляется в виде

$$\mathbf{D}_n^{(p)} = c_{1n}\mathbf{D}_1 + c_{2n}\mathbf{D}_2 + \dots + c_{mn}\mathbf{D}_m + \dots + c_{Nn}\mathbf{D}_N, \quad (1)$$

где $\mathbf{D}_n$ — идеальные ДН, а N — общее число АЭ. Например, для квадратной антенной решетки со стороной в N_1 элементов (которая будет рассмотрена нами далее)

$$N = N_1^2. \quad (2)$$

Далее, матрица S -параметров на основе данных идеальных и парциальных ДН находится путем псевдоинверсии следующим образом [6, 8]:

$$C = \begin{pmatrix} c_{11} & \dots & c_{1N} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ c_{N1} & \dots & c_{NN} \end{pmatrix} = (\mathbf{D}_1 \quad \dots \quad \mathbf{D}_N)^+ \cdot (\mathbf{D}_1^{(p)} \quad \dots \quad \mathbf{D}_N^{(p)}); \quad (3)$$

при этом под ДН здесь подразумеваются векторы-столбцы их отсчетов, взятых на выбранной при практической реализации дискретной сетке пространственных направлений излучения.

Матрица Q -параметров при известных C -параметрах может быть определена по формуле [7]

$$Q = I - C^{-1}, \quad Q = \begin{pmatrix} q_{11} & \cdots & q_{1N} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ q_{N1} & \cdots & q_{NN} \end{pmatrix}, \quad (4)$$

где I — единичная матрица соответствующего размера; обратное преобразование при этом имеет вид

$$C = (I - Q)^{-1}. \quad (5)$$

Соответственно, определив согласно (4) Q для небольшого фрагмента АР, допускающего относительно быстро выполнимое моделирование, мы можем использовать затем эти данные для заполнения Q -матрицы большой АР с целью дальнейшего расчета ее C -параметров посредством соотношения (5). При этом, вообще говоря, следует ожидать, что точность такого прогнозирования будет тем лучше, чем больше элементов в Q будут оставлены ненулевыми.

3. Исследование антенных массивов из разного числа диполей

Рассмотрим теперь, по аналогии с работами [7—8], модель антенного элемента в виде полуволнового диполя, расположенного в плоскости xOz и наклоненного на 45° (рис. 1а).

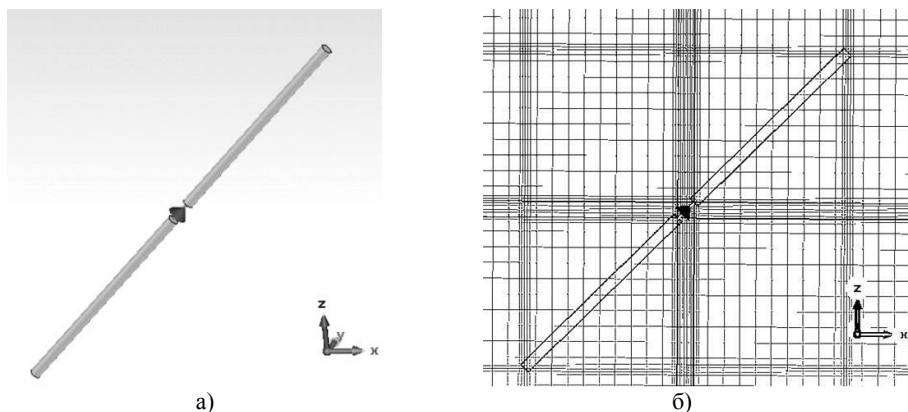


Рис. 1. Модель полуволнового диполя: а) общий вид; б) дискретизация.

Fig. 1. Half-wave dipole model: а) general view; б) discretization

Характеристики излучения здесь и далее были исследованы с применением численного электродинамического моделирования методом конечных элементов в среде *CST Studio Suite*. Эскиз сетки пространственной дискретизации в пределах одного АЭ показан на рис. 1б.

Вначале моделировались 2 малоразмерных кластера прямоугольной антенной решетки (с шагом в 40 мм по вертикали и горизонтали при рабочей частоте 3,5 ГГц, соответствующей длине волны $\approx 85,65$ мм) квадратной формы с количеством элементов вдоль одной стороны, равным 2 и 3 (см. рис. 2а, б). Эти данные использовались для определения Q -матриц и последующего прогнозирования парциальных ДН в большой АР (рис. 3, 4).

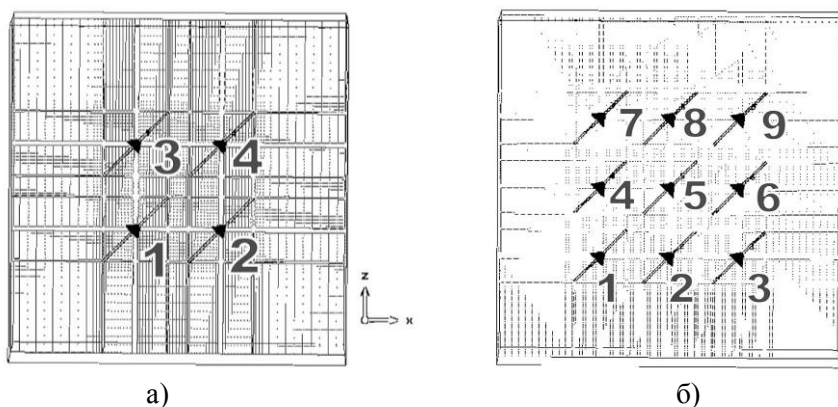


Рис. 2. Кластеры из диполей и их дискретизация: а) 2×2 ; б) 3×3 .

Fig. 2. Clusters of dipoles and their discretization: а) 2×2 ; б) 3×3

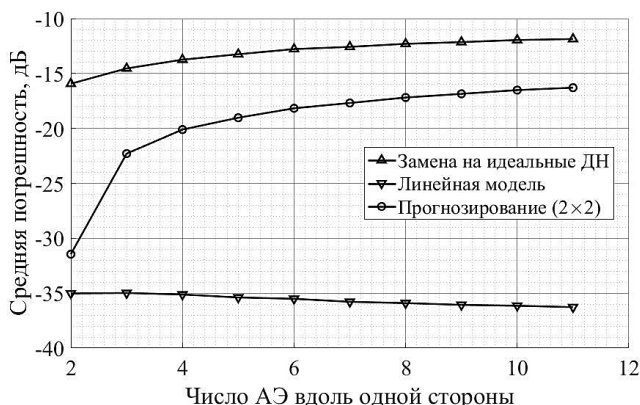


Рис. 3. Точность прогнозирования взаимного влияния на основе кластера 2×2 .

Fig. 3. Accuracy of mutual coupling prediction based on a 2×2 cluster data

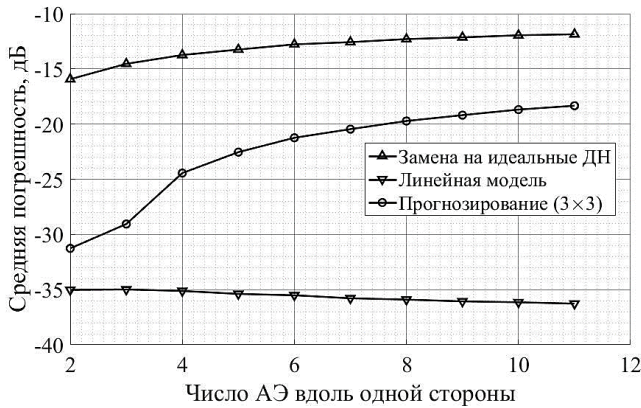


Рис. 4. Точность прогнозирования взаимного влияния на основе кластера 3×3 .

Fig. 4. Accuracy of mutual coupling prediction based on a 3×3 cluster data

Сделаем необходимые пояснения. Кластер размера 2×2 (рис. 2а) был обработан в соответствии с вышеизложенными рабочими соотношениями, а затем полученная матрица его Q -параметров, с учетом свойства взаимности ($q_{mn} = q_{nm}$) и симметрии модели, была усреднением приведена к следующему симметризованному виду:

$$Q = \begin{pmatrix} 0 & q & q & q_d \\ q & 0 & \tilde{q} & q \\ q & \tilde{q} & 0 & q \\ q_d & q & q & 0 \end{pmatrix}; \quad (6)$$

для кластера 3×3 вместо (6) имело место представление

$$Q = \begin{pmatrix} 0 & q & q_2 & q & q_d & \tilde{q}_3 & q_2 & \tilde{q}_3 & \tilde{q}_d \\ q & 0 & q & \tilde{q} & q & q_d & q_3 & q_2 & \tilde{q}_3 \\ q_2 & q & 0 & q_3 & \tilde{q} & q & \tilde{q}_2 & q_3 & q_2 \\ q & \tilde{q} & q_3 & 0 & q & q_2 & q & q_d & \tilde{q}_3 \\ q_d & q & \tilde{q} & q & 0 & q & \tilde{q} & q & q_d \\ \tilde{q}_3 & q_d & q & q_2 & q & 0 & q_3 & \tilde{q} & q \\ q_2 & q_3 & \tilde{q}_2 & q & \tilde{q} & q_3 & 0 & q & q_2 \\ \tilde{q}_3 & q_2 & q_3 & q_d & q & \tilde{q} & q & 0 & q \\ \tilde{q}_d & \tilde{q}_3 & q_2 & \tilde{q}_3 & q_d & q & q_2 & q & 0 \end{pmatrix}, \quad (7)$$

учитывающее переизлучения, происходящие «через один элемент».

Далее выполнялось моделирование квадратных антенных решеток, размер которых определялся соотношением (2), где число N_1 последовательно принимало 10 разных значений (от 2 до 11 с шагом в 1). При каждом фиксированном N_1 полным прямым моделированием определялись все парциальные ДН, которые затем сравнивались с идеальными ДН, характеризующими «изолированные АЭ, сдвинутые в соответствующие точки», потом с теоретически спрогнозированными парциальными ДН и, наконец, с парциальными ДН, сформированными с помощью полной матрицы S , найденной по формуле (3), и являющимися (по известному свойству операции псевдоинверсии [9]) наиболее оптимальными приближениями для реальных парциальных ДН среди всех возможных линейных комбинаций идеальных ДН. Прогнозирование выполнялось по формулам (1), (5) с построением Q -матрицы отдельно на основе данных из (6) и (7). При сравнении ДН вычислялась величина средней (по всем пространственным направлениям, которые были дискретизированы с шагом в 5°) относительной невязки, дополнительно усредненная также по всем АЭ в каждой рассматриваемой АР (именно эти значения и построены на графиках на рис. 2—3).

4. Заключение

В работе были изложены основные положения линейной теории взаимного влияния АЭ и выполнено численное моделирование с целью проверки точности применения этой теории к АР различного размера. Из полученных данных видно, что сама по себе линейная модель остается полностью в силе при увеличении числа АЭ (погрешность даже несколько убывает, вероятно, за счет взаимных компенсаций при усреднении искажений). В то же время, точность априорного прогнозирования парциальных ДН заметно убывает с ростом числа АЭ, что говорит о накопительном эффекте переизлучений, которые нельзя учесть, рассматривая лишь соседние АЭ. Тем не менее, эта теория все равно дает выигрыш в точности по сравнению с полным пренебрежением взаимным влиянием (тем больший, чем меньше число параметров переизлучения, полагающихся нулевыми).

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. Сазонов Д. М. Антенны и устройства СВЧ. М. : Высшая школа, 1988. 432 с.
2. Urimubenshi F., Konditi D., Iyakaremye J., Mpele P., Munyaneza A. A Novel Approach for Low Mutual Coupling and Ultra-Compact Two Port MIMO Antenna Development for UWB Wireless Application // *Heliyon*. 2022. Vol. 8, no 3. P. 1–13.
3. Паршин Ю. Н., Грачев М. В. Анализ пропускной способности ММО системы связи с учетом взаимного влияния каналов приемного тракта. В сб. : XXV Междунар. научно-техн. конф. «Радиолокация, навигация, связь» — RLNC*2019 (Воронеж, 16—18 апр. 2019 г.). 2019. Т. 5. С. 242—248.
4. Steyskal H., Herd J. Mutual Coupling Compensation in Small Array Antennas // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 1990. Vol. 38, no. 12. P. 1971–1975.
5. Wang H., Li A., Liu Y.-F., Qin Q., Song L., Li Y. Active Reconfigurable MIMO Communications : Capacity Maximization Pattern Design. In : 2022 IEEE 12th Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop (SAM). (Trondheim, Norway, 20–23 Jun. 2022). 2022. P. 271–275.
6. Бажанова О. В., Кононов А. А., Смуцева К. В., Степкин В. А., Усков Г. К. Исследование коэффициентов взаимного влияния в двухполяризационных антенных решетках // *Физика волновых процессов и радиотехнические системы*. 2023. Т. 26, № 4. С. 78—87.
7. Бажанова О. В., Кононов А. А., Смуцева К. В., Усков Г. К. Особенности учета эффектов взаимного влияния антенных элементов в системах Massive-MIMO. В сб. : XXX Междунар. научно-техн. конф. «Радиолокация, навигация, связь» — RLNC*2024 (Воронеж, 16—18 апр. 2024 г.). 2024. Т. 4. С. 158—167.
8. Нескородова О. В., Кононов А. А., Смуцева К. В., Степкин В. А., Усков Г. К. Расчет оптимальных значений весовых коэффициентов для компенсации взаимного влияния элементов антенных решеток // *Физика волновых процессов и радиотехнические системы*. 2025. Т. 28, № 1. С. 20—32.
9. Тыртышников Е. Е. Матричный анализ и линейная алгебра. М. : Физматлит, 2007. 480 с.
10. Надененко С. И. Антенны. М. : Связьиздат, 1959. 551 с.

Информация об авторах

Нескородова Ольга Владимировна, аспирант кафедры электроники физического факультета Воронежского государственного университета, г. Воронеж, Российская Федерация.

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

Смуцева Ксения Владимировна, аспирант кафедры электроники физического факультета Воронежского государственного университета, г. Воронеж, Российская Федерация.

Усков Григорий Константинович, доктор физико-математических наук, профессор кафедры электроники Воронежского государственного университета, г. Воронеж, Российская Федерация.

Investigation of the Accuracy of Linear Prediction of Radiating Elements Mutual Coupling Effects Depending on the Size of the Antenna Array

O. V. Neskorodova, A. A. Kononov, K. V. Smuseva, and G. K. Uskov

Voronezh State University

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

bazhanova_phys@bk.ru, kononov@phys.vsu.ru,

smuseva@phys.vsu.ru, uskov@phys.vsu.ru

Received: May 20, 2025

Peer-reviewed: May 28, 2025

Accepted: May 28, 2025

Abstract: The paper discusses the accuracy characteristics of theoretical methods for analyzing and predicting the mutual coupling effects of antenna array elements. A mathematical formalism is presented that makes it possible to describe distortions that occur in partial directivity patterns using a matrix of mutual coupling coefficients calculated with the pseudoinverse operation based on data on the directional properties of isolated antenna elements radiation obtained by experiment or simulation. In addition, a method for the theoretical calculation of these coefficients is shown based on another matrix that describes single signal re-radiations and can be found by analyzing an antenna array with a similar structure and a reduced number of radiators. A particular example of antenna elements in the form of half-wave dipoles is considered, from which a set of arrays of various sizes is formed and numerical modeling is performed, which makes it possible to investigate the dependence of the accuracy of the above linear models of mutual coupling on the number of elements in the antenna system.

Keywords: antenna array, mutual coupling matrix, half-wave dipoles, partial directivity pattern, re-radiation parameters, prediction of distortions.

For citation (IEEE): O. V. Neskorodova, A. A. Kononov, K. V. Smuseva and G. K. Uskov, "Investigation of the Accuracy of Linear Prediction of Radiating Elements Mutual Coupling Effects Depending on the Size of the Antenna Array," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 8, no. 6, pp. 861–871, 2025, doi: 10.21227/af2z-3603. (In Russ.).

References

- [1] D. M. Sazonov, *Antennas and microwave devices*, Moscow: Vysshaya shkola Publ., 1988. (in Russ.).
- [2] F. Urimubenshi, D. Konditi, J. Iyakaremye, P. Mpele and A. Munyaneza, "A Novel Approach for Low Mutual Coupling and Ultra-Compact Two Port MIMO Antenna Development for UWB Wireless Application," *Heliyon*, vol. 8, no 3, pp. 1–13, 2022.

- [3] Yu. N. Parshin and M. V. Grachev, "Analysis of the throughput of a MIMO communication system taking into account the mutual influence of receiving path channels," in *Proc. XXV International scientific-technical Radiolocation, Navigation, Communication conference*, Voronezh, Russia, 16–18 Apr. 2019, vol. 5, pp. 242–248, 2019. (In Russ.).
- [4] H. Steyskal and J. Herd, "Mutual Coupling Compensation in Small Array Antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 38, no. 12, pp. 1971–1975, 1990.
- [5] H. Wang, A. Li, Y.-F. Liu, Q. Qin, L. Song and Y. Li, "Active Reconfigurable MIMO Communications: Capacity Maximization Pattern Design," *2022 IEEE 12th Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop (SAM)*, Trondheim, Norway, 20–23 Jun. 2022, pp. 271–275, 2022.
- [6] O. V. Bazhanova, A. A. Kononov, K. V. Smuseva, V. A. Stepkin and G. K. Uskov, "Investigation of mutual coupling coefficients in dual-polarized antenna arrays," *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 26, no. 4, pp. 78–87, 2023. (In Russ.).
- [7] O. V. Bazhanova, A. A. Kononov, K. V. Smuseva and G. K. Uskov, "Features for accounting for the mutual coupling effects of antenna elements in Massive-MIMO systems," in: *Proc. XXX International scientific-technical Radiolocation, Navigation, Communication conference*, Voronezh, Russia, 16–18 Apr. 2024, vol. 4, pp. 158–167, 2024. (In Russ.).
- [8] A. M. Bobreshov, A. A. Kononov, O. V. Neskородova, K. V. Smuseva and G. K. Uskov, "Calculation of optimal values of weight coefficients for compensation of the mutual coupling of antenna array elements," *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 28, no. 1, pp. 20–32, 2025. (In Russ.).
- [9] E. E. Tyrtshnikov, *Matrix Analysis and Linear Algebra*, Mocsow: Fizmatlit Publ., 2007. (In Russ.).
- [10] S. I. Nadenenko, *Antennas*, Moscow: Svyazizdat Publ., 1959. (In Russ.).

Information about the authors

Olga V. Neskородova, postgraduate student, Department of Electronics, Faculty of Physics, Voronezh State University, Voronezh, Russian Federation.

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

Kseniya V. Smuseva, 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.

Квазиоптимальное определение траектории движения мобильного объекта с помощью системы электростатических датчиков

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 2025 г.

Отрецензировано: 31 мая 2025 г.

Принято к публикации: 31 мая 2025 г.

Аннотация: В работе рассматривается проблема определения траектории движения мобильного объекта по информации, получаемой с помощью системы пассивных стационарных датчиков электрического поля. Использована теоретическая модель движущейся материальной точки, несущей априори неизвестный электрический заряд, составлены выражения для создаваемого ею поля с учетом излучения, вызванного движением заряда, и показано, что на практике вполне допустимо ограничиваться квазистатическим приближением. Описан способ определения мгновенного положения объекта по показаниям электростатических сенсоров, взятых в количестве, достаточном для образования переопределенной системы уравнений. В качестве основного расчетного алгоритма выбран метод наименьших квадратов. Показана возможность получения оптимальной оценки априорно неизвестного заряда движущегося объекта в режиме реального времени. Работоспособность предложенной методики подтверждена разбором примера.

Ключевые слова: датчики электрического поля, определение местоположения, отслеживание траектории, оценка величины заряда, метод наименьших квадратов.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): 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.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Кононов, Ал. А. Квазиоптимальное определение траектории движения мобильного объекта с помощью системы электростатических датчиков / Ал. А. Кононов, Ан. А. Кононов, Г. К. Усков // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2025. — Т. 8, № 6. — С. 872—882.

1. Введение

Идея радиотехнического определения положения некоторого объекта без излучения каких-либо зондирующих сигналов неоднократно встречалась в различных исследованиях, связанных с задачами пеленгации и локации [1—5]. Преимущества такого подхода включают в себя энергетическую эффективность, конструктивное упрощение аппаратуры и улучшенную электромагнитную совместимость; все это обусловлено тем, что для технической реализации требуется, фактически, только приемное оборудование, а значит, сводится к минимуму создаваемое этим оборудованием дополнительное излучение и оказываемое им нежелательное влияние на другие приборы и установки, расположенные в непосредственной близости. Источником поля, на основе пространственно-временного закона поведения которого предполагается осуществлять пеленгацию, выступает электростатический заряд, сосредоточенный на движущемся объекте, под которым в зависимости от целевой сферы применения обсуждаемой технологии может подразумеваться как некоторый летательный аппарат (в том числе, беспилотного типа), так и перемещающаяся по воде или суше (в качестве примера можно привести землеройно-транспортные машины, в том числе оборудованные автоматизированными системами управления [6]). При этом, вообще говоря, «приемной» (то есть пеленгующей) стороне величина заряда априори неизвестна, так что в идеале желательно иметь возможность определять и его на основе доступной информации.

В ряде исследований по вышеописанной теме, по всей видимости, преобладает идея использования прямых методов локации [3, 5]. Другими словами, предлагаемые алгоритмы основываются на установлении связи электрического поля с координатами движущегося заряженного тела, на основе которой формируется система уравнений, из решения которых можно непосредственно вычислить искомые значения координат. Такой подход обладает тем недостатком, что на практике при попытке реализации подобной системы, вообще говоря, не удастся полностью исключить влияние погрешностей, ввиду чего измеряемые датчиками показатели будут несколько отличаться от теоретических данных для полей, которые создавал бы мобильный объект в идеальном случае. Как следствие, в результате работы алгоритма будут получены искаженные значения, причем определение степени их близости к истинным (без явных сведений о последних) требует отдельного исследования; в частности, для плохо обусловленных (в терминологии численных методов) систем уравнений, как известно [7], относительно малые погрешности исходных данных могут приводить к катастрофическому росту итоговых значений.

Методика, изложенная далее в основном тексте настоящей работы, базируется на использовании метода наименьших квадратов [8] для получения «наилучшего приближения» к решению системы уравнений, которая заведомо переопределена: задавшись количеством датчиков, превышающим число неизвестных величин (для пеленгации беспилотного летательного аппарата это три пространственных координаты; для отслеживания перемещений наземного агрегата — две «поверхностных» координаты), мы, с одной стороны, еще в большей степени уменьшаем вероятность существования точного решения (поскольку для этого все показания — подверженные, как говорилось выше, влиянию погрешностей в реальных условиях — теперь должны быть согласованными между собой), но, в то же время, повышаем достоверность определения нашего «оптимального псевдорешения» (поскольку можно ожидать, что рост числа датчиков приведет к усреднению случайных погрешностей и нивелированию влияния отдельных выбросов). Более того, как будет показано ниже, та же самая методика заодно предоставляет возможность осуществлять определение заранее неизвестной величины электрического заряда, имеющегося на мобильном объекте. Наконец, еще одним преимуществом является относительно большая свобода в выборе мест расположения датчиков, использующихся в рамках предлагаемого подхода.

2. Основные математические соотношения

В основе методики лежит применение точных формул для электрического поля, порождаемого зарядом с учетом его движения [9]. Считая, как уже было указано ранее, заряд точечным, запишем следующие выражения для создаваемых им полей:

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

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

где q — величина электрического заряда;

$\epsilon_0 \approx 8,854 \cdot 10^{-12}$ 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;
 $\mathbf{n}$ — единичный вектор, проведенный из мгновенного положения рассматриваемой материальной заряженной точки в точку наблюдения;
 R — расстояние между указанными точками. Формулы (1)—(2) могут быть получены, например, с помощью метода потенциалов Лиенара — Вихерта [10]; напомним, что все величины в них вычисляются в момент времени $t - R/c$ (это учитывает запаздывание сигнала).

Наряду с (1), электрическое поле может также быть найдено по формуле, справедливой для неподвижного заряда:

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

дающей в случае наличия движения результат, строго говоря, приближенный, но оказывающийся весьма близким к точному значению (1) при малых (гарантированно нерелятивистских) скоростях движения. В частности, далее мы покажем, что для нашей задачи вполне достаточно «квазистатического приближения» (3).

Рассмотрим следующий пример траектории движения заряда, задав ее параметрически:

$$\mathbf{r} = (20 \cos(0,15t) + 400; 4,5t; 0); \quad (4)$$

таким образом, для простоты движение считается происходящим в горизонтальной плоскости (для ясности заметим, что в (1)—(4), как и далее, всюду используется система единиц измерения СИ). Из (4) сразу получаем аналитические выражения для мгновенных векторов скорости и ускорения:

$$\mathbf{v} = (-20 \cdot 0,15 \sin(0,15t); 4,5; 0), \quad (5)$$

$$\mathbf{w} = (-20 \cdot 0,15^2 \cdot \cos(0,15t); 0; 0). \quad (6)$$

Заряд положим равным $q = 1 \cdot 10^{-7}$ Кл, а под значениями поля будем подразумевать отсчеты его компоненты E , направленной вдоль Ox (датчики, таким образом, предполагаются скалярными). Для магнитного поля датчики будут расположены в тех же точках, а компонента H будет считаться ориентированной вдоль Oz (это целесообразно ввиду следующей из (2) ортогональности $\mathbf{H}$ и $\mathbf{E}$).

Проведем моделирование на временном интервале в пределах одной минуты (то есть изменяя t от 0 до 60 с), чтобы получить результаты замеров для электрического и магнитного полей (в первом случае — как точную, так и квазистационарную версии). График траектории вместе с расположением 4 сенсоров представлен на рис. 1.

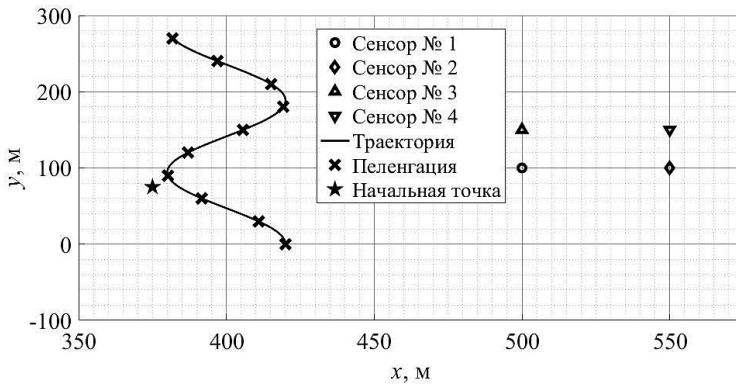


Рис. 1. Траектория движения мобильного объекта и результаты ее определения.

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

На этом же графике отмечены и точки, соответствующие определению местоположения объекта по нижеописанному алгоритму. Как можно заранее видеть, они весьма точно ложатся на истинную кривую траектории движения.

Показания датчиков электрического поля представлены на рис. 2. Несложно заметить в них максимумы и минимумы, соответствующие, по существу, наиболее близким и далеким положениям мобильного объекта относительно соответствующих сенсоров (поясним для удобства, что движение по траектории в пределах на рис. 1 происходит снизу вверх, а смысл отдельно отмеченной «начальной точки» будет понятен далее).

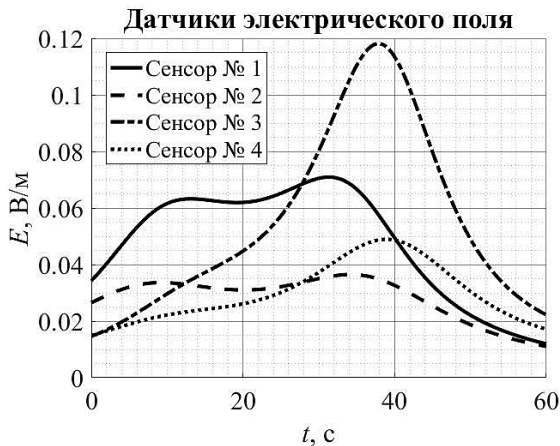


Рис. 2. Показания датчиков электрического поля.

Fig. 2. Electric field sensors measurements

На рис. 3 показаны графики разностей, отличающих точную и «электростатическую» версии поля. Видно, что поправка на эффекты, вызванные движением заряда, на несколько порядков меньше, чем сами значения поля, значит, в расчетах с примерно одинаковым успехом может использоваться как точное соотношение (1), так и приближенная формула (3).

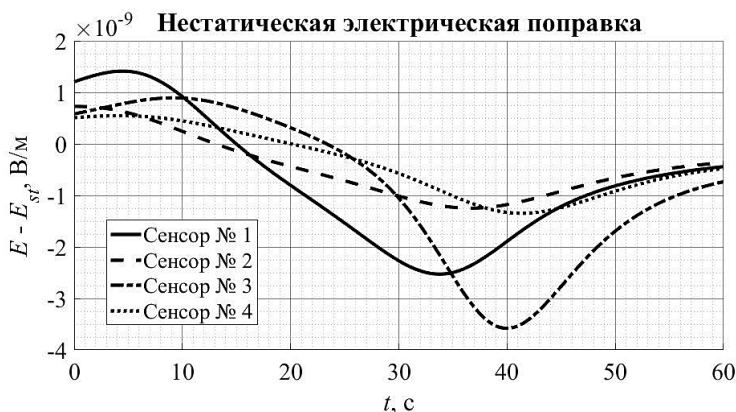


Рис. 3. Погрешность, вызванная переходом к квазистатическому приближению.

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

Наконец, для полноты картины на рис. 4 изображен ход кривых, соответствующих замерам магнитного поля. Показания этих датчиков, впрочем, в рамках настоящего исследования далее использованы не будут.

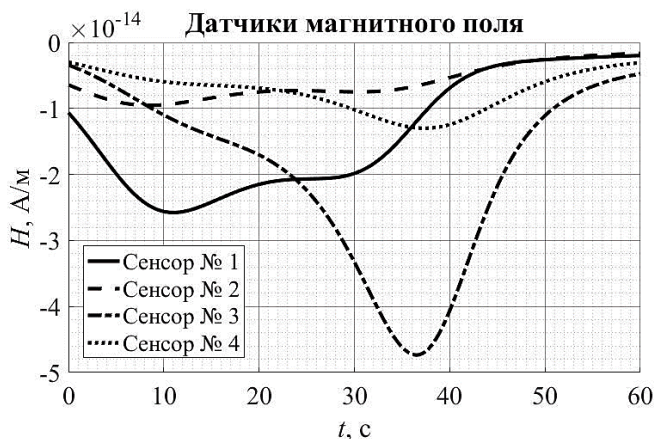


Рис. 4. Показания датчиков магнитного поля.

Fig. 4. Magnetic field sensors measurements

Перейдем теперь к изложению методики определения траектории.

3. Определение местоположения объекта

Итак, в нашем распоряжении есть формула для расчета отклика датчика с произвольным номером m , которую сокращенно обозначим как

$$E_m = q \cdot f_m(\mathbf{r}, \mathbf{r}_m), \quad (7)$$

где $\mathbf{r}_m$ — координата m -го сенсора. С другой стороны, у нас есть набор реально измеренных значений E_m . Сформируем выражение для квадрата нормы их невязки:

$$\varepsilon^2 = \sum_m \left(q \cdot f_m(\mathbf{r}, \mathbf{r}_m)^2 - E_m \right); \quad (8)$$

суммирование здесь ведется по всем датчикам. Раскрывая скобки, можно привести (8) к виду

$$\varepsilon^2 = A \cdot q^2 - 2Bq + C, \quad A = \sum_m f_m^2, \quad B = \sum_m f_m E_m, \quad C = \sum_m E_m^2; \quad (9)$$

выделяя в выражении (9) полный квадрат, приходим к форме записи

$$\varepsilon^2 = A \cdot \left(q - \frac{B}{A} \right)^2 + C - \frac{B^2}{A}, \quad (10)$$

откуда следует рабочая формула для оптимальной (то есть минимизирующей величину (10)) оценки заряда:

$$q_{est} = \frac{B}{A} = \left(\sum_m f_m E_m \right) / \left(\sum_m f_m^2 \right). \quad (11)$$

Результат применения (11) к нашей задаче показан на рис. 5. Как видно, заданный нами заряд был определен весьма точно.

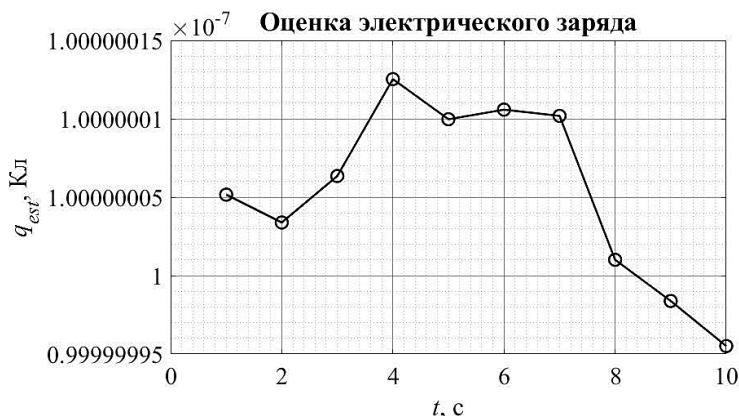


Рис. 5. Оптимальная оценка величины электрического заряда.

Fig. 5. Optimal estimation of the electric charge value

Оставшаяся — и наиболее важная — часть алгоритма, отвечающая, собственно, за определение искомых значений координат объекта в рассматриваемый момент времени, заключается в подстановке оптимальной оценки заряда (11) в выражение (8) и последующей численной его минимизации по параметрам $\mathbf{r}$. В рамках настоящего исследования это было осуществлено с помощью оптимизационной процедуры, входящей в состав среды *MATLAB*. Для подобной численной минимизации требуется задать начальное гипотетическое значение искомых координат $\mathbf{r}_0$. Именно оно отмечено отдельно на рис. 1: как можно видеть, для корректного функционирования алгоритма не требуется попасть начальной точкой непосредственно на траекторию (что в реальных условиях было бы почти невероятно). Наконец, как уже было указано, в качестве формулы (7) использовалась приближенная версия выражения для электрического поля (3), и это не сказалось заметным образом на результатах вычислений.

4. Заключение

В работе рассмотрена задача отслеживания траектории движения мобильного объекта посредством определения его мгновенного положения на основе данных, получаемых в результате измерения изменений в электрическом поле с помощью системы пассивных стационарных датчиков — в предположении, что этот объект несет на себе некоторый электростатический заряд. Полагая также масштабы геометрии задачи достаточными для того, чтобы было допустимо считать отслеживаемый объект заряженной материальной точкой, оказалось возможным осуществить теоретическое моделирование поведения электрического поля для конкретного вида аналитически заданной траектории, причем исследование показало, что для практических приложений можно принимать во внимание только квазистатическую составляющую (по крайней мере, пока и поскольку рассматриваемые нами скорости и ускорения являются заведомо нерелятивистскими).

Далее был изложен алгоритм определения мгновенного положения объекта на основе показаний электростатических сенсоров, при этом целесообразным оказалось составить переопределенную систему уравнений (т. е. взятых в количестве, превышающем число неизвестных координат) и пользоваться методом наименьших квадратов. Кроме того, показана принципиальная возможность одновременного получения наилучшей оценки переносимого движущимся объектом заряда, являющегося априорно неизвестной величиной. Полученная в итоге методика квазиоптимального отслеживания траектории применена к смоделированному примеру, что позволило продемонстрировать ее работоспособность.

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. Wen Z., Hou J., Atkin J. A review of electrostatic monitoring technology: The state of art and future research decisions // *Progress in Aerospace Sciences*. 2017. Vol. 94. P. 1–11.
2. Yan Y., Hu Y., Wang L., Qian X., Zhang W., Reda K., Wu J., Zheng G. Electrostatic sensors – Their principles and applications // *Measurement*. 2021. Vol. 169. P. 1–30.
3. Скрыбин Ю. М., Потехин Д. С. Определение траектории горизонтального пролета беспилотного летательного аппарата через линию электростатических датчиков // *Труды МАИ*. 2019. № 106. С. 1—17.
4. Велищанский М. А. Синтез квазиоптимальной траектории движения беспилотного летательного аппарата // *Наука и образование : научное издание МГТУ им. Н. Э. Баумана*. 2013. № 12. С. 417—430.
5. Ластовецкий А. Е. Ближняя электростатическая пеленгация воздушных объектов // *Вестник концерна ПВО Алмаз-Антей*. 2014. № 1. С. 35—40.
6. Кононов А. Д., Кононов А. А. Моделирование фазоразностной информационной системы автоматического управления движением мобильных объектов // В сб. : XXII Междунар. научно-практ. конф. «Информатика: проблемы, методы, технологии» — IPMT-2022 (Воронеж, 10—12 февр. 2022 г.). 2022. С. 296—301.
7. Вержбицкий В. М. Основы численных методов. М. : Высш. школа, 2002. 840 с.
8. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике для научных работников и инженеров. 2-е изд. М. : Наука, 1970. 720 с.
9. Яворский Б. М., Детлаф А. А. Справочник по физике для инженеров и студентов вузов. 7-е изд. М. : Наука, 1979. 944 с.
10. Ландау Л. Д., Лифшиц Е. М. Теоретическая физика. Т. 2: Теория поля. 8-е изд. М. : Физматлит, 2003. 536 с.

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 кафедры электроники Воронежского государственного университета, г. Воронеж, Российская Федерация.

Quasi-Optimal Determination of a Mobile Object Trajectory Using a System of Electrostatic Sensors

¹ Al. A. Kononov, ² An. A. Kononov, and ¹ G. K. Uskov

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, 2025

Peer-reviewed: May 31, 2025

Accepted: May 31, 2025

Abstract: The paper considers the problem of determining the trajectory of a mobile object based on information obtained using a system of passive stationary electric field sensors. A theoretical model of a moving material point carrying a priori unknown electric charge is used, expressions are compiled for the field created by it, taking into account the radiation caused by the motion of the charge, and it is shown that in practice it is quite admissible to restrict to the quasi-static approximation. A method is described for determining the instantaneous position of an object based on the measurements of electrostatic sensors taken in an amount sufficient to form an overdetermined system of equations. The method of least squares is chosen as the main calculation algorithm. The possibility of obtaining an optimal estimation of the a priori unknown charge of the moving object in real time is shown. The efficiency of the proposed methodology is confirmed by analyzing an example.

Keywords: electric field sensors, location detection, trajectory tracking, charge estimation, least squares method.

For citation (IEEE): 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, doi: 10.21227/ksn9-nm78. (In Russ.).

References

- [1] Z. Wen, J. Hou, and J. Atkin, "A review of electrostatic monitoring technology: The state of art and future research decisions," *Progress in Aerospace Sciences*, vol. 94, pp. 1–11, 2017.
- [2] Y. Yan, Y. Hu, L. Wang, X. Qian, W. Zhang, K. Reda, J. Wu and G. Zheng, "Electrostatic sensors – Their principles and applications," *Measurement*, vol. 169, pp. 1–30, 2021.
- [3] Yu. M. Skryabin and D. S. Potekhin, "Determining the unmanned aerial vehicle horizontal flight path through the line of electrostatic sensors," *Proc. of MAI*, no. 106, pp. 1–17, 2019. (In Russ.).

- [4] M. A. Velischanskiy, "Synthesis of a quasi-optimal trajectory of an unmanned aerial vehicle," *Science and education: scientific publication of Bauman MSTU*, no. 12, pp. 417–430, 2013. (In Russ.).
- [5] A. E. Lastovetskiy, "Near electrostatic direction finding air objects," *Journal of «Almaz-Antey» Air and Defence Corporation*, no. 1, pp. 35–40, 2014. (In Russ.).
- [6] A. D. Kononov and A. A. Kononov, "Modeling of a phase-difference information system for automatic motion control of mobile objects," in *Proc. XXII International scientific-practical Informatics: Problems, Methods, Technologies conference*, Voronezh, Russia, 10–12 Feb. 2022, pp. 296–301. (In Russ.).
- [7] V. M. Verzhbitskiy, *Osnovy chislennykh metodov*, Moscow: Vysshaya shkola Publ., 2002. (In Russ.).
- [8] G. Korn and T. Korn, *Mathematical handbook for scientists and engineers*, 2nd ed., McGraw-Hill, 1968.
- [9] B. M. Yavorskiy and A. A. Detlaf, *Physics Handbook for Engineers and University Students*, Moscow: Nauka Publ., 1979. (In Russ.).
- [10] L. D. Landau and E. M. Lifshitz, *Theoretical Physics. Vol. 2: Field Theory*, Moscow: Fizmatlit Publ., 2003. (In Russ.).

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 of the Department of Electronics of Voronezh State University, Voronezh, Russian Federation.

Умная лаборатория интернета вещей: реализация стендовых модулей и сетевой инфраструктуры

Изотов И. Н., Кувшинов О. А., Папуловская Н. В.

*Уральский федеральный университет им. первого Президента России Б. Н. Ельцина
ул. Мира, д. 32, г. Екатеринбург, 620062, Российская Федерация
n.v.papulovskaia@urfu.ru*

Получено: 20 мая 2025 г.

Отрецензировано: 20 июня 2025 г.

Принято к публикации: 20 июня 2025 г.

Аннотация: *Представлена разработка системы удаленного прототипирования устройств интернета вещей для учебных и исследовательских целей. Умная лаборатория позволяет удаленно реализовать полный цикл взаимодействия пользователя с физическим устройством. Пользователь получает среду для подключения периферийных модулей, визуальный контроль и взаимодействие с программными сервисами. В исследовании подробно рассматривается процесс разработки стенда умной лаборатории и организация ее внутренней сетевой инфраструктуры. Стендовые модули предназначены для прототипирования устройств интернета вещей. Каждый модуль состоит из микрокомпьютера Raspberry Pi и стендового устройства — отладочной платы с микроконтроллером (МК) и набором подключаемых модулей. Сетевое взаимодействие организовано с использованием протокола MQTT. Этот протокол применен для функционирования инфраструктуры умной лаборатории и для подключения стендовых устройств и сервисов интернета вещей. Организована сеть LoRaWAN на основе сервера сети ChirpStack и базовой станции Microchip. Результаты экспериментов подтвердили надежность связи и возможность передачи данных. Работа закладывает новую методологию дистанционного обучения и перспективы использования сетевых технологий для передачи и прошивки микроконтроллера.*

Ключевые слова: *интернет вещей, прототипирование, программирование микроконтроллеров, передача данных, сетевая инфраструктура.*

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Изотов И. Н., Кувшинов О. А., Папуловская Н. В. Умная лаборатория интернета вещей: реализация стендовых модулей и сетевой инфраструктуры // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2025. Т. 8, № 6. С. 883—897.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Изотов, И. Н. Умная лаборатория интернета вещей : реализация стендовых модулей и сетевой инфраструктуры / И. Н. Изотов, О. А. Кувшинов, Н. В. Папуловская // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2025. — Т. 8, № 6. — С. 883—897.

1. Введение

Технологии интернета вещей (*Internet of Things, IoT*) представляют собой интеграцию физических устройств, сетей передачи данных и цифровых систем. Построение интеллектуальных и автоматизированных систем на базе интернета вещей позволяет оптимизировать использование ресурсов и повышать эффективность производственных процессов в промышленности [1], сельском хозяйстве [2, 3], энергетике [4], логистике [5, 6], в сфере экологического мониторинга [7] и других отраслях.

Разработка новых систем интернета вещей требует специализированных инструментов и доступной аппаратной и сетевой инфраструктуры. Для создания и тестирования таких систем необходимо программировать физические устройства, настраивать связь, конфигурировать облачные и программные сервисы. Традиционные лаборатории, предоставляющие такие возможности, ограничены по пропускной способности, требуют физического присутствия и неэффективно используют оборудование.

Одним из подходов к преодолению этих ограничений является создание удаленных лабораторий. Такие лаборатории предоставляют доступ к стендовому оборудованию и сетевым компонентам через сеть интернет. Это позволяет пользователям взаимодействовать с реальными устройствами без физического присутствия в лаборатории. Удаленные лаборатории актуальны в условиях дистанционного обучения и распределенной разработки.

Существующие удаленные лаборатории ориентированы на обучение программированию микроконтроллерных устройств [8, 9]. При этом технологии интернета вещей в таких системах применяются для передачи данных между устройством и пользователем. Однако такие решения, как правило, не охватывают полный цикл взаимодействия с физическим устройством. Пользователь не получает средств для подключения периферийных модулей, настройки сети и взаимодействия с программными сервисами.

Целью данной работы является разработка стенда и сетевой инфраструктуры умной лаборатории интернета вещей, обеспечивающей удаленное взаимодействие со стендовыми устройствами и интеграцию средств беспроводной связи.

Для достижения цели были поставлены следующие задачи:

1. Разработать структуру стенда умной лаборатории.

2. Реализовать плату адаптера стендового устройства, которая обеспечит переключение модулей связи.
3. Разработать сетевую инфраструктуру, позволяющую подключать стендовые устройства к сети *Wi-Fi* и *LoRaWAN*.
4. Протестировать работу сетевой инфраструктуры умной лаборатории.

2. Умная лаборатория

Для создания умной лаборатории в работе [10] нами были определены функциональные и нефункциональные требования, на основе которых предложена ее структура (рис. 1). Умная лаборатория представляет собой аппаратно-программный комплекс, включающий управляющий сервер, набор стендовых модулей и сетевую инфраструктуру (маршрутизатор с беспроводной точкой доступа *Wi-Fi*, коммутатор и базовую станцию *LoRaWAN*).

Стендовые модули предназначены для прототипирования устройств интернета вещей. Каждый модуль состоит из микрокомпьютера *Raspberry Pi* и стендового устройства — отладочной платы с микроконтроллером (МК) и набором подключаемых модулей.

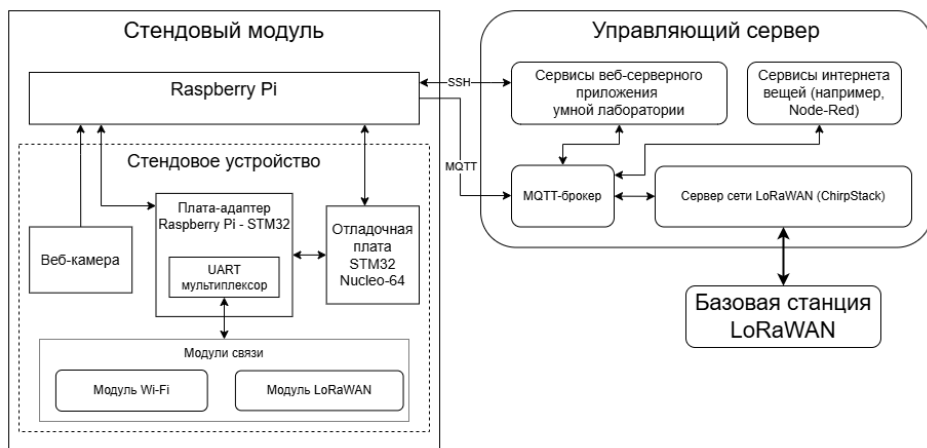


Рис. 1. Структура умной лаборатории.

Fig. 1. Block diagram of a Smart laboratory

Подключение отладочной платы *Nucleo64* на базе МК *STM32* к *Raspberry Pi* осуществляется через специально разработанный адаптер, который позволяет отслеживать и изменять состояние контактов *GPIO* микроконтроллера. К этому адаптеру подключаются периферийные модули (датчики, актуаторы, модули передачи данных). В качестве *LoRaWAN*-модуля используется плата *Unwired Range* (производство *Unwired Devices*)

на базе МК *STM32* с трансивером *SX1276*. Модуль *Wi-Fi* и *Bluetooth* представлен платой с МК *ESP32*. Взаимодействие отладочной платы *Nucleo64* и модулей связи осуществляется через адаптер по интерфейсу *UART*.

Управляющий сервер обеспечивает взаимодействие со стендовыми модулями, предоставляет пользовательский интерфейс, реализует конвейер компиляции и загрузки пользовательской прошивки микроконтроллеров, а также функционирует в роли сервера сети *LoRaWAN*. Пользовательский интерфейс реализован с применением технологии *Blazor WebAssembly* в рамках платформы *ASP.NET*. Взаимодействие пользовательского приложения со стендовыми модулями осуществляется по протоколам *MQTT* и *SSH*. В качестве сервера сети *LoRaWAN* используется решение с открытым исходным кодом *ChirpStack*.

3. Разработка стенда умной лаборатории

Каждый стенд умной лаборатории оснащен микрокомпьютером *Raspberry Pi 3B+* и подключенными к нему отладочной платой с МК и веб-камерой (рис. 2). В лаборатории используются отладочные платы *Nucleo64* с МК *STM32F401RE* (производство *STMicroelectronics*). Программирование МК осуществляется микрокомпьютером *Raspberry Pi* через интерфейс *USB*. Веб-камера позволяет пользователю визуально отслеживать состояние отладочной платы и периферии.

Для удаленного взаимодействия с контактами *GPIO* микроконтроллера *STM32* разработан специальный адаптер. Этот адаптер связывает контакты *GPIO* отладочной платы *Nucleo* и контакты *Raspberry Pi* и расширяет возможности для подключения периферии к МК *STM32*.

Разработка адаптера для подключения отладочной платы *Nucleo* и микрокомпьютера *Raspberry Pi* выполнена в стандартной версии среды проектирования *EasyEDA*. Эта разработка включала составление принципиальной электрической схемы и проектирование печатной платы. Для платы *Nucleo* выполнено 6 входных сигналов и 6 выходных сигналов. Входные сигналы служат для формирования команд со стороны *Raspberry Pi*, а выходные сигналы кроме назначения, заложенного в пользовательской программе, могут быть использованы в качестве индикатора выполнения команд управляющих сигналов. Параллельно каждому выходному контакту подключен светодиод индикации для удаленного контроля за работой устройства. Выходные сигналы *Nucleo* являются входными сигналами для *Raspberry Pi*, которые в последнем также подключаются к контактам *GPIO*. В микроконтроллере и *Raspberry Pi* возможен вариант реализации контактов *GPIO* по схеме *Push-Pull*. При этом для формирования логи-

ческой «1» контакт *GPIO* соединяется с шиной питания парой последовательно подключенных полевых транзисторов. Аналогично для формирования логического «0» контакт *GPIO* соединяется с общей шиной (*GND*). В ходе разработки пользовательского программного обеспечения и удаленной работы с *Nucleo* не исключено переконфигурирование входных контактов *Raspberry Pi* в режим выходного сигнала. В таком случае формирование разных логических сигналов на *Nucleo* и *Raspberry Pi* будет практически равносильно соединению шины питания и шины *GND* ввиду низкого сопротивления (десятки миллиом) перехода «сток — исток» транзисторов. Такая ситуация может привести к выходу из строя одного или нескольких устройств, подключенных к данным шинам питания и *GND*. Поэтому для ограничения тока при возникновении такой ситуации в каждой из 12 цепей подключения *Nucleo* к *Raspberry Pi* последовательно добавлен резистор с сопротивлением 1 кОм. Установлено, что при таком сопротивлении логические уровни корректно распознаются на обоих устройствах.

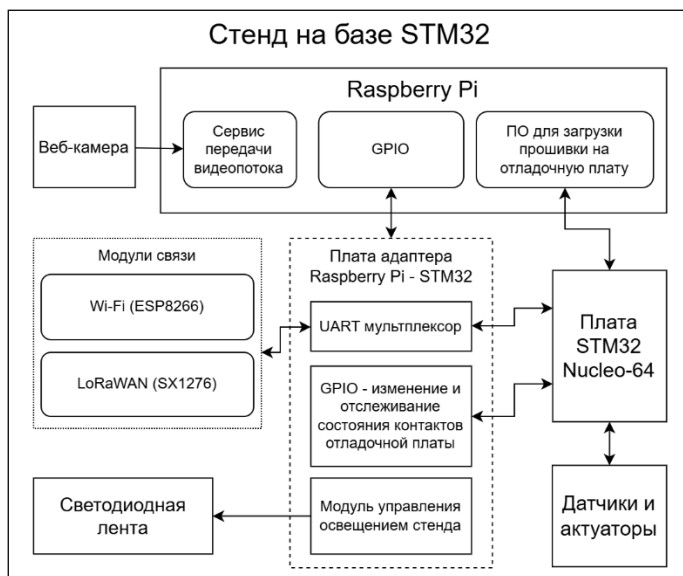


Рис.2. Структурная схема стендового модуля.

Fig. 2. Block diagram of the bench module

Для подключения внешних модулей к *Nucleo* используются интерфейсы *UART*, *I2C* и пять выводов общего назначения (*GPIO*). В текущей версии адаптера возможно подключение одновременно до трех устройств с интерфейсом *I2C*. Некоторые выводы *GPIO* могут быть сконфигуриро-

ваны как входы аналого-цифрового преобразователя, встроенного в микроконтроллер на плате *Nucleo*.

В адаптере предусмотрено подключение одновременно четырех устройств по интерфейсу *UART*. Например, к данному интерфейсу можно одновременно подключить модуль приема-передачи данных по *LoRaWAN*, *ZigBee*, *Wi-Fi* и *Bluetooth*. Для выбора устройства при взаимодействии используется мультиплексор на базе аналоговой микросхемы *FST3253MTCX*. Коммутация конкретного модуля и микроконтроллера осуществляется с помощью двух сигналов — *S0* и *S1*. Параллельно контактам этих сигналов также подключены светодиоды для удаленного контроля текущего состояния коммутации. Логические «0» и «1» соответствуют деактивации и активации одного из светодиодов. Однако такое решение приводит к тому, что выбор модуля с номером 0 (двоичный код — 00) совпадает с состоянием отключения мультиплексора или отсутствия питания, что приводит к некоторой неоднозначности при работе. В связи с этим в следующих версиях предполагается добавить еще один светодиод для индикации запуска и отключения мультиплексора.

Так как запрет на обмен данными по интерфейсу *UART* не предполагался, сигналы разрешения работы микросхемы *nOE1* и *nOE2* подключены к общей шине *GND*. В следующих версиях адаптера возможна реализация удаленного электронного логического отключения модулей от микроконтроллера при сохранении аппаратного соединения за счет управления этими сигналами.

Для обеспечения совместимости с широким набором подключаемых устройств в адаптере реализованы две линии питания: +5 В и +3.3 В. Питание на линии +3.3 В формируется *Raspberry Pi*, а +5 В может быть также сформировано *Raspberry Pi*, либо внешним источником, для подключения которого на адаптере размещен отдельный клеммный соединитель. Выбор итогового источника напряжения питания на этой линии осуществляется с помощью джампера.

Для организации освещения стенда на плате адаптера реализовано подключение и управление светодиодной лентой. Электропитание ленты обеспечивается внешним источником напряжения 12 В. Управление выполнено на базе полевого транзистора 30N03A, максимальный ток стока которого может достигать 90 А. Сопротивление сток-исток такого транзистора существенно мало — 8 мОм. Типовое значение потребляемого тока светодиодной лентой длиной 1 м равно 0,4 А. Таким образом, падение напряжения на переходе сток-исток транзистора будет равно 3,2 мВ. То есть практически вся полезная мощность будет передана светодиодной ленте, и яркость ее свечения будет максимальной. Выбор подходящей яр-

кости свечения ленты реализован программным методом в виде контроля величины мощности, подаваемой на ленту при помощи сигнала с широтно-импульсной модуляцией. Для предотвращения незапланированного мерцания ленты, которое может быть вызвано наводками на затвор транзистора, его затвор подключен к линии *GND* через резистор сопротивлением 10 кОм.

Рядом с разъемом для подключения *Raspberry Pi* размещен разъем для подключения вентилятора охлаждения процессора *Raspberry Pi*.

Для удобства работы с адаптером на слое шелкографии добавлены подписи всех сигнальных соединений. Рядом со светодиодами, подключенными к выходным линиям *Nucleo*, добавлены подписи портов *GPIO*, к которым они подключены. Для минимизации вероятности неправильного подключения платы *Nucleo* к адаптеру на последнем выполнено схематичное изображение того, какой именно стороной должна подключаться плата. Внешний вид адаптера с подключенной платой *Nucleo* представлен на рис. 3.

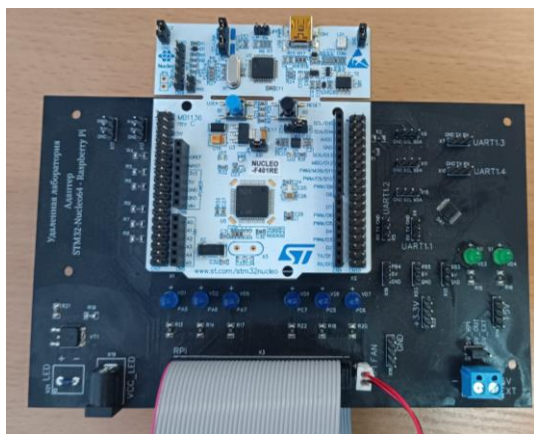


Рис. 3. Фотография адаптера с подключенной платой *Nucleo64*.

Fig. 3. Photo of the adapter with the connected *Nucleo64* board

Габаритные размеры печатной платы $16,8 \times 10,4$ см. Толщина платы равна 1,5 мм. Количество сигнальных слоев платы — 2. Топология платы обеспечивает односторонний монтаж компонентов. На нижнем слое по всей площади размещен полигон общей шины *GND*, что минимизирует путь протекания тока от нагрузки к отрицательной клемме источника питания, создает удобство при трассировке платы за счет доступа к шине из любого участка платы, а также обеспечивает экранирование электрического поля, что актуально при размещении нескольких стендов в одном шкафу.

Для обеспечения коммуникативных возможностей для МК *STM32* к адаптеру дополнительно подключаются модули беспроводной связи. Эти модули должны работать по интерфейсу *UART* и предоставлять набор команд для взаимодействия, например, *AT*-команды. Одновременно с МК работает только один модуль связи. Выбор модуля происходит с помощью пользовательского интерфейса.

В лаборатории применяется два модуля связи — *ESP32 Wroom-32* на базе МК *ESP32 (Wi-Fi, Bluetooth)* и *Unwired Range* на базе МК *STM32* и трансивера *SX1276 (LoRaWAN)*. Модуль *ESP32* работает под управлением прошивки *ESP-AT (Espressif)*. Для модулей *Unwired Range* была разработана прошивка с поддержкой *AT*-команд.

4. Создание сетевой инфраструктуры

Сетевая инфраструктура лаборатории должна обеспечивать масштабирование системы и предоставлять доступ к сетевым ресурсам. Структурная схема топологии умной лаборатории представлена на рис. 4. Маршрутизатор подключен к корпоративной сети института. Управляющий сервер, базовая станция *LoRaWAN* и стендовые модули объединены в локальную сеть с помощью коммутатора.

На управляющем сервере развернут *MQTT*-брокер *Mosquitto*. Протокол *MQTT* работает по модели издатель — подписчик. Он используется в качестве коммуникационной платформы для решения двух задач:

- служебное взаимодействие — обеспечение коммуникации между стендовыми модулями и службами управляющего сервера;

- пользовательское взаимодействие — обеспечение коммуникации между стендовыми устройствами и сервисами интернета вещей.

Служебное взаимодействие по протоколу *MQTT* осуществляется для функционирования инфраструктуры умной лаборатории. Протокол *MQTT* выбран из-за его легковесности и быстродействия. Обмен данными происходит в зашифрованном виде. Шифрование реализовано с помощью протокола *TLS* с использованием самоподписанных сертификатов. К брокеру *MQTT*-сообщений подключена программа управления адаптером *STM32-Nucleo64 — Raspberry Pi*, выполняющаяся на микрокомпьютере *Raspberry Pi* каждого стендового модуля и службе управляющего сервера.

По служебным *MQTT*-топикам передается информация о составе оборудования каждого стенда, код пользовательской прошивки и ссылка на бинарный файл для конвейера компиляции и загрузки прошивки на МК. Кроме того, с помощью *MQTT*-сообщений происходит взаимодействие со стендом: управление логическими сигналами контактов *GPIO*,

обмен сообщениями через виртуальный последовательный порт, выбор коммуникационного модуля, регулировка уровня подсветки стенда.

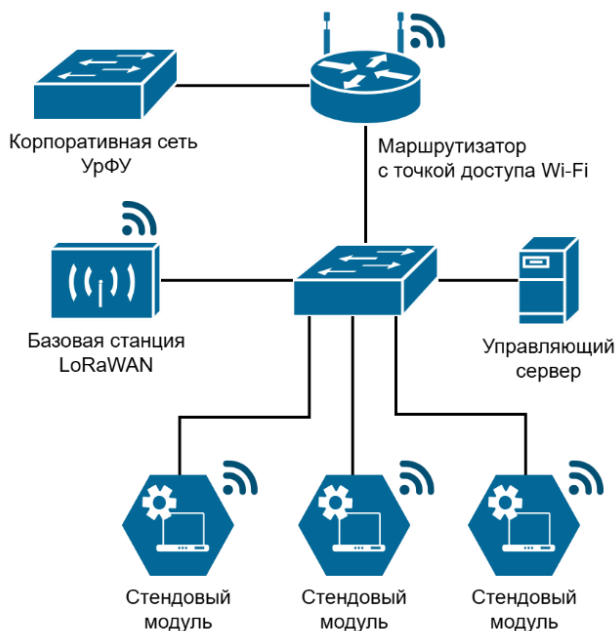


Рис. 4. Сетевая топология умной лаборатории.

Fig. 4. Network topology of the Smart laboratory

На рис. 5 представлен лог MQTT-сообщений, обработанный на стороне управляющего сервера. В тексте сообщений указан уровень логического сигнала, который необходимо установить (в топиках `/lab/stand/1/gpio/output/PA_14`) на контакте МК STM32. Это сообщение отправляется при нажатии виртуальной кнопки в пользовательском интерфейсе. Микрокомпьютер стендового модуля с идентификатором «1» обрабатывает сообщение и устанавливает логический сигнал в состояние «0». В МК в данном примере прошита программа, которая проверяет сигнал контакта PA_14. При получении сигнала низкого логического уровня МК устанавливает сигнал высокого логического на контакте PA_5. Изменение состояния отображается на адаптере с помощью светодиода и на странице пользовательского интерфейса. Микрокомпьютер обрабатывает изменение состояния сигнала контакта МК и транслирует информацию на MQTT-сервер (топики `/lab/stand/1/gpio/input/PA_5`). Новое состояние отображается в пользовательском интерфейсе.

```
Topic: /lab/stand/1/gpio/output/PA_14, Message: 0  
Topic: /lab/stand/1/gpio/input/PA_5, Message: 1  
Topic: /lab/stand/1/gpio/output/PA_14, Message: 1  
Topic: /lab/stand/1/gpio/input/PA_5, Message: 0
```

Рис. 5. Обмен сообщениями между стендовым модулем и управляющим сервером.

Fig. 5. Message exchange between the bench module and the control server

5. Взаимодействие стендовых устройств и сервисов интернета вещей

Протокол MQTT применяется для пользовательского взаимодействия в системах межмашинного обмена данными (*M2M*) и является платформой коммуникации с сервисами интернета вещей. К брокеру сообщений подключаются стендовые устройства, на которых запускается пользовательская прошивка, сервер сети *LoRaWAN ChirpStack* и инструмент визуального программирования *Node-Red*. В этом случае *MQTT*-сообщения передаются в открытом виде, шифрование не применяется.

Для подключения стендового устройства к *MQTT*-серверу пользователям умной лаборатории необходимо разработать прошивку для МК. Стендовое устройство можно подключить к *MQTT*-брокеру напрямую с помощью *Wi-Fi* модуля или опосредованно через протокол *LoRaWAN*. При подключении через *Wi-Fi* на устройстве задаются параметры беспроводной точки доступа и указывается *IP*-адрес брокера сообщений. При использовании *LoRaWAN* сообщения на *MQTT*-брокер поступают напрямую от сервера сети *ChirpStack* в формате *JSON*.

Инструмент визуального программирования *Node-Red* позволяет выполнять обработку *MQTT*-сообщений и предоставляет функционал для создания сценариев межмашинного взаимодействия. Таким образом, умная лаборатория позволяет объединить несколько стендовых устройств и программную среду в единую систему.

Также в умной лаборатории стендовые устройства могут напрямую взаимодействовать друг с другом посредством технологии беспроводной связи, например, по *Bluetooth*. В этом случае использование протокола *MQTT* не требуется.

В структуру умной лаборатории входит базовая станция *LoRa Gateway* производства *Microchip*. Базовая станция использует частоту 868 МГц и взаимодействует с сервером сети *LoRaWAN ChirpStack*. Сервер сети размещен на управляющем сервере и доступен пользователям лаборатории для конфигурации устройств.

Для *LoRaWAN*-соединения необходимо настроить параметры активации устройства по методу *OTAA* (*Over-The-Air Activation*). Для этого требуется указать идентификатор устройства *DevEUI*, идентификатор приложения *AppEUI* и ключ приложения *AppKey*. Аналогичные параметры сети настраиваются на странице сервера сети *ChirpStack*.

Сервер сети по умолчанию сконфигурирован для работы с протоколом *MQTT*. Передача данных осуществляется в формате *JSON*. Восходящие сообщения от стендовых устройств транслируются на *MQTT*-сервер. Предусмотрена отправка нисходящих сообщений, которые сервер сети направляет на стендовое устройство.

Таким образом, умная лаборатория обеспечивает условия для прототипирования систем интернета вещей с использованием сетевых технологий *Wi-Fi*, *LoRaWAN*, *Bluetooth*. Кроме того, межмашинное взаимодействие стендовых устройств в лаборатории может быть реализовано как с применением протокола коммуникации *MQTT*, так и напрямую.

6. Обсуждение результатов

В результате работы был собран экспериментальный стендовый модуль. Стендовое устройство построено на базе платы *Nucleo-64* с МК *STM32F401RE* и подключено к адаптеру. К интерфейсу *UART* адаптера была подключена плата *Unwired Range*. Для МК была разработана программа, которая выполняет отставку сообщений по *LoRaWAN* об уровне контактов, подключенных к виртуальной кнопке. Также эта программа обрабатывает входящие пакеты *LoRaWAN* и переключает логическое состояние контактов, к которым подключен светодиод.

Модуль *LoRaWAN* успешно был зарегистрирован в сети. В ходе эксперимента выполнялось нажатие и удержание виртуальных кнопок через пользовательский интерфейс. На сервере *ChirpStack* с периодом один раз в 30—40 секунд приходило сообщение с последовательностью битов, указывающих логическое состояние сигналов соответствующих контактов. Аналогичное сообщение от сервера сети публиковалось на *MQTT*-сервере. Данные в принятых сообщениях соответствовали состояниям контактов на момент передачи.

Через интерфейс сервера сети выполнялась отправка сообщений на стендовое устройство. Сообщением являлась битовая последовательность, в которой по порядку перечислены новые состояния контактов, к которым подключен светодиод. В результате приема и обработки полученного сообщения контакты микроконтроллера устанавливали необходимое логическое состояние. Следовательно, сетевое соединение обеспечивало взаимодействие пользователей с инфраструктурой стендовых модулей удаленно.

7. Заключение

Умная лаборатория предоставляет интегрированную среду для разработки, тестирования и развертывания программного обеспечения для микроконтроллерных устройств. Оснащение стенда позволяет удаленно управлять конфигурацией стендов и адаптировать их под различные сценарии работы.

Разработанный стендовый модуль с адаптером для подключения отладочной платы *Nucleo64* к *Raspberry Pi* позволил протестировать основную задачу умной лаборатории — возможность удаленного прототипирования систем интернета вещей.

Эти результаты важны для реализации умной лаборатории и внедрения ее в образовательную и научно-исследовательскую деятельность университета.

Список литературы

1. Александров В. Р., Баранов С. В., Обухов И. А. Промышленный интернет вещей для предприятий радиоэлектронной промышленности // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2022. Т. 5, № 2. С. 209—217.
2. Pawar S. IoT Solutions in Agriculture: Enhancing Efficiency and Productivity // International Journal of Innovative Science and Research Technology (IJISRT). 2024. P. 3388—3390.
3. Харитонов Н. Д., Кийко П. В. Технология IoT и актуальность ее изучения в вузах // Электронный научно методический журнал Омского ГАУ. 2023. Т. 34, № 3. URL: <http://ejournal.omgau.ru/images/issues/2023/3/01075.pdf>.
4. Зарилова Д. Н. Интернет вещей в энергетике улучшение мониторинга и управления ресурсами // Сборник научных статей Международного научно-образовательный конгресса молодежи «Энергия знаний». Курск : Университетская книга, 2024. С. 72—75.
5. Alshdadi A. [et al.]. An IoT Smart System for Cold Supply Chain Storage and Transportation Management // Eng. Technol. Appl. Sci. Res. 2024. Vol. 14, no. 2. P. 13167—13172.
6. Balfaqi M. [et al.]. A Blockchain-Enabled IoT Logistics System for Efficient Tracking and Management of High-Price Shipments : A Resilient, Scalable and Sustainable Approach to Smart Cities // Sustainability. 2023. Vol. 15, no. 18. Art. 13971.
7. Popescu S. M. [et al.]. Artificial intelligence and IoT driven technologies for environmental pollution monitoring and management // Front. Environ. Sci. 2024. Vol. 12. Art. 1336088.
8. Кузнецов К. С., Тарасов В. Г. Виртуальная лаборатория для изучения архитектуры и программирования микроконтроллеров STM32 // Интеллектуальные системы в производстве. 2021. Т. 19, № 4. С. 98—110.
9. Изотов И. Н. Анализ подходов к созданию лабораторий дистанционного автоматизированного управления физическими объектами // Современные информационные технологии и ИТ-образование. 2023. Т. 19, № 3. С. 646—658.
10. Papulovskaya N., Izotov I. Internet of Things Online Laboratory : non-Virtual Training. In : 2024 7th International Conference on Information Technologies in Engineering Education (Inforino). Moscow, 2024. P. 1—4.

Информация об авторах

Изотов Илья Николаевич, ассистент кафедры информационных технологий и систем управления Института радиоэлектроники и информационных технологий — РТФ Уральского федерального университета имени первого Президента России Б. Н. Ельцина, г. Екатеринбург, Российская Федерация.

Кувшинов Олег Александрович, ассистент кафедры радиоэлектроники и телекоммуникаций Института радиоэлектроники и информационных технологий — РТФ Уральского федерального университета имени первого Президента России Б. Н. Ельцина, г. Екатеринбург, Российская Федерация.

Папуловская Наталья Владимировна, кандидат педагогических наук, доцент, доцент кафедры информационных технологий и систем управления Института радиоэлектроники и информационных технологий — РТФ Уральского федерального университета имени первого Президента России Б. Н. Ельцина, г. Екатеринбург, Российская Федерация.

Smart Laboratory of the Internet of Things: Development of Bench Modules and Network Infrastructure

I. N. Izotov, O. A. Kuvshinov, and N. V. Papulovskaya

Ural Federal University named after the first President of Russia B. N. Yeltsin
32, Mira St., Ekaterinburg, 620062, Russian Federation
n.v.papulovskaia@urfu.ru

Received: May 20, 2025

Peer-reviewed: June 20, 2025

Accepted: June 20, 2025

Abstract: The development of a remote prototyping system for Internet of Things devices for educational and research purposes is presented. A Smart laboratory facilitates remote execution of the complete cycle of user interaction with a physical device. The user gets an environment for connecting peripheral modules, visual control and interaction with software services. The study examines in detail the process of developing a Smart laboratory bench and the organization of its internal network infrastructure. The bench modules are designed for prototyping Internet of Things devices. Each module consists of a Raspberry Pi microcomputer and a bench device – a debugging board with a microcontroller (MCU) and a set of pluggable modules. Network interaction is organized using the MQTT protocol. This protocol is used to operate the infrastructure of the smart laboratory and to connect bench devices and Internet of Things services. The LoRaWAN network is implemented using the ChirpStack network server and a Microchip gateway. The experimental results confirmed the reliability of communication and the possibility of data transmission. The work establishes a new methodology for distance learning and the prospects for using network technologies for transfer and firmware of the microcontroller.

Keywords: Internet of things, prototyping, programming of microcontrollers, data transmission, network infrastructure.

For citation (IEEE): I. N. Izotov, O. A. Kuvshinov, and N. V. Papulovskaya, “Smart Laboratory of the Internet of Things: Development of Bench Modules and Network Infrastructure,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 8, no. 6, pp. 883–897, 2025, doi: 10.21227/0xxn-z293. (In Russ.).

References

- [1] V. R. Alexandrov, S. E. Baranov, and I. A. Obukhov, “Industrial Internet of Things for Electronic Industry Enterprises,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 5, no. 2, pp. 209–217, 2022. (In Russ.).
- [2] S. Pawar, “IoT Solutions in Agriculture: Enhancing Efficiency and Productivity,” *International Journal of Innovative Science and Research Technology (IJISRT)*, pp. 3388–3390, 2024.

- [3] N. D. Haritonova and P. V. Kijko, "IoT technology and the relevance of its study in universities," *Electronic scientific and methodological journal of Omsk State Agrarian University*, vol. 34, no. 3. URL: <http://ejournal.omgau.ru/images/issues/2023/3/01075.pdf>, 2023. (In Russ.).
- [4] D. N. Zaripova, "Internet of things in energy: improving monitoring and resource management," in *International Scientific and Educational Congress of Youth "Energy of Knowledge"*, Kursk: Universitetskayf Kniga, pp. 72–75, 2024. (In Russ.).
- [5] A. Alshdadi, [et al.], "An IoT Smart System for Cold Supply Chain Storage and Transportation Management", *Eng. Technol. Appl. Sci. Res.*, vol. 14, no. 2, pp. 13167–13172, 2024.
- [6] M. Balfaiah, [et al.], "A Blockchain-Enabled IoT Logistics System for Efficient Tracking and Management of High-Price Shipments: A Resilient, Scalable and Sustainable Approach to Smart Cities," *Sustainability*, vol. 15, no. 18, Art. 13971, 2023.
- [7] S. M. Popescu, [et al.], "Artificial intelligence and IoT driven technologies for environmental pollution monitoring and management," *Front. Environ. Sci.*, vol. 12, art. 1336088, 2024.
- [8] K. S. Kuznetsov and V. G. Tarasov, "Virtual Laboratory for Studying and Programming Stm32 Microcontrollers," *Intellektual'nye sistemy v proizvodstve*, vol. 19, no. 4, pp. 98–110, 2021. (In Russ.)
- [9] N. Izotov, "Analysis of Approaches to Creating Laboratories for Remote Automated Control of Physical Objects," *Sovremennyye informatsionnyye tekhnologii i IT-obrazovaniye*, vol. 19, no. 3, pp. 646–658, 2023. (In Russ.)
- [10] N. Papulovskaya and I. Izotov, "Internet of Things Online Laboratory: non-Virtual Training," in *2024 7th International Conference on Information Technologies in Engineering Education (Inforino)*. Moscow, pp. 1–4, 2024.

Information about the authors

Ilya N. Izotov, Assistant, Department of Information Technology and Control Systems, Ural Federal University n. a. the first Russian President, B. N. Yeltsin, Ekaterinburg, Russian Federation.

Oleg A. Kuvshinov, Assistant, Department of Radioelectronics and Telecommunications, Engineering School of Information Technologies, Telecommunications and Control Systems, Ural Federal University n. a. the first President of Russia B. N. Yeltsin, Ekaterinburg, Russian Federation.

Nataliya V. Papulovskaya, Candidate of Pedagogical Sciences, Associate Professor, Department of Information Technologies and Control Systems, Institute of Radioelectronics and Information Technology – RTF, Ural Federal University n. a. the first President of Russia B. N. Yeltsin, Ekaterinburg, Russian Federation.

Исследование быстрого преобразования Фурье для применения в беспроводном подводном магнитном канале

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

Севастопольский государственный университет

ул. университетская, 33, г. Севастополь, 344090, Российская Федерация

petrushinsevs@gmail.com

Получено: 20 мая 2025 г.

Отрецензировано: 20 июня 2025 г.

Принято к публикации: 20 июня 2025 г.

Аннотация: Беспроводная подводная магнитная связь (UWMC) является перспективной технологией для обеспечения передачи данных в водной среде, где традиционные радиоволны испытывают значительное затухание. В данной статье представлен обзор UWMC, включая основные принципы работы, характеристики распространения магнитных полей в воде, типы передатчиков и приемников, методы модуляции и кодирования, а также современные достижения и вызовы. Рассматриваются различные области применения, такие как мониторинг окружающей среды, подводная робототехника, связь с подводными аппаратами и военные приложения. Обсуждаются проблемы, связанные с дальностью связи, скоростью передачи данных, помехами и энергопотреблением. В заключение анализируются текущие исследования, перспективы развития и будущие направления UWMC, подчеркивается ее потенциал для расширения возможностей связи в подводной среде.

Ключевые слова: подводная связь, беспроводная связь, магнитная связь, UWMC, магнитное поле, передатчик, приемник, модуляция, кодирование, затухание, подводная робототехника, гидроакустика.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Широков И. Б., Редькина Е. А., Петрушин С. А. Исследование быстрого преобразования Фурье для применения в беспроводном подводном магнитном канале // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2025. Т. 8, № 6. С. 898—912.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Широков, И. Б. Исследование быстрого преобразования Фурье для применения в беспроводном подводном магнитном канале / И. Б. Широков, Е. А. Редькина, С. А. Петрушин // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. — 2025. — Т. 8, № 6. — С. 898—912.

1. Введение

В течение многих лет традиционная радиосвязь эффективно использовалась для беспроводной передачи данных в воздушной среде. Однако, при погружении в воду, радиоволны испытывают значительное поглощение и затухание, что делает их непригодными для подводной связи на большие расстояния. Это обусловлено высокой проводимостью воды, которая приводит к быстрому ослаблению электромагнитных волн. В результате возникла необходимость в разработке альтернативных технологий для подводной беспроводной связи.

Гидроакустика, использующая звуковые волны, является наиболее распространенным методом подводной связи. Однако, гидроакустическая связь имеет свои ограничения, такие как низкая скорость передачи данных, зависимость от акустических помех, многолучевое распространение и высокая задержка сигнала. В качестве альтернативы, беспроводная подводная магнитная связь (*underwater wireless magnetic communication - UWMC*) предлагает ряд преимуществ, включая:

- низкое затухание в воде, поскольку магнитные поля испытывают гораздо меньшее затухание в воде, чем радиоволны, особенно на низких частотах;
- более высокая скорость передачи данных, так как *UWMC* потенциально может поддерживать более высокие скорости передачи данных по сравнению с гидроакустикой;
- нечувствительность к многолучевому распространению, ведь магнитные поля меньше подвержены влиянию многолучевого распространения, что улучшает надежность связи;
- обладает устойчивостью к акустическим помехам, ввиду чего не подвержена влиянию акустических помех, таких как шум от судов или подводных аппаратов.

В данной статье подробно рассматривается технология *UWMC*, включая ее принципы работы, характеристики распространения, современные достижения, вызовы и перспективы.

2. Принципы работы *UWMC*

UWMC основана на использовании магнитных полей для передачи данных. Передатчик создает магнитное поле, которое модулируется в соответствии с передаваемыми данными. Приемник улавливает изменение магнитного поля и демодулирует его для восстановления данных.

Передатчик *UWMC* обычно состоит из катушки индуктивности (антенны), которая питается переменным током. Когда ток проходит через катушку, вокруг нее создается магнитное поле. Форма магнитного поля зависит от формы катушки и величины тока. Для эффективной *UWMC* обычно используются катушки с высоким коэффициентом добротности (Q), которые минимизируют потери энергии.

Модуляция является процессом изменения параметров несущего магнитного поля в соответствии с передаваемыми данными. Различные методы модуляции могут быть использованы в *UWMC*. Рассмотрим некоторые из них. Например, амплитудная модуляция (*AM*), в рамках которой амплитуда магнитного поля изменяется в соответствии с передаваемыми данными. Данный вид модуляции просто реализовать, но при этом обладает слабой помехоустойчивостью. Еще одним из самых используемых является частотная модуляция (*FM*), при которой частота магнитного поля изменяется в соответствии с передаваемыми данными, ввиду чего обладает большей помехоустойчивостью, чем амплитудная модуляция. Также используется фазовая модуляция (*PM*), при которой фаза магнитного поля изменяется в соответствии с передаваемыми данными. Эффективна для увеличения скорости передачи данных.

Кроме вышеперечисленных видов модуляции, существуют различные виды цифровой модуляции, которые очень часто в научной литературе называют манипуляции. Их особенность заключается в том, что при изменении параметров сигнала используются только два состояния параметра, а именно для обозначения низкого уровня сигнала (логический ноль) и высокого уровня сигнала (логическая единица). Например, при использовании амплитудной манипуляции значение амплитуды магнитного поля при передаче данных имеет два значения амплитуды, при частотной манипуляции — два значения частоты, а при фазовой манипуляции — два значения фазы.

Выбор метода модуляции зависит от требуемой скорости передачи данных, дальности связи, устойчивости к помехам и энергопотребления.

Магнитное поле распространяется в воде в соответствии с законами электромагнетизма. В воде магнитное поле испытывает затухание, которое зависит от частоты, проводимости воды и расстояния. Затухание магнитного поля в воде значительно меньше, чем затухание радиоволн, особенно на низких частотах. Однако, затухание все же существует и ограничивает дальность связи.

Приемник *UWMC* состоит из катушки индуктивности (антенны), которая улавливает изменение магнитного поля. Изменение магнитного поля индуцирует напряжение в катушке. Это напряжение обрабатывается приемни-

ком для демодуляции сигнала и восстановления данных. Приемник должен быть чувствительным к слабым магнитным полям и устойчивым к помехам.

Понимание характеристик распространения магнитных полей в воде является критическим для проектирования и оптимизации систем *UWMC*. Рассмотрим основные факторы, влияющие на распространение сигнала под водой. Проводимость воды является основным фактором, определяющим затухание магнитного поля. Соленость воды напрямую влияет на ее проводимость. Более соленая вода имеет более высокую проводимость и, следовательно, приводит к большему затуханию. Затухание магнитного поля увеличивается с увеличением частоты. Поэтому для достижения больших дальностей связи обычно используются низкие частоты. Интенсивность магнитного поля уменьшается с увеличением расстояния между передатчиком и приемником. Затухание пропорционально квадрату расстояния в дальней зоне. Также стоит учитывать форму и размер антенн (катушек индуктивности), которые влияют на характеристики распространения магнитного поля. Оптимальная конструкция антенн может улучшить дальность связи и эффективность передачи. Кроме этого в различных типах воды (морская, пресная) сигнал распространяется по-разному, что влияет на уровень мощности передаваемого сигнала. Также на качество передаваемого сигнала может повлиять наличие металлических объектов в воде, которые могут оказывать влияние на распространение магнитного поля и создавать помехи.

Затухание магнитного поля в воде можно описать с помощью следующих уравнений:

— Коэффициент затухания (α):

$$\alpha = \sqrt{(\pi * f * \mu * \sigma)},$$

где: f — частота сигнала (Гц), μ — магнитная проницаемость воды (примерно равна магнитной проницаемости вакуума), σ — проводимость воды (См/м),

— Затухание на расстоянии (L):

$$L = 20 * \log(e^{(-\alpha * d)}) \text{ [dB]},$$

где: d — расстояние (м).

Эти уравнения показывают, что затухание зависит от частоты, проводимости и расстояния.

3. Типы передатчиков и приемников *UWMC*

Разработка эффективных передатчиков и приемников является ключевым аспектом реализации систем *UWMC*. Рассмотрим самые распро-

страненные виды передатчиков. Во-первых, это передатчики с катушками индуктивности. Это наиболее распространенный тип передатчиков. Они состоят из катушки индуктивности, питаемой переменным током. Форма катушки может быть различной (цилиндрическая, тороидальная, плоская), в зависимости от требований к дальности связи и направленности. Важно оптимизировать конструкцию катушки для достижения высокого Q -фактора и эффективной передачи энергии. Во-вторых, это передатчики на основе магнитных диполей. Данные передатчики используют магнитные диполи для излучения магнитного поля. Могут обеспечивать более направленное излучение по сравнению с катушками индуктивности. В-четвертых, это передатчики с использованием ферритовых сердечников. Использование ферритовых сердечников в катушках индуктивности позволяет повысить индуктивность и эффективность излучения. Однако ферритовые сердечники могут иметь ограничения по частотному диапазону. И наконец используются передатчики с цифровым управлением, которые используют цифровые методы управления для модуляции сигнала и оптимизации параметров передачи.

При разработке приемо-передающего тракта необходимо учитывать следующие параметры:

- рабочая частота, так как оптимальная частота зависит от проводимости воды и требуемой дальности связи;
- мощность передачи, которая определяет дальность связи и скорость передачи данных;
- Чувствительность приемника, которая определяет способность приемника обнаруживать слабые сигналы;
- Коэффициент усиления антенны, который определяет эффективность излучения и приема магнитного поля;
- Энергопотребление тракта, так как это важно для автономных устройств и ограниченных источников питания.

4. Методы модуляции и кодирования в UWMC

Выбор методов модуляции и кодирования оказывает значительное влияние на эффективность, скорость передачи данных и надежность систем UWMC.

Методы модуляции:

- *ASK (Amplitutde Shift Keying)*: Простая реализация, но подвержена помехам. Используется для низкоскоростной передачи данных.
- *FSK (Frequency Shift Keying)*: Более устойчива к помехам, чем ASK. Используется для умеренных скоростей передачи данных.

— *PSK (Phase Shift Keying)*: Обеспечивает более высокую скорость передачи данных, чем *ASK* и *FSK*. Требуется более сложная реализация.

— *QAM (Quadrature Amplitude Modulation)*: Сочетает амплитудную и фазовую модуляцию для достижения высокой скорости передачи данных. Требуется сложная реализация, устойчива к помехам.

— *OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)*: Используется для передачи данных на нескольких несущих частотах. Устойчива к многолучевому распространению и хорошо подходит для подводных каналов.

— Кодирование с прямой коррекцией ошибок (*FEC*): Добавляет избыточность в данные для исправления ошибок, вызванных помехами. Примеры: коды Хэмминга, коды Рида — Соломона.

— Кодирование с чередованием: Перемешивает данные для уменьшения влияния пакетных ошибок.

— Кодирование с повторением: Повторение данных несколько раз для повышения надежности.

— Использование протоколов *MAC (Media Access Control)*: Управление доступом к среде передачи данных для предотвращения коллизий (например, *CSMA/CA*).

Выбор методов модуляции и кодирования зависит от следующих факторов:

— Требуемая скорость передачи данных: Более высокие скорости требуют более сложных методов модуляции и кодирования.

— Дальность связи: Большие дальности требуют более устойчивых к помехам методов.

— Условия окружающей среды: Наличие помех и многолучевое распространение влияют на выбор методов.

— Энергопотребление: Более сложные методы могут потреблять больше энергии.

— Сложность реализации: Более сложные методы требуют более сложных схем и алгоритмов.

5. Современные достижения и вызовы в UWMC

Достижения:

— Увеличение дальности связи: Разработка новых антенн, методов модуляции и кодирования позволила увеличить дальность связи до сотен метров в определенных условиях.

— Повышение скорости передачи данных: Использование более сложных методов модуляции, таких как *PSK* и *QAM*, позволило увеличить скорость передачи данных до десятков килобит в секунду.

— Разработка новых материалов: Исследования новых материалов для антенн и ферритовых сердечников позволяют повысить эффективность передачи и приема.

— Миниатюризация устройств: Разработка компактных и энергоэффективных передатчиков и приемников, подходящих для подводной робототехники и других приложений.

— Интеграция с другими технологиями: Интеграция *UWMC* с гидроакустическими системами и другими датчиками для создания гибридных систем связи.

Вызовы:

— Ограничения по дальности связи: Затухание магнитного поля в воде ограничивает дальность связи, особенно на больших расстояниях.

— Ограничения по скорости передачи данных: Скорость передачи данных ограничена затуханием, помехами и сложностью реализации.

— Помехи: Наличие помех от других устройств, металлических объектов и электрических полей может ухудшить качество связи.

— Энергопотребление: Энергопотребление передатчиков и приемников является проблемой для автономных устройств.

— Влияние условий окружающей среды: Соленость воды, температура, наличие пузырьков воздуха и других факторов могут влиять на характеристики распространения магнитного поля.

— Стоимость: Разработка и реализация систем *UWMC* может быть дорогостоящей.

— Стандартизация: Отсутствие стандартов для *UWMC* затрудняет взаимодействие различных устройств и систем.

6. Области применения *UWMC*

UWMC имеет широкий спектр применений в различных областях:

— Мониторинг окружающей среды: Сбор данных о температуре, давлении, солености, химическом составе воды и других параметрах.

— Подводная робототехника: Управление подводными аппаратами, передача данных с датчиков, передача видео и аудио.

— Связь с подводными аппаратами (*AUV*, *ROV*): Передача команд управления, данных сенсоров и видеопотоков между надводными судами и подводными аппаратами.

— Военные приложения: Связь между подводными лодками, передача данных разведки.

— Нефтегазовая промышленность: Мониторинг подводного оборудования, передача данных с датчиков.

- Рыбоводство и аквакультура: Мониторинг условий среды обитания рыб, управление устройствами.
- Археология: Связь с подводными археологическими зондами.
- Спасательные операции: Связь с подводными спасательными аппаратами.

7. Перспективы развития и будущие направления *UWMC*

Несмотря на существующие вызовы, *UWMC* имеет значительный потенциал для развития и расширения возможностей подводной связи. Будущие направления включают:

- Разработка новых антенн: Исследование новых конструкций антенн, включая антенны с переменной направленностью, для повышения эффективности передачи и приема.
- Улучшение методов модуляции и кодирования: Разработка более эффективных методов, таких как *OFDM*, для увеличения скорости передачи данных и устойчивости к помехам.
- Использование искусственного интеллекта и машинного обучения: Применение ИИ и МО для оптимизации параметров передачи, адаптации к условиям окружающей среды и снижения помех.
- Разработка гибридных систем связи: Интеграция *UWMC* с гидроакустическими системами и другими технологиями для повышения надежности и дальности связи.
- Миниатюризация и энергоэффективность: Разработка компактных и энергоэффективных устройств для автономных приложений.
- Стандартизация: Разработка стандартов для *UWMC* для обеспечения взаимодействия различных устройств и систем.
- Исследование новых материалов: Поиск новых материалов для антенн и ферритовых сердечников с улучшенными характеристиками.
- Развитие беспроводного заряда: Интеграция беспроводной зарядки с *UWMC* для обеспечения бесперебойной работы подводных устройств.
- Разработка мульти-доменных систем: Исследование систем, использующих несколько доменов (магнитное, акустическое, оптическое) для повышения надежности и скорости передачи данных.

8. Технология *OFDM*

Рассмотрим упомянутую ранее технологию *OFDM* подробнее. Технология *OFDM* основана на идее разделения несущего сигнала на большое количество ортогональных поднесущих, каждая из которых передается на отдельной частоте. Это разделение осуществляется путем преобразования

исходного сигнала во временную область с использованием обратного быстрого преобразования Фурье (*IFFT*). Ортогональность между сигналами различных поднесущих частот достигается благодаря точной синхронизации фаз и амплитуд всех компонентов. Каждая поднесущая модулируется отдельно, после этого сигнал переходит из частотной области во временную область и добавляется так называемый циклический префикс, который представляет из себя повтор последних передаваемых символов. Затем посредством параллельно-последовательного преобразования происходит объединение поднесущих и сигнал поступает на передающий радиомодуль. Полученный сложный сигнал выглядит как совокупность множества синусоидальных волн разной частоты, каждая из которых несет небольшую долю общего объема передаваемых данных.

В состав передающего *OFDM* сигнала входят как информационные поднесущие, которые переносят информацию, так и пилотные поднесущие, задача которых не допускать межсимвольную интерференцию внутри самой несущей после объединения поднесущих.

9. Проведение исследования

В рамках данной работы был проведен анализ зависимости точности получаемых значений в процентах после прохождения целочисленных модулей обратного (на передатчике) и прямого (на приемнике) преобразований Фурье от расположения пилотных поднесущих в сигнале для применения технологии *OFDM* в беспроводной подводной связи. При проведении исследования рассматривались различные вариации расположения получаемых с модуляторов данных, а также различные варианты расположения пилотных поднесущих. Реализация технологии *OFDM* в дальнейшем планируется на *FPGA*, особенностью которой является использование целочисленной логики, ввиду чего при получении дробного числа будет произведено округление значения в большую сторону, если дробная часть больше 0,5, или в меньшую сторону, если значение меньше 0,5. Ввиду этого авторами было предложено использование специальных коэффициентов с целью минимизации ошибок при передаче данных. Данные коэффициенты после прохождения на приемной части модуля *OFDM* будут убираться. Коэффициенты специально берутся равными 2 в степени, так как в таком случае, если убрать коэффициент, не произойдет внесение неточностей при осуществлении деления.

На рис. 1 представлены результаты исследования для действительной (а) и мнимой (б) составляющих при размещении пилотных поднесущих в конце самого сигнала. Это означает, что в данном случае рассматривался сигнал, у которого сначала идут информационные поднесущие, а затем пи-

лотные. Как видно из рисунка, для данного случая расположения пилотных поднесущих оптимальным является коэффициент 1024, при этом при использовании коэффициента 1024 погрешность составляет 0,065 %, а в случае применения коэффициента 4096 она составляет 0,071 %.

На рис. 2 представлены результаты исследования для действительной (а) и мнимой (б) составляющих при размещении пилотных поднесущих в начале и в конце сигнала. Как видно из рисунка, для данного случая

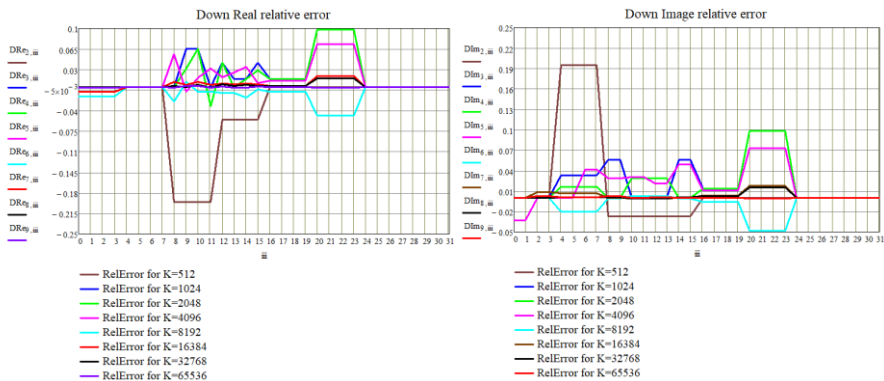


Рис. 1. Графики зависимости погрешности от номера поднесущей для действительной (а) и мнимой (б) составляющих комплексного числа при расположении пилотных поднесущих в конце сигнала.

Fig. 1. Graphs of the dependence of the error on the subcarrier number for the real (a) and imaginary (б) components of the complex number when the pilot subcarriers are located at the end of the signal

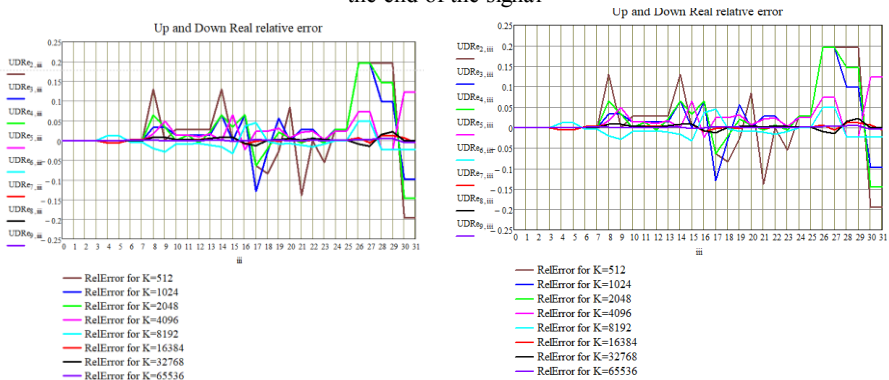


Рис. 2. Графики зависимости погрешности от номера поднесущей для действительной (а) и мнимой (б) составляющих комплексного числа при расположении пилотных поднесущих в начале и в конце сигнала

Fig. 2. Graphs of the dependence of the error on the subcarrier number for the real (а) and imaginary (б) components of a complex number when the pilot subcarriers are located at the beginning and end of the signal

расположения пилотных поднесущих оптимальным является коэффициент 8192, так как при меньших значениях коэффициента наблюдается большое отклонение принятого значения от передаваемого.

На рис. 3 представлены результаты исследования для действительной (а) и мнимой (б) составляющих при размещении пилотных поднесущих в начале сигнала. Как видно из рисунка, для данного случая распо-

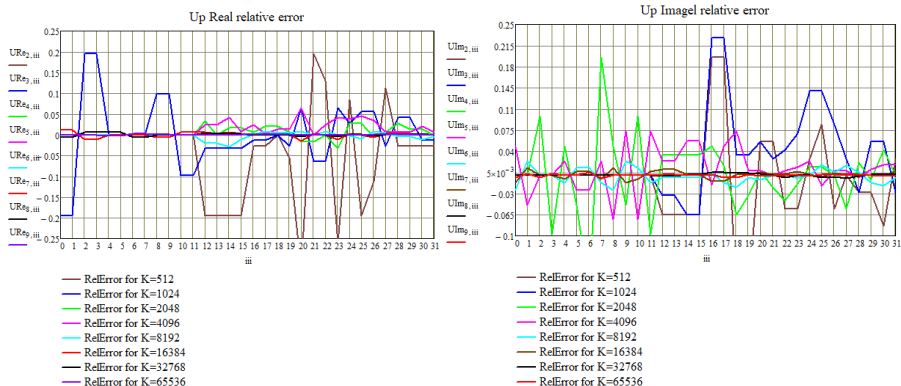


Рис. 3. Графики зависимости погрешности от номера поднесущей для действительной (а) и мнимой (б) составляющих комплексного числа при расположении пилотных поднесущих в начале сигнала.

Fig. 3. Graphs of the dependence of the error on the subcarrier number for the real (а) and imaginary (б) components of the complex number when the pilot subcarriers are located at the beginning of the signal

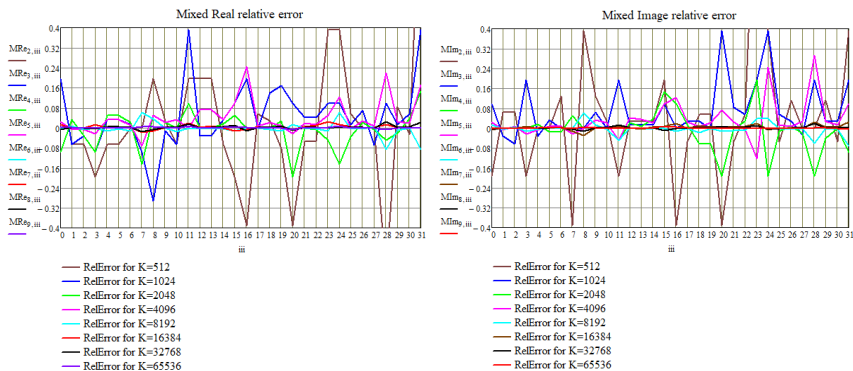


Рис. 4. Графики зависимости погрешности от номера поднесущей для действительной (а) и мнимой (б) составляющих комплексного числа при расположении пилотных поднесущих в начале сигнала.

Fig. 4. Graphs of the dependence of the error on the subcarrier number for the real (а) and imaginary (б) components of the complex number when the pilot subcarriers are located at the beginning of the signal

жения пилотных поднесущих оптимальным является коэффициент 8192, так как при меньших значениях коэффициента наблюдается большое отклонение принятого значения от передаваемого.

На рис. 4 представлены результаты исследования для действительной (а) и мнимой (б) составляющих при размещении пилотных поднесущих в последовательности, графическое обозначение которой представлено на рис. 5. Как видно из рисунка, для данного случая расположения пилотных поднесущих оптимальным является коэффициент 8192, так как при меньших значениях коэффициента наблюдается большое отклонение принятого значения от передаваемого.



Рис. 5. Последовательность распределения пилотных и информационных поднесущих.

Fig. 5. Sequence of distribution of pilot and data subcarriers

10. Заключение

UWMC является перспективной технологией для беспроводной подводной связи, предлагающей ряд преимуществ перед традиционной гидроакустикой. Несмотря на существующие вызовы, достигнут значительный прогресс в увеличении дальности связи, скорости передачи данных и миниатюризации устройств. В результате проведенных исследований было получено значение коэффициента для минимизации ошибки при использовании целочисленных модулей обратного и прямого преобразований Фурье, равное 8192. Результаты данного исследования будут использоваться в дальнейшем при разработке приемо-передающего тракта по технологии FBMC для беспроводной подводной магнитной связи.

Список литературы

1. Xia T. [et al.]. Maritime internet of things: Challenges and solutions // IEEE Wireless Communications. 2020. Vol. 27, no. 2. P. 188–196.
2. Широков И. Б., Головин В. В., Редькина Е. А. [и др.]. Практические аспекты построения систем беспроводной подводной оптической связи для телекоммуникационных приложений // Радиоэлектроника, наносистемы, информационные технологии. 2023. Т. 16, № 1. С. 31–42.
3. Salsi M. Ultra-long-haul coherent transmission for submarine applications. In : 36th European Conference and Exhibition on Optical Communication. 2010. P. 1–5.
4. Широков И. Б., Редькина Е. А., Сердюк И. В. Разработка математической модели для учета влияния морской среды на распространение магнитного поля в системах беспроводной связи // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2023. Т. 6, № 1. С. 63–69.

5. Li Y. [et al.]. A survey of underwater magnetic induction communications : Fundamental issues, recent advances, and challenges // IEEE Communications Surveys & Tutorials. 2019. Vol. 21, no. 3. P. 2466–2487.
6. Qi C., Linqi X., Wei Z. Underwater short distance magnetic communication based on coupling coils in sealed metal bin // International Journal of Computing Science and Mathematics. 2023. Vol. 17, no. 2. P. 138–151.
7. Petrushin S. A., Redkina E. A. Study of the signal conditioning module for the receiving and transmitting path based on FBMC technology. In : Recent achievements and prospects of innovations and technologies. 2024. Vol. 3, no. 3. P. 339–347.
8. Zemlyakov V. V., Krutiev S. V., Lonkina D. V. The novel waveguide filters on complex multilayered metal-dielectric structures. In : 2017 Progress In Electromagnetics Research Symposium – Spring (PIERS), May 22–25, 2017, St. Petersburg, Russia. P. 2077–2080.
9. Petrushin S. A., Shirokov I. B. Forming Microwave Signals with Small Step of Frequency Grid. In : 2024 IEEE 9th All-Russian Microwave Conference (RMC), Moscow, Russian Federation. 2024. P. 130–134.
10. Petrushin S. A., Shirokov I. B., Redkina E. A. FBMC Technology for Underwater Wireless Communication. In : 2024 IEEE 9th All-Russian Microwave Conference (RMC), Moscow, Russian Federation, 2024. P. 126–129.

Информация об авторах

Широков Игорь Борисович, доктор технических наук, профессор кафедры «Радиоэлектроника и телекоммуникации» Севастопольского государственного университета, г. Севастополь, Российская Федерация.

Редькина Елена Александровна, кандидат технических наук, доцент кафедры «Радиоэлектроника и телекоммуникации» Севастопольского государственного университета, г. Севастополь, Российская Федерация.

Петрушин Сергей Андреевич, аспирант кафедры «Радиоэлектроника и телекоммуникации» Севастопольского государственного университета, г. Севастополь, Российская Федерация.

Study of Fast Fourier Transform for Wireless Underwater Magnetic Channel Application

I. B. Shirokov, E. A. Redkina, and S. A. Petrushin

Sevastopol State University

33, Universitetskaya st., Sevastopol, 299053, Russian Federation
petrushinsevs@gmail.com

Received: May 20, 2025

Peer-reviewed: June 20, 2025

Accepted: June 20, 2025

Abstract: Wireless Underwater Magnetic Communication (UWMC) is a promising technology to enable data transmission in aquatic environments where traditional radio waves experience significant attenuation. This paper presents an overview of UWMC, including basic principles of operation, characteristics of magnetic field propagation in water, types of transmitters and receivers, modulation and coding techniques, and current advances and challenges. Various applications such as environmental monitoring, underwater robotics, underwater vehicle communications, and military applications are reviewed. Problems related to communication range, data rate, interference and power consumption are discussed. Finally, current research, development prospects and future directions of UWMC are analyzed, highlighting its potential to enhance communication capabilities in the underwater environment.

Keywords: waveguide, waveguide filter, quasi-elliptic filter, bandpass filter, singlet, transmission zeros, rectangular resonator.

For citation (IEEE): I. B. Shirokov, E. A. Redkina, and S. A. Petrushin, "Study of Fast Fourier Transform for Wireless Underwater Magnetic Channel Application," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 8, no. 6, pp. 898–912, 2025, doi: 10.21227/p788-dn63. (In Russ.).

References

- [1] T. Xia, [et al.], "Maritime internet of things: Challenges and solutions," *IEEE Wireless Communications*, vol. 27, no. 2, pp. 188–196, 2020.
- [2] I. B. Shirokov, V. V. Golovin, E. A. Redkina, [et al.], "Practical aspects of design of the wireless underwater optical communication system for telecommunication applications," *RENSIT: Radioelectronics. Nanosystems. Information Technologies*, vol. 16, no. 1, pp. 31–42, 2024.
- [3] M. Salsi, "Ultra-long-haul coherent transmission for submarine applications," in *36th European Conference and Exhibition on Optical Communication*, pp. 1–5, 2010.
- [4] I. B. Shirokov, Ye. A. Red'kina, and I. V. Serdyuk, "Development of a Mathematical Model to Take into Account the Influence of the Marine Environment on the Propagation of a Magnetic Field in Wireless Communication Systems," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 6, no. 1, pp. 63–69, 2023. (In Russ.).

- [5] Y. Li, [et al.], “A survey of underwater magnetic induction communications: Fundamental issues, recent advances, and challenges,” *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 21, no. 3, pp. 2466–2487, 2019.
- [6] C. Qi, X. Linqi, and Z. Wei, “Underwater short distance magnetic communication based on coupling coils in sealed metal bin,” *International Journal of Computing Science and Mathematics*, vol. 17, no. 2, pp. 138–151, 2023.
- [7] S. A. Petrushin and E. A. Redkina, “Study of the signal conditioning module for the receiving and transmitting path based on FBMC technology,” in *Recent achievements and prospects of innovations and technologies*, vol. 3, no. 3, pp. 339–347, 2024.
- [8] V. V. Zemlyakov, S. V. Krutiev, and D. V. Lonkina, “The novel waveguide filters on complex multilayered metal-dielectric structures,” in *2017 Progress In Electromagnetics Research Symposium – Spring (PIERS)*, May 22–25, 2017, St. Petersburg, Russia. pp. 2077–2080, 2017.
- [9] S. A. Petrushin and I. B. Shirokov, “Forming Microwave Signals with Small Step of Frequency Grid,” in *2024 IEEE 9th All-Russian Microwave Conference (RMC)*, Moscow, Russian Federation, pp. 130–134, 2024.
- [10] S. A. Petrushin, I. B. Shirokov, and E. A. Redkina, “FBMC Technology for Underwater Wireless Communication,” in *2024 IEEE 9th All-Russian Microwave Conference (RMC)*, Moscow, Russian Federation, pp. 126–129, 2024.

Information about the authors

Igor B. Shirokov, Doctor of Technical Sciences, Professor, Department of Radioelectronics and Telecommunications, Sevastopol State University, Sevastopol, Russian Federation.

Elena A. Redkina, Candidate of Technical Sciences, Associate Professor, Department of Radioelectronics and Telecommunications, Sevastopol State University, Sevastopol, Russian Federation.

Sergey A. Petrushin, postgraduate student of the Department of Radioelectronics and Telecommunications, Sevastopol State University, Sevastopol, Russian Federation.

Метод формирования модуляционной схемы сигнально-кодовых конструкций для систем мобильной радиосвязи следующих поколений

Гаспарян Р. Р., Савочкин А. А.

Севастопольский государственный университет

ул. Университетская, 33, г. Севастополь, 299053, Российская Федерация
savochkin@sevsu.ru

Получено: 20 мая 2025 г.

Отрецензировано: 20 июня 2025 г.

Принято к публикации: 20 июня 2025 г.

Аннотация: Представлен комплексный анализ перспективных технологий физического уровня для систем связи 6G, включая методы модуляции, множественного доступа и канального кодирования. Основное внимание уделено преодолению фундаментальных ограничений современных технологий, таких как высокий пик-фактор мощности, чувствительность к фазовым шумам и необходимость обеспечения сверхнизких задержек. В работе предложена новая гибридная схема модуляции, сочетающая преимущества квадратурной амплитудной модуляции и амплитудно-фазовой манипуляции с адаптивным фазовым сдвигом. Подробно рассмотрен процесс разработки и оптимизации предложенной модуляционной схемы, включая создание иерархического созвездия, где внутренние кольца реализованы на основе квадратурной амплитудной модуляции, а внешние — амплитудно-фазовой манипуляции. Работа подчеркивает значимость и перспективы использования гибридных модуляционных схем для улучшения характеристик систем связи шестого поколения. Применение предложенной технологии позволяет не только повысить энергоэффективность передачи данных, но и обеспечить устойчивость к нелинейным искажениям, что особенно важно для современных телекоммуникационных систем с жесткими требованиями к надежности и качеству сигнала.

Ключевые слова: мобильная связь, 6G, модуляция, множественный доступ, канальное кодирование, пик-фактор, вектор ошибки.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Гаспарян Р. Р., Савочкин А. А. Метод формирования модуляционной схемы сигнально-кодовых конструкций для систем мобильной радиосвязи следующих поколений // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2025. Т. 8, № 6. С. 913—929.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Гаспарян, Р. Р. Метод формирования модуляционной схемы сигнально-кодовых конструкций для систем мобильной радиосвязи следующих поколений / Р. Р. Гаспарян, А. А. Савочкин // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2025. — Т. 8, № 6. — С. 913—929.

1. Введение

Современный этап развития телекоммуникационных технологий характеризуется стремительным ростом требований к пропускной способности, надежности и энергоэффективности систем мобильной связи. Переход к стандартам *5G Beyond* и *6G* требует принципиально новых подходов к проектированию сигнально-кодовых конструкций, что обусловлено необходимостью поддержки разнородных сценариев использования — от сверхширокополосной передачи данных (*Enhanced Mobile Broadband, eMBB*) до критически важных приложений с ультранизкими задержками (*Ultra Reliable and Low Latency Communications, URLLC*) и массового интернета вещей (*Massive Machine-Type Communications, mMTC*) [1].

Ключевыми организациями, определяющими развитие мобильной связи, являются Международный союз электросвязи (*International Telecommunication Union, ITU*), консорциум (*3rd Generation Partnership Project, 3GPP*) и Европейский институт телекоммуникационных стандартов (*European Telecommunications Standards Institute, ETSI*). В рамках рабочей группы Международная мобильная телекоммуникация (*International Mobile Telecommunications, IMT-2030*) сформулированы предварительные требования к системам *6G*, включая достижение пиковой скорости передачи данных до 1 Тбит/с и задержки при передаче трафика менее 100 мкс. Реализация таких показателей невозможна без радикального пересмотра существующих принципов формирования сигналов [1].

Сети шестого поколения представляют собой качественно новый этап развития телекоммуникационных технологий, который не только превосходит существующие стандарты *5G* по ключевым параметрам, но и открывает принципиально новые сценарии применения. Одним из наиболее значимых направлений является дальнейшее развитие улучшенной мобильной широкополосной связи (*Further Enhanced Mobile Broadband, FeMBB*), обеспечивающий экстремально высокие скорости передачи данных, достигающие 1 Тбит/с в пиковом режиме и 1 Гбит/с для пользовательского использования, что позволяет реализовать такие технологии, как ультравысококачественное (*Ultra High Definition, UHD*), сверхвысокое (*Super High Definition, SHD*) и экстремально высокое (*Extreme High Definition, EHD*) видео, а также голографические изображения, интегрированные в социальные и промышленные сферы [2].

Важнейшим аспектом *6G* становится полностью сенсорное цифровое восприятие и реальность, включая тактильный и сенсорный интернет (*Tactile and Haptic Internet*), который обеспечивает передачу тактильных ощущений в реальном времени с минимальной задержкой 10—100 микро-

секунд с помощью беспроводной передачи данных (*Over-The-Air, OTA*). Это открывает возможности для дистанционного управления сложными роботизированными системами, виртуальной и дополненной реальности с эффектом полного погружения, а также для медицинских приложений, требующих высокой точности [2].

В контексте Интернета вещей (*Internet of Everything, IoE*) и его специализированных подкатегорий, таких как сверхмассовые коммуникации между машинами (*Ultra-Massive Machine-Type Communications, umMTC*) и улучшенная сверхнадежная связь с малой задержкой (*Enhanced Ultra-Reliable Low-Latency Communications, ERLLC*), сети 6G обеспечивают плотность подключения до 10^7 устройств на квадратный километр, что критически важно для реализации промышленного интернета (*Industrial Internet*), полностью автоматизированного транспорта (*Fully Automated Driving*) и умных городов. Кроме того, развитие интернета био-нано-вещей (*Internet of Bio-Nano-Things, IoBNT*) создает основу для интеграции биосовместимых сенсоров и наноустройств в медицинские и экологические мониторинговые системы [2].

Характеристики скоростей и задержек 6G также способствуют внедрению глубоководного туризма (*Deep-Sea Sightseeing*) и космических путешествий (*Space Travel*), где требуется стабильная связь в экстремальных условиях. Кроме того, высокоскоростные железнодорожные магистрали (*Hyper High-Speed Rail Communications, Hyper-HSR*) и дальняя связь для высокоподвижных объектов (*Long-Distance High-Mobility Communications, LDHMC*) обеспечивают бесперебойную связь при скоростях движения свыше 1000 км/ч, что особенно актуально для будущих транспортных систем [2].

Энергетическая эффективность сетей 6G возрастает в 100 раз по сравнению с 5G, а спектральная эффективность увеличивается в 5—10 раз, что позволяет оптимизировать использование радиочастотного ресурса и снизить энергопотребление инфраструктуры. Показатель емкости трафика на единицу площади (*Area Traffic Capacity*) достигает 1 Гбит/с/м², что обеспечивает стабильную работу в условиях сверхвысокой нагрузки, характерной для мегаполисов и промышленных кластеров [2].

Сети 6G формируют технологическую основу для глубокой цифровизации общества, обеспечивая не только беспрецедентную скорость и надежность связи, но и создавая условия для реализации принципиально новых сценариев, таких как голографические коммуникации, промышленная автоматизация и ультрамобильные системы. Эти достижения открывают путь к формированию цифрового общества будущего, где технологии связи становятся неотъемлемой частью всех сфер человеческой деятельности.

Особое внимание в исследованиях последних лет уделяется разработке новых методов множественного доступа. Традиционные ортогональные схемы частотного разделения множественного доступа (*Orthogonal Frequency Division Multiple Access, OFDMA*), используемые в системах 4G и 5G, демонстрируют ряд фундаментальных ограничений, связанных прежде всего с высоким значением пик-фактора (*Peak-to-Average Power Ratio, PAPR*) и жесткими требованиями к синхронизации. В качестве перспективных альтернатив рассматриваются [3]:

1. Технология множественного доступа с неортогональным разделением по мощности (*Power Domain Non-Orthogonal Multiple Access, PD-NOMA*), основанная на суперпозиции сигналов различных пользователей в *power*-домене с последовательной отменой помех (*Successive Interference Cancellation, SIC*), так называемым *SIC*-детектированием. Для *PD-NOMA* характерны специфические требования к излучению в спектральной маске (*Spectrum Emission Mask, SEM*), обусловленные необходимостью контроля интермодуляционных искажений при нелинейной обработке сигналов;

2. Множественный доступ на основе разреженных кодов (*Sparse Code Multiple Access, SCMA*), обеспечивающий существенный выигрыш в спектральной эффективности. Ключевая особенность обеспечения соответствия требованиям *SEM* в системах с *SCMA* заключается в необходимости специального учета нерегулярного характера спектрального заполнения, обусловленного разреженным распределением ресурсов в частотной области, неравномерной энергетикой отдельных спектральных компонентов, а также возможными межсимвольными и межпользовательскими помехами из-за перекрытия спектров;

3. Гибридный подход на основе множественного доступа с разделением скорости (*Rate-Splitting Multiple Access, RSMA*), сочетающий преимущества ортогональных (*Orthogonal Multiple Access, OMA*) и неортогональных методов (*Non-Orthogonal Multiple Access, NOMA*). В данном случае требования к *SEM* носят компромиссный характер, так как позволяют использовать гибкое управление спектральными компонентами, сочетая в себе методы *OMA* и *NOMA*.

Не менее важным аспектом является развитие модуляционных схем. В системах 4G и 5G получили распространение варианты реализации квадратурной амплитудной модуляции (*Quadrature Amplitude Modulation, QAM*) различных порядков. Однако при переходе к высшим порядкам, например, 256 и выше, резко возрастает чувствительность к фазовым шумам и нелинейным искажениям. В качестве перспективных альтернатив для 6G рассматриваются:

— амплитудно-фазовая манипуляция (*Amplitude and Phase-Shift Keying, APSK*) с оптимизированным расположением точек созвездия;

— комбинационные схемы типа «индексная модуляция на основе мультиплексирования с ортогональным частотным разделением» (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing with Index Modulation, OFDM-IM*);

— адаптивные методы с модифицированным формированием созвездий.

Критически важными параметрами при оценке качества модуляции являются:

— параметр величины вектора ошибки (*Error Vector Magnitude, EVM*) является ключевым показателем точности формирования сигнала;

— параметр *PAPR* — определяет энергоэффективность системы.

В области канального кодирования наблюдается переход от турбокодов, применяемых в 4G к комбинации кодов с малой плотностью проверок на четность (*Low-Density Parity-Check, LDPC*) и полярных кодов для систем 5G. Для систем 6G рассматриваются:

1. Усовершенствованные *LDPC*-коды с адаптивными параметрами графа;

2. Модифицированные полярные коды с каскадной структурой;

3. Гибридные схемы (например, сочетание полярных кодов с *LDPC*);

4. Перспективные методы кодирования, интегрирующие искусственный интеллект в физический уровень связи (*Artificial Intelligence Codes, AI*) на основе нейросетевых декодеров.

Особый интерес представляет разработка нового класса алгебраически-геометрических кодов, сочетающих преимущества *LDPC* (низкая декодирующая сложность) и полярных кодов (асимптотическая оптимальность).

В рамках данной работы предлагается комплексный подход к проектированию сигнально-кодовых конструкций для систем 6G, включающий в себя:

— анализ и оптимизацию *SEM* для перспективных методов множественного доступа;

— разработку модифицированных модуляционных схем с улучшенными характеристиками *EVM* и *PAPR*;

— синтез новых классов канальных кодов;

— интеграцию всех компонентов в единую адаптивную систему.

Реализация предложенных решений позволит существенно улучшить ключевые показатели будущих поколений мобильных систем связи.

2. Перспективы канального кодирования для следующих поколений мобильной связи 5G и 6G

В отличие от предыдущих поколений связи, где доминировали турбокоды и сверточные коды, в системах 5G используются более совершенные методы, такие как *LDPC* и полярные коды, обеспечивающие высокую пропускную способность, низкую задержку и энергоэффективность. Ключевые показатели эффективности, такие как скорость взаимодействия с пользователем, объем трафика, средняя спектральная эффективность на ячейку и спектральная эффективность границы соты, должны быть оценены с помощью моделирования на системном уровне. Соответствующая оценка производительности обычно проводится в сценариях плотного городского, сельского и городского развертывания мобильных сетей. Для определения плотности соединений часто требуется моделирование на системном уровне в городских и сельских районах.

Такие ключевые показатели эффективности, как задержка в плоскости пользователя, задержка в плоскости управления, задержка нечастых небольших пакетов, пиковая скорость передачи данных, пиковая спектральная эффективность и срок службы батареи, могут быть оценены аналитически.

Ключевые показатели эффективности, такие как покрытие и надежность, могут быть оценены с помощью моделирования на уровне канала или системы. Выбор схем кодирования в 5G обусловлен необходимостью баланса между производительностью, сложностью реализации и адаптивностью к различным сценариям связи.

Коды *LDPC* предложены Робертом Галлагером в 1963 году. Эти коды основаны на двудольных графах и используют итеративное декодирование, что делает их эффективными для исправления ошибок в каналах с шумами. Несмотря на теоретическую перспективность, *LDPC* долгое время не использовались из-за ограничений вычислительных мощностей. Однако в 1990-х годах, после успеха турбокодов, интерес к ним возродился [4].

Кодирование с помощью *LDPC* демонстрируют хорошую производительность при больших длинах блоков, приближаясь к пределу Шеннона для каналов с аддитивным белым гауссовским шумом (*Additive White Gaussian Noise, AWGN*). Благодаря этому они нашли применение в цифровом телевидении *DVB-S2*, системах *WiMAX* и *Wi-Fi*. В 2016 году 3GPP официально утвердил *LDPC* в качестве обязательной схемы кодирования для каналов передачи данных для сценария *eMBB* в 5G.

Последние достижения в области *LDPC* включают в себя: оптимизацию декодирования для коротких блоков, поддержку гибких длин и ско-

ростей кодирования и адаптацию к гибридным механизмам контроля ошибок в канале связи, обеспечивающим надежную доставку данных через повторную передачу искаженных пакетов (*Automatic Repeat Request, ARQ*), они же *ARQ*-механизмы. Эти усовершенствования сделали *LDPC* одним из наиболее надежных методов кодирования для 5G [4].

Полярные коды, предложенные Эрдалом Ариканом в 2009 году, представляют собой принципиально новый класс блочных кодов, способных асимптотически достигать пропускной способности канала. Их ключевая особенность — «поляризация» канала, при которой исходная информация передается через каналы с малой вероятностью ошибки, а информация избыточной части кода по менее надежным каналам.

Несмотря на относительно короткую историю, полярные коды быстро развивались благодаря исследованиям в области:

- оптимизации алгоритмов декодирования (например, декодирование списком с последовательным исключением (*Successive Cancellation List Decoding, SC-List*));

- адаптации к различным типам каналов (*AWGN*, каналы с замираниями);

- интеграции в системы с гибридным *ARQ*.

В ноябре 2016 года *3GPP* принял полярные коды в качестве стандарта для каналов управления 5G *eMBB*, что подтвердило их конкурентоспособность по сравнению с *LDPC* и турбокодами.

Сверточные коды, изобретенные Питером Элиасом в 1950-х, долгое время оставались основой помехоустойчивого кодирования в беспроводных системах. Их главное преимущество — низкая сложность декодирования (алгоритм Витерби) при малых длинах блоков [4].

В системах 5G применяется модификация сверточных кодов с кольцевым завершением (*Tail-Biting Convolutional Code, TBCC*), где начальное и конечное состояния кодера совпадают. Это снижает избыточность, но увеличивает сложность декодирования. Кодирование *TBCC* используется в каналах управления и передаче системной информации, особенно в устройствах с ограниченными вычислительными ресурсами.

Турбокоды, представленные в 1993 году, позволили значительно приблизиться к пределу Шеннона. Их структура основана на:

- параллельном или последовательном соединении двух сверточных кодеров;

- случайном перемежении (*interleaving*);

- итеративном декодировании с обменом мягкой информацией.

Хотя турбокоды обеспечивают гибкость в выборе длины блока и скорости кодирования, их сложность декодирования выше, чем у *LDPC*, особенно для больших блоков. В 5G они уступили место более эффективным схемам, но остаются важным историческим этапом развития кодирования.

Авторы [4] также рассматривают перспективные методы, такие как:

- недвоичные *LDPC* в полях Галуа высокого порядка $GF(q)$ — обладают лучшей коррекцией ошибок, но требуют больших вычислительных ресурсов;

- коды накопления повторений (*Repeat-Accumulate Codes, RA*) — комбинируют преимущества турбокодов и *LDPC*;

- решетчатые коды (*LDLC*) — обеспечивают баланс между трудоемкостью кодирования и сложностью декодирования;

- спинальные коды — подходят для каналов с переменными параметрами и демонстрируют высокую эффективность даже при малых длинах блоков.

Перспективы развития помехоустойчивого кодирования связаны с требованиями будущих сетей 6G, где критически важными становятся такие параметры, как сверхнизкая задержка и высокая надежность (*BLER* на уровне 10^{-7} — 10^{-9}). Одним из направлений является разработка гибридных методов, таких как *NOMA* и *RSMA*, где избыточность кодирования формируется для нескольких абонентов одновременно, что повышает спектральную эффективность. Также ведутся исследования новых классов кодов, включая спинальные и решетчатые *LDPC* [3].

Важную роль в совершенствовании алгоритмов кодирования и декодирования начинают играть методы машинного обучения и нейронных сетей. Они позволяют оптимизировать параметры кодов для конкретных условий канала и снижать вычислительную сложность. Однако остается актуальной проблема аппаратной реализации этих алгоритмов, так как большинство исследований проводятся для идеализированных моделей. Таким образом, дальнейшее развитие помехоустойчивого кодирования будет направлено на поиск оптимального баланса между длиной кода, задержкой и вычислительной сложностью при активном использовании современных методов оптимизации.

3. Модуляции и множественный доступ

Современные системы 4G/5G в субгигагерцовых диапазонах используют *OFDM* как основную технологию для борьбы с многолучевостью, обеспечивая совместимость с множественными входами и выходами (*Multiple Input Multiple Output, MIMO*) и высокую спектральную эффек-

тивность, но обладают высоким *PAPR*. Для линии вверх (*Up Link*) с ограниченным покрытием применяется мультиплексирование с ортогональными частотами и предварительным преобразованием Фурье (*Discrete Fourier Transform Spread Orthogonal Frequency Division Multiplexing, DFT-s-OFDM*) с пониженным *PAPR*, а модуляция *QAM* с кодом Грея упрощает демодуляцию, хотя и снижает потенциал формирования сигнала. В особых случаях используется двоичная фазовая манипуляция со сдвигом на $\pi/2$ ($\pi/2$ *Binary Phase Shift Keying, $\pi/2$ -BPSK*) для минимального *PAPR*, энергоэффективности для устройств интернета вещей (*Internet of Things, IoT*) и улучшения спектральной эффективности, снижая внеполосные излучения по сравнению с *BPSK*, что важно для плотного частотного планирования в 5G и 6G.

Перспективные разработки сосредоточены на решениях с низким *PAPR* для терагерцовых диапазонов и спутниковой связи, где критичны энергоэффективность и простота обработки. Важное значение имеет устойчивость к доплеровским эффектам в высокоскоростных сценариях и требованиям *URLLC* к задержкам. Отдельная задача — создание универсальных сигналов для систем, сочетающих коммуникационные параметры (спектральную эффективность) с точностью зондирования (*Integrated Sensing and Communication, ISAC*), включая устойчивость к помехам и аппаратным искажениям, что требует новых подходов к проектированию [1].

Технология мультиплексирования с орбитальным угловым моментом (*Orbital Angular Momentum, OAM*) [2] обеспечивает высокую спектральную эффективность за счет использования ортогональных электромагнитных волн с различными угловыми моментами. В отличие от пространственного мультиплексирования, основанного на антенных решетках, *OAM* использует угловой момент волны как дополнительную степень свободы для одновременной передачи нескольких потоков данных в одном частотном диапазоне.

Математически *OAM*-волна описывается выражением $e^{js\phi}$, где целочисленный параметр s определяет состояние углового момента, а ϕ представляет азимутальный угол. Важной особенностью *OAM* является теоретически неограниченное количество ортогональных состояний, что потенциально позволяет мультиплексировать произвольное число независимых потоков данных в рамках единого частотного канала.

Этот подход открывает новые возможности для увеличения пропускной способности систем связи, поскольку каждое состояние *OAM* образует независимый канал передачи, сохраняя при этом ортогональность по отношению к другим состояниям.

Однако ОАМ имеет ряд критических недостатков, которые ограничивают его применение в реальных сценариях мобильной связи.

Одной из ключевых проблем является то, что число полных фазовых оборотов на длине волны l (например, $l = 1, 2, 3$) характеризуются индексом ОАМ — демонстрируют значительное затухание и расширение пучка, что приводит к уменьшению максимального усиления по мере роста номера моды. Это подтверждается исследованиями, представленными в [5], где показано, что без специальных методов фокусировки, например с помощью направленных параболических антенн, при использовании индекса высоких порядков, канал беспроводной передачи с применением ОАМ подвержен рассеиванию мощности, формируя широкие боковые лепестки и центральные пустоты в диаграмме направленности. Это делает их уязвимыми к затуханию в условиях неидеального распространения, особенно в сценариях не прямой видимости (*non-line-of-sight*, *NLoS*).

Кроме того, существует критика, согласно которой ОАМ-мультиплексирование не предоставляет принципиально новых преимуществ в спектральной эффективности (*Spectrum Efficiency*, *SE*) по сравнению с традиционными *massive-MIMO* системами. Некоторые исследования [5] утверждают, что ОАМ является лишь подмножеством решений, предлагаемых *MIMO*, и не обеспечивают дополнительного выигрыша в *SE*. Однако важно отметить, что ОАМ может быть реализован в рамках одной антенной решетки с единой радиочастотной цепью, что снижает требования к расстоянию между элементами по сравнению с *massive-MIMO*, где необходимо соблюдать интервалы в половину длины волны для минимизации интерференции.

Еще одной проблемой является чувствительность ОАМ-мод к многолучевому распространению. В реальных условиях городской среды фазовая структура ОАМ-волн может искажаться, что требует сложных алгоритмов компенсации, увеличивающих вычислительную нагрузку.

Моделирование показывает, что комбинирование ОАМ — *Embedded* — *MIMO* (ОЕМ-подход) может частично компенсировать эти недостатки. Например, использование параболических антенн позволяет сфокусировать ОАМ-пучки, концентрируя энергию в основном лепестке. Также разрабатываются алгоритмы декомпозиции мод и мультиплексирования (например, *OEM-water-filling*), которые позволяют максимизировать *SE*. Однако даже в этом случае ОАМ-системы требуют точного управления фазами и мощностью, что усложняет реализацию в мобильных устройствах с ограниченными вычислительными ресурсами.

Таким образом, несмотря на потенциальные преимущества, ОАМ-мультиплексирование в 6G сталкивается с серьезными вызовами: затуха-

ние высоких мод, ограниченная применимость в *NLoS*-условиях, высокая сложность реализации и отсутствие явного преимущества перед оптимизированными *massive-MIMO* системами. Дальнейшие исследования должны быть направлены на интеграцию *OAM* с гибридными *beamforming*-технологиями и адаптивными методами компенсации многолучевости.

В контексте эволюции мобильной связи к *5G Beyond* и *6G* оптимизация модуляционных схем становится критической для достижения терабитных скоростей, энергоэффективности и устойчивости в сложных радиоканалах. Ключевую роль играют *QAM* и *APSK*, а также перспективные методы вроде *OFDM-IM*.

Модуляция *QAM* (порядков 16/64/256/1024) обеспечивает высокую спектральную эффективность за счет плотной упаковки точек в прямоугольной решетке. Однако при росте порядка модуляции (например, *QAM-256*) резко возрастает чувствительность к фазовому шуму и нелинейностям усилителей, что увеличивает *EVM* и *PAPR*.

Для снижения *PAPR* без ухудшения *EVM* применяются:

— Сдвиг точек внутри созвездия с сохранением минимального евклидова расстояния d_{min} . Это позволяет уменьшить *PAPR* при сохранении вероятности битовой ошибки (*Bit Error Rate, BER*).

— Фазовый сдвиг созвездия, который позволяет повернуть созвездие на угол θ , увеличивая расстояние между соседними точками, улучшая помехоустойчивость в каналах с замираниями.

Модуляция *APSK* (порядков 16/32/64/128/256/512/1024) с концентрическими кольцами радикально снижает *PAPR* благодаря равномерному распределению амплитуд. Это особенно эффективно в *mmWave*-диапазонах *6G*, где доминируют нелинейные искажения. Однако демодуляция высокоуровневой *APSK*, например порядка 1024 требует точной оценки фазы, что сложно в условиях доплеровских сдвигов.

Для сравнения, преимуществом *QAM* является простота реализации, высокая спектральная эффективность, а недостатком — высокий *PAPR*, чувствительность к фазовому шуму и рост чувствительности к нелинейным свойствам усилителей мощности. Модуляция *APSK* отличается низким *PAPR*, также устойчива к нелинейностям. Однако недостатком является сложность демодуляции при $M > 256$ и меньшая спектральная эффективность по сравнению с *QAM* такого же порядка.

Модуляция *OFDM-IM* в *6G* кодирует информацию не только в символах, но и в индексах активных ресурсов — поднесущие *OFDM*, антенны *MIMO*, временные слоты. Например, в *OFDM-IM* из N поднесущих активируется $K < N$, а биты данных управляют выбором позиций этих поднесущих:

$$S = \{\mathbf{x} = [x_1, \dots, x_N]^T : x_i \in C \cup \{0\}\}, \quad (1)$$

где C — множество элементов сигнального созвездия (например, QAM).

Нулевые значения в (1) снижают энергопотребление и $PAPR$. Преимущества $OFDM-IM$ для $6G$ позволяет снизить $PAPR$ по сравнению с классическим $OFDM$, повысить энергоэффективность за счет исключения определенных поднесущих, а также улучшить устойчивость к узкополосным помехам. К недостаткам для применения в $6G$ относятся рост сложности приемника, требующий детектирования индексов, а также ограничение пиковой пропускной способности при $K \ll N$.

4. Предложение новой схемы модуляции

На основе анализа ограничений QAM , $APSK$ и $OFDM-IM$ предлагается гибридная схема модуляции. Его следующие особенности:

1. Иерархическая структура в сигнальном созвездии. Внутренние элементы созвездия используют прямоугольную QAM для повышения SE , для повышения устойчивости к шумам, а внешние элементы созвездия $APSK$ — для максимизации устойчивости.

2. Модуляция $OFDM-IM$ позволит исключить определенные поднесущие для снижения $PAPR$.

3. Динамический фазовый сдвиг на угол θ использует алгоритм для адаптивирования к текущему отношению сигнал/шум (*Signal-to-Noise Ratio*, SNR):

$$\theta = \begin{cases} 0, & SNR > 25 \text{ дБ} \\ \frac{\pi}{12}, & 10 \text{ дБ} < SNR \leq 25 \text{ дБ} \\ \frac{\pi}{8}, & SNR \leq 10 \text{ дБ} \end{cases}. \quad (2)$$

Математическая модель сигнала:

$$s(t) = \sum_{k \in A} (a_k e^{j\phi_k} \cdot e^{j\theta}) g(t - kT), \quad (3)$$

где A — множество активных индексов, $g(t)$ — импульсная характеристика.

Для гибридного созвездия на основе QAM и $APSK$ модуляций применяется двухзонная структура. Рассматриваются две конфигурации для сигнального созвездия, это внутренняя часть состоит из $APSK$, внешняя — QAM и наоборот. Для понимания, в какой из конфигураций сигнального созвездия будет наименьший $PAPR$, используя следующую формулу:

$$PAPR = 10 \lg \left(\frac{\max_k |s_k|^2}{\frac{1}{M} \sum_{k=1}^M |s_k|^2} \right), \quad (4)$$

где s_k — комплексная точка созвездия, M — порядок модуляции.

Конфигурация 1, для которой *APSK*-элементы созвездия находятся внутри, а *QAM*-элементы созвездия — снаружи сигнального созвездия. Рассмотрим расчет для порядка $M = 64$, где *APSK* имеет 3 кольца и 32 точки: кольцо 1 имеет 12 точек с единичной мощностью, кольцо 2 имеет 12 точек с мощностью 4 и кольцо 3 имеет 8 точек с мощностью 9. Суммарная мощность в этом случае будет равна 120. Для *QAM*, при которой формируется 32 точки с решеткой 4×8 , суммарная мощность будет равна 832. Общая суммарная мощность такой конфигурации составит 952, где средняя мощность $952/64 = 14,875$. Пиковая мощность составляет 58, а $PAPR = 10 \lg(58/14,875) \approx 5,92$ дБ.

Конфигурация 2, для которой *QAM* элементы созвездия находятся внутри, а *QAM* элементы созвездия — снаружи сигнального созвездия. Рассмотрим расчет для порядка $M = 64$, где *APSK* имеет 3 кольца 32 точки, кольцо 1 имеет 12 точек с мощностью 25, кольцо 2 имеет 12 точек с мощностью 36 и кольцо 3 имеет 8 точек с мощностью 49, где суммарная мощность будет равна 1124. Для *QAM*, при которой формируется 32 точки с решеткой 4×8 , где сумма мощностей будет равна 832. Общая суммарная мощность такой конфигурации составит 1956, где средняя мощность $1956/64 = 30,5625$. Пиковая мощность составляет 58, а $PAPR = 10 \lg(58/30,5625) \approx 2,79$ дБ.

Из полученных выше результатов следует, что для порядка $M = 64$ на основе конфигурации 2 (*QAM*+*APSK*) получен выигрыш *PAPR* на 3,13 дБ по сравнению с конфигурацией 1 (*APSK*+*QAM*).

Результаты рассчитанного *PAPR* для всех порядков 16, 32, 64, 128, 256, 512, 1024, 2048 и 4096 по сравнению с классическими сигнальными созвездиями *QAM* и *APSK* представлены в таблице 1.

Согласно полученным результатам, наиболее эффективной конфигурацией является вариант на основе модуляции внутреннего расположения *QAM* и внешнего расположения колец *APSK*. По сравнению с классическими *QAM* и *APSK* тех же порядков, наблюдается большее значение *PAPR* по сравнению с квадратурной модуляцией, однако за счет использования внешних колец *APSK* сигнальное созвездие более устойчиво при более высоких порядках модуляции, а также конфигурация 2 обеспечивает выигрыш по сравнению с *APSK* в среднем на 1,5—3 дБ.

Таблица 1. Сводная таблица *PAPR* для конфигурации 1 и 2 сигнального созвездия по сравнению с классическими модуляциями.Table 1. *PAPR* summary table for configuration 1 and 2 signal constellation compared to classical modulations

Порядок <i>M</i>	Конфигурация 1 (дБ)	Конфигурация 2 (дБ)	<i>QAM</i> (дБ)	<i>APSK</i> (дБ)
16	3,80	2,95	2,55	4,00
32	4,25	3,40	3,68	5,10
64	5,92	2,79	3,68	6,30
128	6,85	3,50	4,10	7,00
256	7,45	4,20	4,23	7,80
512	8,30	5,10	4,60	8,50
1024	9,15	6,05	4,50	9,00
2048	10,20	7,25	4,70	9,60
4096	11,10	8,40	4,63	10,20

Полученные результаты предложенной конфигурации 2 позволят снизить *PAPR*, улучшить *BER* в каналах с замираниями сигнала за счет адаптивного фазового сдвига, а также позволят использовать совместно с *MIMO-OFDM* для 6G.

Для данной схемы модуляции из ранее рассмотренных кодов предпочтительнее использование полярных кодов с вероятностным формированием (*Probabilistic Shaping*), что позволит дополнительно снизить *PAPR*, так как *LDPC* преимущественно используется для сценариев с высокой пропускной способности, где использование индексной модуляции является неэффективным.

Эволюция модуляционных схем для 6G требует гибридных решений, сочетающих преимущества *QAM* — емкость, *APSK* — устойчивость и *OFDM-IM* — энергоэффективность. Предложенная схема модуляции на основе *QAM-APSK-IM* с адаптивным фазовым сдвигом и иерархическим созвездием потенциально устраняет ключевые недостатки современных методов.

5. Заключение

В статье рассмотрены ключевые аспекты эволюции сигнально-кодowych конструкций для перспективных систем мобильной связи 5G *Beyond* и 6G, включая методы модуляции, множественного доступа и канального кодирования. Основное внимание уделено преодолению фундаментальных ограничений современных технологий, таких как высокий *PAPR*, чувствительность к фазовым шумам и необходимость обеспечения сверхнизких задержек в сценариях *URLLC*.

Кроме того, рассмотрены альтернативные методы множественного доступа *PD-NOMA*, *SCMA*, *RSMA*, которые демонстрируют потенциал для повышения спектральной эффективности в условиях массового подключения устройств *IoT*. Особое внимание уделено проблемам *SEM* при неортогональном разделении ресурсов.

В области канального кодирования проведен анализ перспективных методов, включая усовершенствованные коды *LDPC*, полярные коды с каскадной структурой и гибридные схемы. Показано, что применение *AI*-оптимизированных декодеров может обеспечить дополнительный энергетический выигрыш для сценариев с жесткими требованиями к надежности.

Предложена гибридная модуляционная схема, объединяющая преимущества *QAM* — спектральная эффективность, *APSK* — устойчивость к нелинейным искажениям и *OFDM-IM* — энергоэффективность. Особенностью данной схемы является иерархическое созвездие, в котором внутренние кольца реализованы на основе принципов *QAM*, а внешние — *APSK*, что обеспечивает баланс между помехоустойчивостью и пропускной способностью. Дополнительно введен адаптивный фазовый сдвиг, оптимизирующий параметры модуляции в зависимости от текущего *SNR*.

Таким образом, предложенная схема модуляции позволит достичь новых возможностей для создания высокопроизводительных, энергоэффективных и надежных систем мобильной связи следующего поколения.

Список литературы

1. Tong W., Zhu P., Eds., 6G : The Next Horizon : From Connected People and Things to Connected Intelligence. Cambridge University Press, 2021. 490 p.
2. Zhang Z. [et al.]. 6G wireless networks : Vision, requirements, architecture, and key technologies // IEEE Vehicular Technology Magazine. 2019. Vol. 14, no. 3, pp. 28–41.
3. Покаместов Д. А. [и др.]. Системы связи 6G : концепция, тренды, технологии физического уровня // Радиотехника и электроника. 2024. Т. 69, № 1. С. 3—33.
4. Xu J., Yuan Y. Channel Coding in 5G New Radio. CRC Press, 2022. 330 p.
5. Lin X., Zhang J., Liu Y., Kim J., Fundamentals of 6G Communications and Networking (Signals and Communication Technology). CRC Press, 2024. 773 p.

Информация об авторах

Гаспарян Роман Романович, аспирант кафедры «Радиоэлектроника и телекоммуникации» Севастопольского государственного университета, г. Севастополь, Российская Федерация.

Савочкин Александр Анатольевич, кандидат технических наук, профессор кафедры «Радиоэлектроника и телекоммуникации» Севастопольского государственного университета, г. Севастополь, Российская Федерация.

Method of Forming a Modulated Signal-Code Scheme for Next Generation Mobile Radio Systems

R. R. Gasparyan and A. A. Savochkin

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

Received: May 20, 2025

Peer-reviewed: June 20, 2025

Accepted: June 20, 2025

Abstract: This paper presents a comprehensive analysis of promising physical-level technologies for 6G communication systems, including methods of modulation, multiple access and channel coding. The main focus is on overcoming the fundamental limitations of modern technologies, such as high power peak factor, sensitivity to phase noise and the need for ultra-low delays. The work proposes a new hybrid modulation scheme combining the advantages of quadratic amplitude modulation and amplitude-phase manipulation with adaptive phase shift. The process of development and optimization of the proposed modulating scheme, including the creation of a hierarchical constellation, where the internal rings are realized on the basis of quadratic amplitude modulation, and the external ones – amplitude-phase manipulation. The work highlights the importance and prospects of using hybrid modularization schemes to improve the performance of sixth generation communication systems. The application of the proposed technology allows not only to increase the energy efficiency of data transmission, but also to provide resistance to non-linear distortions, which is especially important for modern telecommunication systems with strict requirements on reliability and signal quality.

Keywords: mobile communications, 6G, modulation, multiple access, cable coding, peak factor, error vector.

For citation (IEEE): R. R. Gasparyan and A. A. Savochkin, “Method of Forming a Modulated Signal-Code Scheme for Next Generation Mobile Radio Systems”, *Info-communications and Radio Technologies*, vol. 8, no. 6, pp. 913–929, 2025, doi: 10.21227/m0nk-7t46. (In Russ.).

References

- [1] W. Tong and P. Zhu, Eds., *6G: The Next Horizon: From Connected People and Things to Connected Intelligence*. Cambridge University Press, 2021.
- [2] Z. Zhang, [et al.], “6G wireless networks: Vision, requirements, architecture, and key technologies,” *IEEE Vehicular Technology Magazine*, vol. 14, no. 3, pp. 28–41, 2019.
- [3] D. A. Pokamestov, [et al.], “6G communication systems: concept, trends, physical level technologies,” *Radiotekhnika i elektronika*. vol. 69, no 1, pp. 3–33, 2024. (In Russ.).
- [4] J. Xu, and Y. Yuan, *Channel Coding in 5G New Radio*, CRC Press., 2022.
- [5] X. Lin, J. Zhang, Y. Liu, and J. Kim, *Fundamentals of 6G Communications and Networking (Signals and Communication Technology)*, CRC Press, 2024.

Information about the authors

Roman R. Gasparyan, graduate student, Department Radioelectronics and Telecommunications, Sevastopol State University, Sevastopol, Russian Federation.

Alexander A. Savochkin, Candidate of Technical Sciences, Professor of the Department Radioelectronics and Telecommunications of the Sevastopol State University, Sevastopol, Russian Federation.

Обнаружение дождя по телевизионным изображениям с применением искусственной нейронной сети

Иванов В. А., Михайлюк Ю. П., Начаров Д. В.

Севастопольский государственный университет

ул. Университетская, 33, г. Севастополь, 299053, Российская Федерация
urpmikhaylyuk@sevsu.ru

Получено: 20 мая 2025 г.

Отрецензировано: 20 июня 2025 г.

Принято к публикации: 20 июня 2025 г.

Аннотация: Представлена разработка алгоритма обнаружения дождя по телевизионным изображениям, реализованного с помощью искусственной нейронной сети. Приведены результаты обзора существующих архитектур искусственных нейронных сетей (ИНС), применяемых, в частности, для обработки телевизионных изображений, включая полносвязные и сверточные искусственные нейронные сети. Обоснован выбор в качестве основы для разрабатываемого алгоритма предобученной сверточной искусственной нейронной сети VGG-16. Предложена модификация структуры сети VGG-16 с целью адаптации к решаемой задаче обнаружения дождя, заключающаяся в замене полносвязной части сети одним полносвязным слоем, содержащим один искусственный нейрон. Выполнен цикл обучения полученной искусственной нейронной сети с использованием базы синтетических изображений. Точность обнаружения дождя с помощью предлагаемой ИНС по метрике Ассигасу на тестовой выборке изображений составила 90,5 %.

Ключевые слова: телевидение, видеонаблюдение, обработка сигналов, обработка изображений, телекоммуникации, искусственные нейронные сети, дождь.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Иванов В. А., Михайлюк Ю. П., Начаров Д. В. Обнаружение дождя по телевизионным изображениям с применением искусственной нейронной сети // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2025. Т. 8, № 6. С. 930—943.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Иванов, В. А. Обнаружение дождя по телевизионным изображениям с применением искусственной нейронной сети / В. А. Иванов, Ю. П. Михайлюк, Д. В. Начаров // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. — 2025. — Т. 8, № 6. — С. 930—943.

1. Введение

Анализ атмосферной обстановки выступает значимой задачей в метеорологии и гидрологии, непосредственно воздействуя на разнообразные аспекты повседневной деятельности человека — от оптимизации транспортных потоков и инфраструктуры до формирования долгосрочной стратегии в сельскохозяйственной деятельности и эксплуатации водных ресурсов. Достоверность и информативность сведений о метеорологической ситуации существенным образом влияют на качество прогноза погоды и скорость реакции в период приближающихся природных катастроф. Отсюда вытекает очевидная необходимость разработки инновационных инструментов и подходов к мониторингу атмосферных условий.

Важнейшей тенденцией в области построения систем мониторинга метеоусловий становится адаптация новых технологических решений последнего периода, связанных с искусственным интеллектом, электроникой, информационными технологиями, средствами коммуникаций и цифровыми методами обработки сигналов и изображений. Применение таких решений способно значительно поднять уровень автоматизированности наблюдений и обеспечить более точное отслеживание динамики развития событий во времени и пространстве. Например, заслуживает внимания концепция интеграции широкой сети телекоммуникаций для оперативного фиксирования климатических показателей, позволяя эффективно применять имеющиеся каналы передачи данных между удаленными пунктами контроля. Еще один многообещающий путь состоит в анализе отклонений в характеристиках передаваемых сигналов, вызванных изменениями окружающей среды, с использованием возможностей действующей инфраструктуры телекоммуникаций, включая телевизионные камеры видеонаблюдения.

Целью исследования является разработка алгоритма оценки интенсивности дождя по телевизионным изображениям. Для оптимизации быстрого действия оценки интенсивности дождя, а также для обеспечения возможности внедрения эмпирических подходов, целесообразно в рамках разрабатываемого алгоритма реализовать этап обнаружения дождя на изображении, который будет предшествовать этапу оценки интенсивности дождя.

Задача обнаружения дождя в терминах машинного обучения относится к задачам бинарной классификации: необходимо разработать модель машинного обучения, которая при подаче на вход изображения будет на выходе выдавать один из двух номеров класса («0» — дождя нет, «1» — дождя есть). Для решения задач классификации применяются разные модели машинного обучения, однако в случае анализа изображений наиболее часто находят применение сверточные искусственные нейронные сети.

Статья содержит обзор основных архитектур искусственных нейронных сетей (ИНС), применяемых для классификации изображений, описание выбора и дообучения предобученной ИНС для решения задачи обнаружения дождя по телевизионным изображениям, а также результаты оценки точности классификации предлагаемого решения.

2. Обзор основных архитектур искусственных нейронных сетей

Алгоритмы машинного обучения, к которым относятся ИНС, отличаются от классических вычислительных алгоритмов тем, что они предполагают построение вычислительных структур, параметры которых на начальном этапе составления алгоритма неизвестны и подбираются путем численной оптимизации с использованием больших объемов данных о решаемой задаче. Процесс подбора параметров моделей машинного обучения называют обучением. Если данные, используемые для обучения модели, размечены человеком, то тогда говорят об методе «обучения с учителем» (*Supervised Learning*) [1]. Модель машинного обучения в таком случае выступает в роли учащегося, наблюдающего за действиями учителя и повторяющего их все лучше и лучше с каждой итерацией обучения. Чем больше количество параметров модели, подбираемых в процессе обучения, тем выше сложность решаемой задачи. Поэтому наиболее успешные на сегодняшний день модели машинного обучения, применяемые к широкому кругу задач, содержат сотни миллиардов обучаемых параметров [2] и относятся к классу глубоких ИНС.

В основу ИНС положена модель искусственного нейрона (рис. 1) [3].

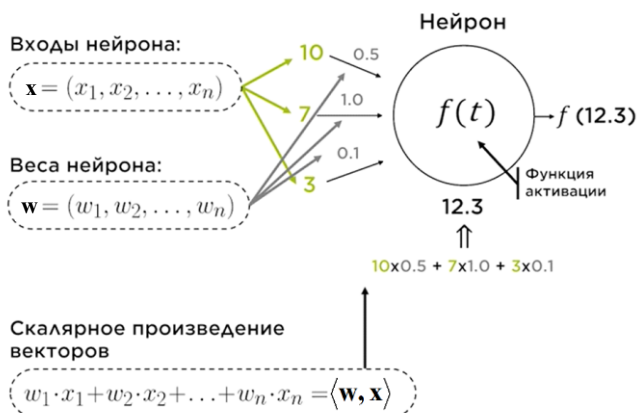


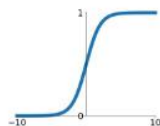
Рис. 1. Модель искусственного нейрона.

Fig. 1. Model of artificial neuron

Нейрон имеет несколько входов x_n , каждый из которых имеет весовой коэффициент w_n , и один выход. В теле нейрона происходит расчет взвешенной суммы входных сигналов — суммы входных сигналов, умноженных на весовые коэффициенты входов. Взвешенная сумма может быть представлена в виде скалярного произведения векторов входных сигналов $(x_1, x_2, \dots, x_n)$ и весовых коэффициентов $(w_1, w_2, \dots, w_n)$. Выходной сигнал нейрона формируется путем применения функции активации к скалярному произведению входов и весов. В качестве функции активации используются нелинейные функции, такие как сигмоида [4], гиперболический тангенс, а также функция *ReLU* (*Rectified Linear Unit*) [5] и *Leaky ReLU* [6] (рис. 2). Функции *ReLU* (*Rectified Linear Unit*) и *Leaky ReLU* по сравнению с сигмоидой и гиперболическим тангенсом имеют преимущество простоты расчета производной. Производную этих функций в точке 0 доопределяют.

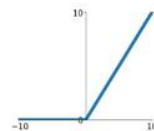
Sigmoid

$$\sigma(x) = \frac{1}{1+e^{-x}}$$



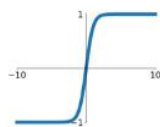
ReLU

$$\max(0, x)$$



tanh

$$\tanh(x)$$



Leaky ReLU

$$\max(-0.1x, x)$$

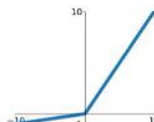


Рис. 2. Виды основных функций активаций, используемых в искусственных нейронных сетях.

Fig. 2. Types of common activation functions in artificial neural networks

Простейшим вариантом ИНС является полносвязная сеть, также называемая многослойным перцептроном (*MLP* — *MultiLayer Perceptron*), в которой нейроны группируются в слои, при этом выходы нейронов слоя соединяются с входами всех нейронов следующего слоя (рис. 3).

За счет комбинации большого количества линейных и нелинейных преобразований входных данных, а также за счет наличия нескольких скрытых слоев между входным и выходным слоем, полносвязные ИНС позволяют выявлять довольно сложные закономерности в данных. В задачах классификации с помощью ИНС удастся строить практически сколь угодно сложные поверхности, разделяющие объекты разных классов друг от друга в n -мерных пространствах их признаков. На вход полносвязной ИНС подаются одномерные массивы (векторы) значений признаков объектов из обучающей базы данных.

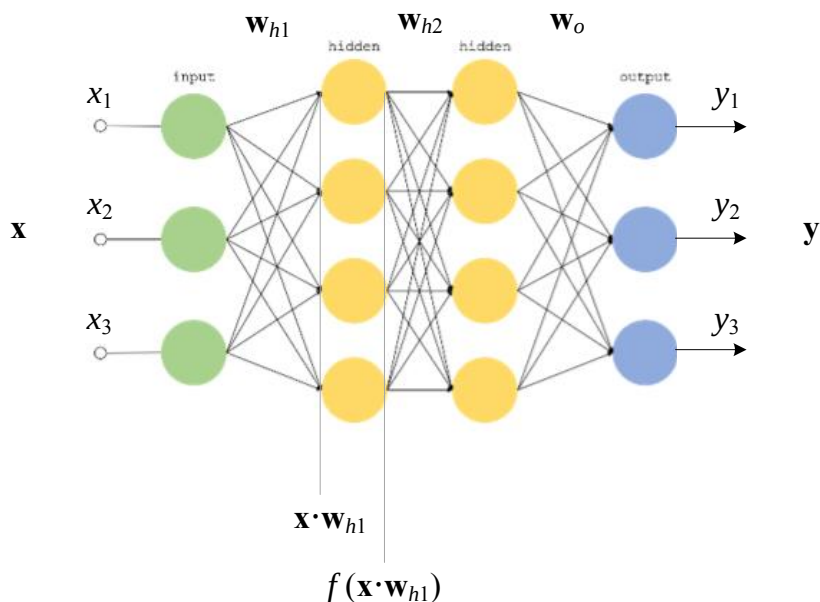


Рис. 3. Пример полносвязной искусственной нейронной сети.

Fig. 3. Example of a fully connected artificial neural network

В задачах обработки многомерных сигналов, в частности телевизионных изображений, более высокую эффективность показывают сверточные ИНС (*CNN — Convolutional Neural Networks*) [7]. Пример сверточной нейронной сети показан на рис. 4.

Обработку изображения в сверточной ИНС осуществляют слои, выполняющие операцию свертки — наложения небольшого ядра-фильтра на участок изображения и вычисление скалярного произведения. Основной целью свертки является построение карты признаков (*feature map*), то есть выделение характерных особенностей объектов на изображении. По сути, работа сверточных слоев ИНС похожа на реализацию согласованной фильтрации сигналов — в результате свертки изображения с ядром-фильтром, соответствующим определенному признаку, отклик в карте признаков будет тем больше, чем больше сходство фрагмента изображения и ядра-фильтра. При этом числовые значения коэффициентов ядер-фильтров сверточных слоев ИНС, также как и полносвязных, подбираются в процессе обучения. Для уменьшения количества обучаемых параметров в сверточные сети вводятся субдискретизирующие слои (*pooling*) [8], которые располагаются между сверточными слоями. Также при решении задач классификации последние слои сверточной ИНС делают полносвяз-

ными. При этом многомерные массивы карт признаков на выходе последнего сверточного слоя преобразуются в одномерные массивы.

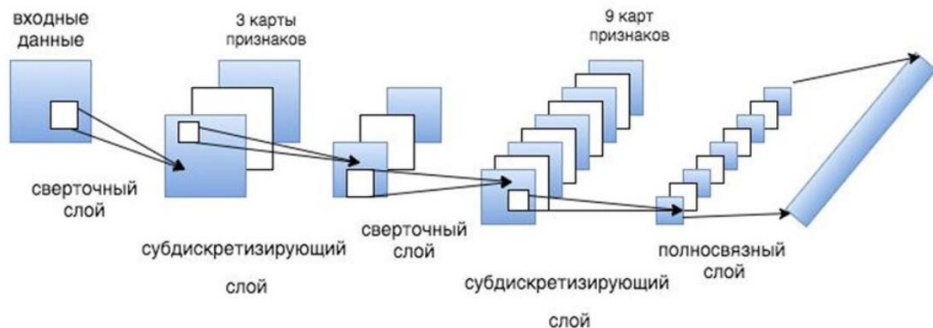


Рис. 4. Пример сверточной искусственной нейронной сети.

Fig. 4. Example of a convolutional artificial neural network

Таким образом, за счет использования большого количества ядер-фильтров разного размера сверточные ИНС эффективно выделяют ключевые признаки объектов на изображениях и способны решать задачи классификации, сегментации и детекции. Именно сверточные ИНС, начиная с сети *AlexNet* [9], в последние десятилетия показывают наилучшие результаты распознавания изображений из базы данных *ImageNet* [10]. ИНС, показывающие наиболее успешные результаты распознавания изображений из базы данных *ImageNet*, становятся широко известными, активно внедряются на практике и добавляются во фреймворки машинного обучения, такие как *TensorFlow* [11] и *Pytorch* [12]. Среди таких ИНС следует упомянуть *VGG* [13] и *ResNet* [14], поскольку эти ИНС получили распространение в области обработки изображений при реализации подхода трансферного обучения (*transfer learning*) [15] для классификации изображений, не входящих в базу *ImageNet*. Суть подхода трансферного обучения состоит в том, что во многих прикладных задачах машинного обучения могут применяться схожие модели. Поэтому вместо того, чтобы начинать обучение новой ИНС с нуля, можно использовать предварительно обученную ИНС, чьи первые слои уже содержат обобщенные признаки, полезные для широкого круга задач. В случае со сверточными ИНС реализация трансферного обучения может быть выполнена путем выбора предобученной ИНС, например, *VGG*, замены в ее структуре набора выходных слоев с дальнейшим обучением на наборе данных целевой предметной области.

Для решения задачи обнаружения дождя по телевизионным изображениям реализуем подход трансферного обучения с использованием предобученной ИНС *VGG-16*.

3. Реализация и обучение модели обнаружения дождя по телевизионным изображениям

На рис. 5 показана архитектура сети VGG-16 [16]. Вся сеть построена на последовательности стандартных компонентов:

- сверточные слои (*Conv* + *ReLU*) с ядрами-фильтрами размера 3×3 и одинаковым числом карт признаков; в качестве функции активации используется функция *ReLU*;
- субдискретизирующие слои (*Max-pool*), применяемые для понижения размерности карт признаков;
- три полносвязных слоя (*FC*) в конце сети для решения задачи классификации.

Использование ядер-фильтров малого размера позволяет обеспечить высокую чувствительность к малым деталям объектов на изображении. Несмотря на относительно малое количество слоев (шестнадцать) сеть VGG-16 содержит около 138 миллионов обучаемых параметров. Выходной полносвязный слой сети VGG-16 содержит 1000 нейронов, поскольку сеть спроектирована для базы данных *ImageNet*, содержащей 1000 классов изображений.

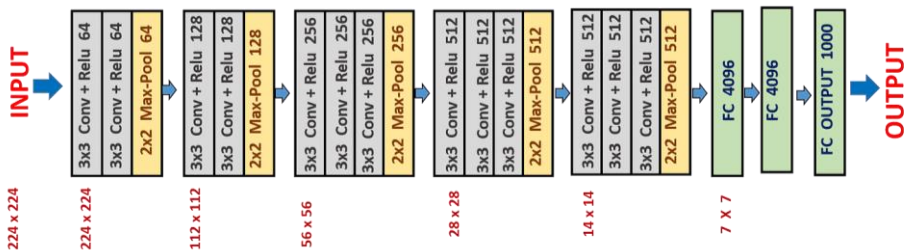


Рис. 5. Архитектура сети VGG-16.

Fig. 5. VGG-16 net architecture

Для решения задачи обнаружения дождя предлагается выполнить следующую модификации сети VGG-16 — реализовать на выходе сети только один полносвязный слой с одним нейроном (рис. 6), поскольку будет решаться задача бинарной классификации. Подобное упрощение сети оправдано меньшим количеством классов в решаемой задаче и позволяет значительно снизить количество обучаемых параметров.

Для ускорения процесса обучения выполним оптимизацию только параметров выходного полносвязного слоя, оставив параметры сверточных слоев неизменными. Таким образом, необходимо подобрать только 25089 параметров, что соответствует количеству выходных связей сверточной части сети VGG-16 [16].

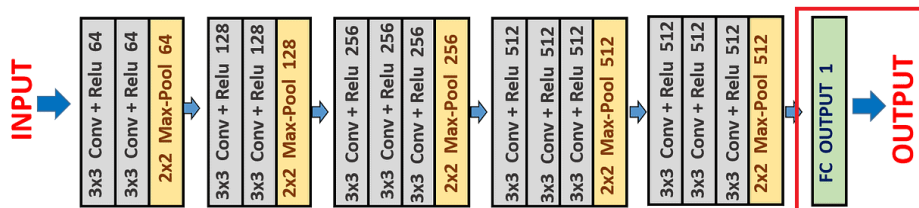


Рис. 6. Предлагаемая модификация архитектуры VGG-16 для обнаружения дождя по телевизионным изображениям.

Fig. 6. The proposed modification of the VGG-16 architecture for detecting rain using television imagery

Для обучения полученной ИНС использовалась выборка из базы синтетических изображений [17], примеры которых показаны на рис. 7. Размеры изображений в базе равны 512×512 . Размер обучающей выборки — 1000 изображений (500 изображений класса «дождь есть», 500 изображений класса «дождя нет»). Размер тестовой выборки — 200 изображений. В процессе обучения для отслеживания прогресса и снижения вероятности переобучения модели точность классификации оценивалась с использованием проверочной выборки, содержащей 64 изображения, не входящих ни в обучающую, ни в тестовую выборки.

Для оптимизации процесса обучения применим обучение на мини-пакетах (*mini-batch optimization*) — подход, при котором на каждой итерации обучения на вход ИНС подаются не все изображения из обучающей выборки, а только несколько изображений, формирующих мини-пакет. Обучение на мини-пакетах является компромиссом между полноценным градиентным спуском, при котором шаг оптимизации параметров модели выполняется на основе данных всей обучающей выборки, и стохастическим градиентным спуском, при котором шаг оптимизации выполняется для каждого изображения из обучающей выборки. Размер мини-пакета на основе общей практики выберем равным 32.

Перед подачей на вход ИНС для согласования с размерами VGG-16 у изображений изменялся размер до 224×224 , а также выполнялась нормализация яркостей в цветовых каналах R, G, B [16] согласно выражению

$$I_{norm} = (I - I_{mean}) / I_{std},$$

где I_{norm} — значение после нормализации; I_{mean} , I_{std} — среднее и среднеквадратическое отклонение яркости.

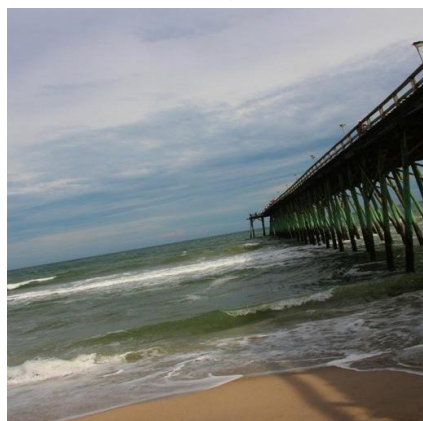
Для сети VGG-16 значения среднего и среднеквадратического отклонения для каждого из R, G и B каналов определены на основе анализа



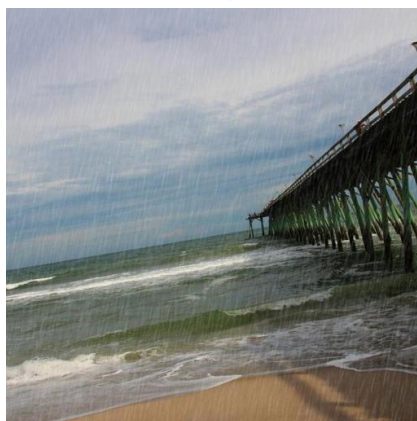
а)



б)



в)



г)

Рис. 7. а) и в) Примеры изображений обучающей выборки, соответствующие классу «дождя нет»; б) и г) Примеры изображений обучающей выборки, соответствующие классу «дождь есть».

Fig. 7. а) and в) Examples of training dataset images corresponding to the class “No Rain”; б) and г) Examples of training dataset images corresponding to the class “Rain”

соответственно при условии представления значений яркости в диапазоне $[0, 1]$. Применение этих коэффициентов позволяет достичь устойчивости сети к изменению освещения, увеличения эффективности обучения за счет приведения всех входных данных к единому масштабу, что обеспечивает лучшую сходимость и стабильность обучения.

В качестве оптимизатора применен алгоритм *Adam* [18] со значением скорости обучения 0,001. В качестве функции потерь использована функция бинарной кросс-энтропии [19].

На рис. 8 показаны зависимости значений функции потерь от номера мини-пакета в процессе обучения на обучающей (линия 1) и проверочной (линия 2) выборках. Близость линий 1 и 2 подтверждает факт отсутствия переобучения разработанной ИНС.



Рис. 8. Значения функции потерь в зависимости от номера мини-пакета в процессе обучения на обучающей (линия 1) и проверочной (линия 2).

Fig. 8. Values of the loss function depending on the mini-batch number during training on the training dataset (line 1) and validation dataset (line 2)

Для оценки точности разработанной ИНС будем использовать метрику *Accuracy* [20], которая рассчитывается как отношение количества правильно классифицированных изображений к общему количеству изображений в тестовой выборке. Точность обнаружения дождя с помощью предлагаемой ИНС по метрике *Accuracy* на тестовой выборке изображений составила 90,5 %.

5. Заключение

В работе представлен алгоритм обнаружения дождя по телевизионным изображениям с использованием искусственной нейронной сети. Проведенное исследование показало эффективность применения трансферного обучения и модификации архитектуры VGG-16 для задачи обнаружения дождя по телевизионным изображениям. Разработанная модель продемонстрировала высокую точность классификации (90,5 % по метрике *Accuracy*), подтвердив целесообразность использования сверточных нейронных сетей и подхода трансферного обучения для решения специализированных задач обработки сигналов и изображений. Экспериментально показано, что нормализация изображений и подбор оптимальной архитектуры позволяют добиться хороших результатов даже при ограниченном объеме обучающих данных. Задачей дальнейших исследований является применение полученных результатов для решения задачи оценки интенсивности дождя по телевизионным изображениям.

Список литературы

1. Рашка С. Python и машинное обучение. СПб. : Питер, 2020. 656 с.
2. GPT-4 // Википедия. Свободная энциклопедия. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://ru.wikipedia.org/wiki/GPT-4> (дата обращения: 20.05.2025).
3. Комарцова Л. Г., Максимов А. В. Нейрокомпьютеры : учеб. пособие. — Москва : Изд-во МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2004. 320 с.
4. Hodgkin A. L., Huxley A. F. A Quantitative Description of Membrane Current and Its Application to Conduction and Excitation in Nerve // The Journal of Physiology. 1952. Vol. 117, no. 4. P. 500–544.
5. Nair V., Hinton G. E. Rectified Linear Units Improve Restricted Boltzmann Machines. In : Proceedings of the Twenty-seventh International Conference on Machine Learning (ICML'10). Madison, WI, USA. Omnipress, 2010. P. 807–814.
6. Maas A. L., Hannun A. Y., Ng A. Y. Rectifier Nonlinearities Improve Neural Network Acoustic Models. In : Proc. Int. Conf. Mach. Learn. (ICML). June 2013. Vol. 30, iss. 1.
7. LeCun Y., Boser B., Denker J. S. [et al.]. Backpropagation applied to handwritten zip code recognition // Neural Computation. 1989. Vol. 1, no. 4. P. 541–551.
8. Zhang A., Lipton Z., Li M. [et al.]. Dive Into Deep Learning. Cambridge [et al.] : Cambridge University Press, 2024. Sec. 7.5.
9. Krizhevsky A., Sutskever I., Hinton G. E. ImageNet Classification With Deep Convolutional Neural Networks // Commun. ACM. 2017. Vol. 60, iss. 6. P. 84–90.
10. ImageNet // Официальный сайт проекта ImageNet. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://image-net.org/> (дата обращения: 20.05.2025).
11. TensorFlow // Официальный сайт TensorFlow. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://www.tensorflow.org/> (дата обращения: 20.05.2025).
12. PyTorch // Официальный сайт PyTorch. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://pytorch.org/> (дата обращения: 20.05.2025).
13. Simonyan K., Zisserman A. Very Deep Convolutional Networks for Large-Scale Image Recognition, препринт arXiv:1409.1556. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://arxiv.org/abs/1409.1556> (дата обращения: 20.05.2025).
14. He K., Zhang X., Ren S., Sun J. Deep residual learning for image recognition // IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR). 2016. ArXiv: 1512.03385.
15. West J., Ventura D., Warnick S. Spring research presentation : A theoretical foundation for inductive transfer. Brigham Young University, College of Physical and Mathematical Sciences, 2007.
16. PyTorch Documentation. VGG-16 Model. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://docs.pytorch.org/vision/master/models/generated/torchvision.models.vgg16.html> (дата обращения: 20.05.2025).
17. Zhang H., Patel V. M. Density-aware single image de-raining using a multi-stream dense network // IEEE Transactions on Image Processing. 2019. Vol. 28, no. 8. P. 3988–4001.
18. PyTorch Documentation. Adam Optimizer. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://docs.pytorch.org/docs/stable/generated/torch.optim.Adam.html> (дата обращения: 20.05.2025).
19. PyTorch Documentation. BCELoss Class Reference. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://docs.pytorch.org/docs/stable/generated/torch.nn.BCELoss.html> (дата обращения: 20.05.2025).
20. Яндекс Учебник. Метрики классификации и регрессии. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://education.yandex.ru/handbook/ml/article/metriki-klassifikacii-i-regressii> (дата обращения: 20.05.2025).

Информация об авторах

Иванов Владислав Алексеевич, аспирант кафедры «Радиоэлектроника и телекоммуникации» Севастопольского государственного университета, г. Севастополь, Российская Федерация.

Михайлюк Юрий Петрович, кандидат технических наук, доцент, доцент кафедры «Радиоэлектроника и телекоммуникации» Севастопольского государственного университета, г. Севастополь, Российская Федерация.

Начаров Денис Владимирович, кандидат технических наук, доцент, доцент кафедры «Радиоэлектроника и телекоммуникации» Севастопольского государственного университета, г. Севастополь, Российская Федерация.

Rain Detection in Television Images Using Artificial Neural Network

V. A. Ivanov, Yu. P. Mickhayluck, and D. V. Nacharov

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

Received: May 20, 2025

Peer-reviewed: June 20, 2025

Accepted: June 20, 2025

Abstract: An algorithm for rain detection based on television imagery implemented using an artificial neural network is presented. An overview of existing architectures of artificial neural networks commonly employed for processing TV images, including both fully connected and convolutional neural networks, is provided. The choice of the pre-trained convolutional neural network VGG-16 as the basis for the developed algorithm is justified. A modification of the VGG-16 network structure aimed at adapting it to the task of rain detection has been proposed, which involves replacing the fully connected part of the network with one fully connected layer containing only one artificial neuron. The resulting artificial neural network was trained using a synthetic image database. The accuracy of rain detection by the proposed neural network according to the Accuracy metric on the test sample reached 90.5%.

Keywords: television, video surveillance, signal processing, image processing, telecommunications, artificial neural networks, rain.

For citation (IEEE): V. A. Ivanov, Yu. P. Mickhayluck, and D. V. Nacharov, "Rain Detection in Television Images Using Artificial Neural Network," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 8, no. 6, pp. 930–943, 2025, doi: 10.21227/04c7-st69. (In Russ.).

References

- [1] S. Raschka and V. Mirjalili, *Python machine learning: Machine learning and deep learning with Python*, Packt publishing, 2019.
- [2] GPT-4. Wikipedia. Free encyclopedia. URL: <https://en.wikipedia.org/wiki/GPT-4> (Accessed: May 20, 2025).
- [3] L. G. Komartcova and A. V. Maksimov, *Neuromputers: Textbook*, Moscow: BMSTU Publishing House, 2004. (In Russ.).
- [4] A. L. Hodgkin and A. F. Huxley, "A Quantitative Description of Membrane Current and Its Application to Conduction and Excitation in Nerve," *The Journal of Physiology*, vol. 117, no. 4, pp. 500–544, 1952.
- [5] V. Nair and G. E. Hinton, "Rectified Linear Units Improve Restricted Boltzmann Machines," in *Proceedings of the Twenty-seventh International Conference on Machine Learning (ICML'10)*, Madison, WI, USA: Omnipress, pp. 807–814, 2010.

- [6] A. L. Maas, A. Y. Hannun, and A. Y. Ng, "Rectifier Nonlinearities Improve Neural Network Acoustic Models," in *Proc. Int. Conf. Mach. Learn. (ICML)*, vol. 30, iss. 1, 2013.
- [7] Y. LeCun [et al.], "Backpropagation applied to handwritten zip code recognition," *Neural Computation*, vol. 1, no. 4, pp. 541–551, 1989.
- [8] A. Zhang, [et al.], *Dive Into Deep Learning*, Cambridge [et al.]: Cambridge University Press, Sec. 7.5, 2024.
- [9] A. Krizhevsky, I. Sutskever, and G. E. Hinton, "ImageNet Classification With Deep Convolutional Neural Networks," *Commun. ACM*, vol. 60, iss. 6, pp. 84–90, 2017.
- [10] ImageNet // Official website of ImageNet Project. URL: <https://image-net.org/> (Accessed: May 20, 2025).
- [11] TensorFlow // Official website of TensorFlow. URL: <https://www.tensorflow.org/> (Accessed: May 20, 2025).
- [12] PyTorch // Official website of PyTorch. URL: <https://pytorch.org/> (Accessed: May 20, 2025).
- [13] K. Simonyan and A. Zisserman, "Very Deep Convolutional Networks for Large-Scale Image Recognition," Preprint arXiv:1409.1556. URL: <https://arxiv.org/abs/1409.1556> (Accessed: May 20, 2025).
- [14] K. He, X. Zhang, S. Ren, and J. Sun, "Deep residual learning for image recognition," in *IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR)*. ArXiv: 1512.03385. 2016.
- [15] J. West, D. Ventura, and S. Warnick, *Spring research presentation: A theoretical foundation for inductive transfer*, Brigham Young University, College of Physical and Mathematical Sciences. 2007.
- [16] PyTorch Documentation. VGG-16 Model // Official documentation PyTorch. URL: <https://docs.pytorch.org/vision/master/models/generated/torchvision.models.vgg16.html> (Accessed: May 20, 2025).
- [17] H. Zhang and V. M. Patel, "Density-aware single image de-raining using a multi-stream dense network," *IEEE Transactions on Image Processing*, vol. 28, no. 8, pp. 3988–4001, 2019.
- [18] PyTorch Documentation. Adam Optimizer // Official documentation of PyTorch. — Available at: <https://docs.pytorch.org/docs/stable/generated/torch.optim.Adam.html>. — Accessed: May 20, 2025. — Lang.: Engl.
- [19] PyTorch Documentation. BCELoss Class Reference // Official documentation of PyTorch. URL: <https://docs.pytorch.org/docs/stable/generated/torch.nn.BCELoss.html> (Accessed: May 20, 2025).
- [20] Yandex Education. Classification and Regression Metrics. URL: <https://education.yandex.ru/handbook/ml/article/metriki-klassifikacii-i-regressii> (Accessed: May 20, 2025). (In Russ.).

Information about the authors

Vladislav A. Ivanov, Postgraduate student, "Radio engineering and telecommunications" Department, Sevastopol State University, Sevastopol, Russian Federation.

Yuri P. Mickhayluck, Candidate of Technical Sciences, Docent, Associate Professor of the "Radio engineering and telecommunications" Department, Sevastopol State University, Sevastopol, Russian Federation.

Denis V. Nacharov, Candidate of Technical Sciences, Docent, Associate Professor of the "Radio engineering and telecommunications" Department, Sevastopol State University, Sevastopol, Russian Federation.

Микроволновая радиометрия земной поверхности

¹ Гудков А. Г., ¹ Сидоров И. А., ² Новичихин Е. П., ¹ Чижииков С. В.

¹ Московский государственный технический университет имени Н. Э. Баумана
ул. 2-я Бауманская, д. 5, стр. 1, г. Москва, 105005, Российская Федерация

² Институт радиотехники и электроники РАН, Фрязинское отделение
пр. Введенского, 1, г. Фрязино, 141190, Российская Федерация
profgudkov@gmail.com

Получено: 20 мая 2025 г.

Отрецензировано: 20 июня 2025 г.

Принято к публикации: 20 июня 2025 г.

Аннотация: Рассматривается радиометрический метод дистанционного зондирования земной поверхности. Показано, что микроволновые радиометры позволяют определять различные параметры исследуемой поверхности, в частности влажность и температуру почвы, уровень залегания грунтовых и подпочвенных вод, биомассу растительного покрова и т. д. Метод может использоваться в различных областях народного хозяйства. Приведены схемы и конструкции микроволновых радиометров, их установка на беспилотных летательных аппаратах и наземных носителях. Представлены результаты натурных испытаний радиометров. Обосновывается перспектива использования микроволновых радиометров в народном хозяйстве.

Ключевые слова: микроволновая радиометрия, земная поверхность, влажность и температура почвы, растительность.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Гудков А. Г., Сидоров И. А., Новичихин Е. П., Чижииков С. В. Микроволновая радиометрия земной поверхности // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2025. Т. 8, № 6. С. 944—957.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Гудков, А. Г. Микроволновая радиометрия земной поверхности / А. Г. Гудков, И. А. Сидоров, Е. П. Новичихин, С. В. Чижииков // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. — 2025. — Т. 8, № 6. — С. 944—957.

1. Введение

Основным носителем полезной информации при радиометрическом зондировании земной или водной поверхности является тепловое электромагнитное излучение, которое представляет шумовой сигнал с широ-

ким спектром, описываемым законами излучения абсолютно черного тела. Для приема теплового излучения и определения его параметров применяются специальные сверхчувствительные приемники — микроволновые радиометры.

Микроволновый радиометр — устройство, предназначенное для приема и измерения потоков лучистой энергии в соответствующих диапазонах электромагнитного спектра [1—3]. Микроволновый радиометр обладает пространственной разрешающей способностью и возможностью количественно оценивать потоки излучения с высокой точностью.

Микроволновая радиометрическая аппаратура включает в себя: антенную систему, обеспечивающую пространственную и поляризационную избирательность измеряемого потока и его преобразование в непосредственно измеряемую величину — антенную температуру; радиометрический приемник, позволяющий измерить антенную температуру с определенной чувствительностью и точностью; регистрирующее устройство, позволяющее однозначно сопоставить положение излучающего элемента в пространстве с интенсивностью его излучения.

Величина потока лучистой энергии излучающего элемента в определенном направлении определяется его радиояркостной температурой:

$$T_{\text{я}}(\theta, \varphi) = T_0 \chi(\theta, \varphi) + (1 - \chi(\theta, \varphi)) T_{\text{н}}(\theta', \varphi'), \quad (1)$$

где $T_{\text{я}}(\theta, \varphi)$ — радиояркостная температура излучающего элемента в направлении (θ, φ) ; T_0 — термодинамическая температура излучающего элемента; $\chi(\theta, \varphi)$ — излучательная способность элемента в направлении (θ, φ) ; $T_{\text{н}}(\theta', \varphi')$ — радиояркостная температура подсвечивающего источника с направления (θ', φ') ; (θ, φ) и (θ', φ') — направление излучения и зеркальное направление соответственно.

При дистанционном зондировании в большинстве случаев подсвечивающим источником является небесная полусфера и ее радиояркостная температура определяется как реликтовым излучением галактики, так и радиотепловым излучением атмосферы.

При зондировании подстилающих поверхностей работа ведется в окнах прозрачности атмосферы, что обеспечивает радиояркостную температуру небесной полусферы не более 20 К в достаточно широком диапазоне углов наблюдения.

При моделировании подстилающей поверхности плоским полупространством с диэлектрической проницаемостью ϵ , излучательная способность элемента в направлении (θ, φ) определяется соответствующими коэффициентами отражения Френеля $R(\epsilon, \theta, \varphi)$:

$$\chi(\varepsilon, \theta, \varphi) = 1 - |R(\varepsilon, \theta, \varphi)|^2. \quad (2)$$

При визировании подстилающей поверхности с радиояркой температурой $T_{\text{я}}(\theta, \varphi)$ антенной системой с нормированной диаграммой направленности по мощности $\Psi(\theta, \varphi)$ в направлении (θ_0, φ_0) антенная температура $T_{\text{а}}(\theta_0, \varphi_0)$ определяется уравнением антенного сглаживания:

$$T_{\text{а}}(\theta_0, \varphi_0) = \iint T_{\text{я}}(\theta, \varphi) \Psi(\theta - \theta_0, \varphi - \varphi_0) d\theta d\varphi. \quad (3)$$

Из (3) следует, что антенная температура $T_{\text{а}}(\theta_0, \varphi_0)$ от объекта, находящегося в направлении (θ_0, φ_0) , формируется как от самого объекта в соответствии с долей мощности, принимаемой антенной системой из этого телесного угла, так и от окружающего объекта пространства в соответствии с характеристиками диаграммы направленности антенны. Некоторые методы уменьшения влияния бокового излучения антенны на точность измерения радиоярких температур рассмотрены в [1—3], но все они в качестве основного корректируемого параметра используют антенную температуру.

Таким образом, одним из основных факторов, влияющих на точность измерения радиоярких температур, является точность измерения антенных температур.

При оценке точности измерения антенных температур, как правило, рассматривают ее две компоненты:

1. Точность измерения абсолютных значений антенных температур.
2. Точность измерения малых вариаций антенных температур или чувствительность измерения антенных температур; под чувствительностью также понимается минимально обнаружимый сигнал.

Точность измерения абсолютных значений антенных температур определяется с помощью различных методов абсолютной калибровки аппаратуры и в значительной мере связана как с динамическим диапазоном принимаемых антенных температур, так и с базированием этой аппаратуры (космическое, авиационное, наземное и т. д.) [1, 3].

Чувствительность же измерения антенных температур зависит от типа и характеристик радиометрического приемника и характеристик фидерного тракта, связывающего антенну с приемником.

Общая шумовая температура $T_{\text{ш}}$, приведенная к выходному фланцу антенны, складывается из шумовой температуры антенны $T_{\text{а}}$, определяемой излучением окружающей среды, приведенной к выходному фланцу антенны шумовой температуры фидера $T_{\text{ш фид.прив}}$ и приведенной к выходному фланцу антенны шумовой температуры приемника $T_{\text{ш пр прив}}$

$$T_{\text{ш}} = T_{\text{а}} + T_{\text{ш.фид.прив}} + T_{\text{ш.пр.прив}} \quad (4)$$

Приведенная к выходному фланцу антенны шумовая температура фидера:

$$T_{\text{ш.фид.прив}} = T_{\text{фид}} \left(\frac{1}{\eta_{\text{фид}}} - 1 \right), \quad (5)$$

где $\eta_{\text{фид}}$ — коэффициент пропускания фидера по мощности; $T_{\text{фид}}$ — термодинамическая температура фидера.

Таким образом, базовые модели излучения земной поверхности позволяют создавать эффективные алгоритмы для учета влияния на результаты радиометрического зондирования различных поверхностных и подповерхностных факторов.

2. Основная часть

Основные параметры, определяемые из измерений собственного микроволнового излучения подстилающих покровов, следующие: влажность почв; подповерхностное увлажнение; уровень залегания грунтовых/подпочвенных вод до глубины 2—4 м; соленость и химическое загрязнение вод веществами, влияющими на электропроводность водной среды (кислоты, щелочи, сточные воды); температура водной поверхности; биомасса растительного покрова над водной поверхностью и/или влажной почвой.

Определяемые микроволновым радиометром показатели состояния объектов: контуры зон наводнения, заболоченные территории, зоны выпадения дождя; зоны нарушенного дренажа, подтопления автомобильных дорог и железных дорог; зоны, где образовался затор (препятствие из деревьев, земли, разрушенных строений), в результате которого происходит медленный сток воды из данного района; зоны, где происходит утечка воды через водные барьеры, дамбы и где с наибольшей вероятностью может произойти пробой ограждения водой; оползневые зоны; зоны разлива нефти на земной и водной поверхностях; контуры замерзших почвогрунтов; контуры районов островной и сплошной вечной мерзлоты, зоны таликов; ледовая обстановка на суше и на море; зоны повышенного нагрева суши в лесных районах, в районах вулканической активности, аварий нефтегазопроводов и разрушений, вызванных землетрясениями; волнение водной поверхности по степени ее покрытия пенообразованиями.

На основании изложенного выше можно заключить, что области применения разработанных технологий, следующие: ландшафтное микроволновое радиометрическое картирование (мониторинг) суши и водной

поверхности с различным тематическим приложением; мелиорация, гидрология, сельское хозяйство; чрезвычайные ситуации: контуры/границы наводнения и подтопления дорог; чрезвычайные ситуации: выявление зон утечки воды через дамбы; чрезвычайные ситуации и экология: разливы химических загрязнений на водной поверхности; чрезвычайные ситуации: обнаружение контуров пожаров в условиях задымления; чрезвычайные ситуации в вулканологии: обнаружение зон повышенного нагрева на склонах вулканов; геоэкология и эпидемиология; микроволновая радиометрия рисовых полей на разных стадиях вегетации: водный режим, всхожесть, биомасса, урожай; страхование земли, строений на базе микроволновых радиометрических данных о водном режиме почв.

Способ определения влажности почвогрунтов при помощи микроволнового радиометрического зондирования основан на том, что микроволновый радиометр принимает собственное электромагнитное излучение Земли и отраженное от земной поверхности реликтовое излучение небесной сферы, при этом измеряются радиояркие температуры почвы при вертикальной и горизонтальной поляризациях антенны [1].

Микроволновые радиометрические влагомеры применяются не только для задач точного земледелия, но и для решения ряда практических задач [4, 5], таких как мониторинг гидрологической обстановки вдоль автомобильных трасс [6] и трубопроводов [7], а также для поиска мест подземных протечек земляных дамб и мест эрозии покрытия дамб [8], выявления очагов лесных пожаров [9] и обнаружения нефтяных пленок на поверхности воды [10].

При разработке микроволнового радиометра важным аспектом является оптимизация параметров микроволнового радиометра, обеспечивающих максимальную чувствительность системы зондирования к вариациям влажности и температуры почвы. Наиболее быстрый и дешевый способ оптимизации выбора параметров радиометрической системы — это моделирование.

Размещение микроволнового радиометра на беспилотном летательном аппарате (квадрокоптере) показано на рис. 1(а) микроволновый радиометр L -диапазона представляет сборку двухполяризационной антенны с приемником. Размер микроволнового радиометра определяется размером антенны, который определяется рабочей длиной волны и требуемой шириной главного лепестка диаграммы направленности антенны. Антенна печатного типа собирается из двух печатных плат размером 360×360 мм. На наружной плате расположены четыре вибратора, на внутренней плате расположены микрополосковые сумматоры и выходные разъемы для сигналов горизонтальной и вертикальной поляризации. Внешний вид антенны с ин-

фрактасным датчиком температуры показан на рис.1(б). Основные технические параметры микроволнового радиометра представлены в табл. 1.

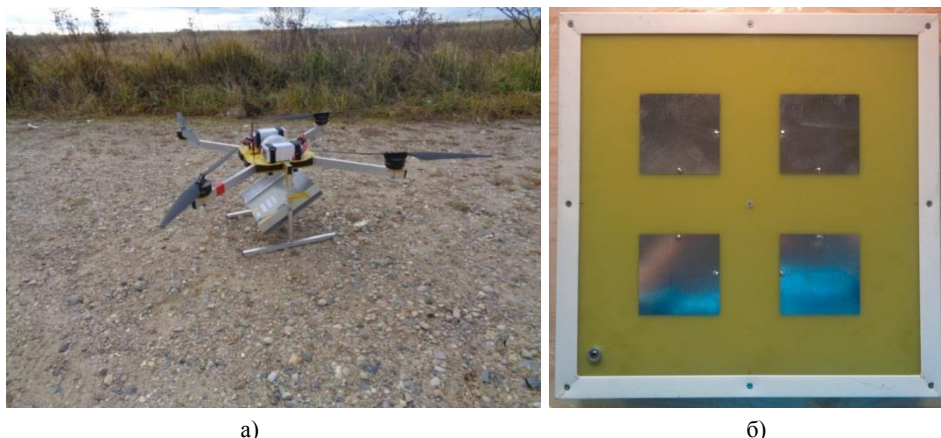


Рис. 1. Размещение микроволнового радиометра на квадрокоптере (а) и внешний вид антенны с ИК-датчиком (б).

Fig. 1. Placement of the microwave radiometer on the quadcopter (a) and external view of the antenna with IR sensor (б)

Таблица 1. Основные технические параметры микроволнового радиометра.

Table 1. Main technical parameters of the microwave radiometer

Параметр	Значение
Центральная частота, МГц	1420
Ширина полосы приема, МГц	50
Количество приемных каналов	2
Вертикальная и горизонтальная поляризации	
Способ обзора	трассовый
Ширина обзора, разрешаемый элемент, Н-высота полета	$1,0 \cdot H$
Чувствительность, К	1,0
Тип регистратора	SD-Card
Время записи, не менее Час	3
Ширина главного лепестка диаграммы направленности антенны, град	± 30
Коэффициент рассеяния антенны, %	73
Напряжение питания, В	12
Потребляемая мощность, Вт	5,8
Масса, кг	2,8
Габаритные размеры, мм	360×360×40

Микроволновый радиометр собран по известной [5] схеме радиометра с двухпортовой модуляцией, имеет два внутренних эталона температур с различными температурами и микроволновый переключатель для периодического подключения к входу приемника сигналов от выходов антенны и эталонов. Выходной сигнал приемника преобразуется в цифровую форму и передается в микроконтроллер, который сохраняет данные на флеш-карту вместе с информацией от инфракрасного датчика, размещенного в корпусе антенны, и навигационных датчиков — приемника спутниковой навигационной системы, а также от трехосевого акселерометра. Блок-схема микроволнового радиометра с датчиками представлена на рис. 2. Микроволновый радиометр размещается на беспилотном летательном аппарате так, чтобы ось главного лепестка диаграммы направленности антенны была направлена вперед по ходу летательного аппарата под углом 30 градусов к вертикали.

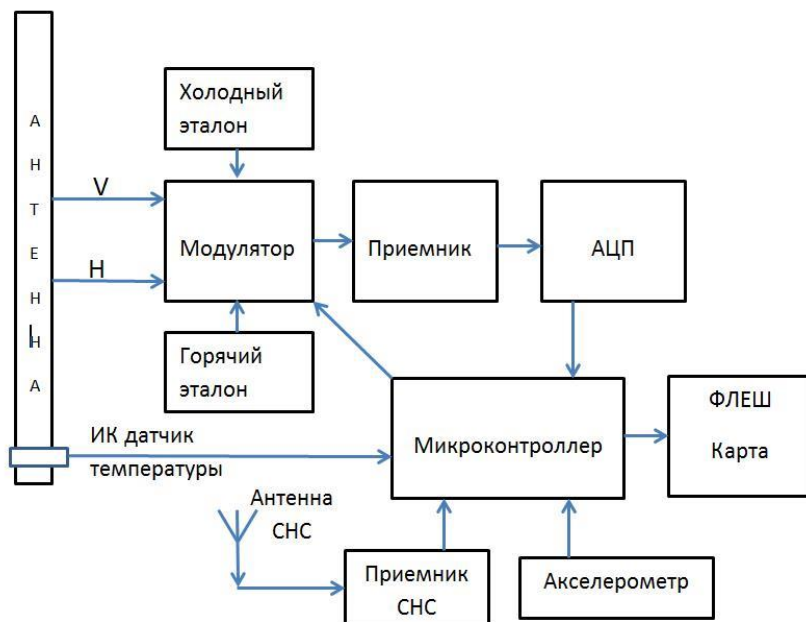


Рис. 2. Блок-схема микроволнового радиометра с датчиками.

Fig. 2. Block diagram of microwave radiometer with sensors

Квадрокоптер по заданной программе управления автоматически совершает полет на заданной высоте вдоль параллельных линий над тестовым полем, с записью данных на карту памяти. После посадки карта с данными переносится в персональный компьютер, и данные обрабатываются.

В результате обработки данных создаются две геопривязанные карты — карта влагосодержания почвы и карта температур поверхности почвы.

Схема зондирования земной поверхности с квадрокоптера показана на рис. 3.

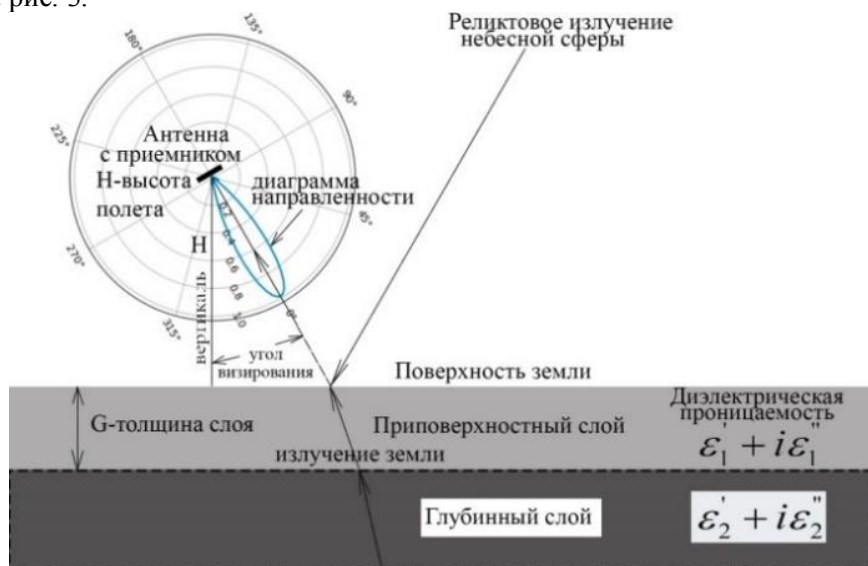


Рис. 3. Схема зондирования земной поверхности с квадрокоптера.

Fig. 3. Schematic of ground surface sensing from a quadcopter

Для построения карты температур используются данные инфракрасного датчика температуры и навигационные данные. Карта влажности вычисляется в два этапа: сначала вычисляются радиояркие температуры по горизонтальной и вертикальной поляризациям, затем, на их основе и с учетом температуры поверхности почвы вычисляется комплексная диэлектрическая проницаемость почвы, которая может пересчитываться во влажность почвы и степень минерализации почвы. Следует отметить, что точность пересчета яркость — влажность известных алгоритмов зависит от многих факторов, в частности, от типа растительного покрова, количества биомассы, высоты растений и т. д. [5].

3. Результаты

Натурный эксперимент проводился на полях овощного комплекса ЗАО «Городище» в Ступинском районе Московской области. Целью эксперимента была проверка корреляции данных радиометрического зондирования влажности почвы с данными съемки микрорельефа поля.

В качестве носителя аппаратуры был выбран трактор. Размещение аппаратуры на новом носителе потребовало корректировки методики применения аппаратуры и программного обеспечения. Используемая методика дистанционных измерений влажности почвы с помощью радиометра с борта трактора предполагает: размещение радиометра на тягово-сцепном устройстве трактора так, чтобы плоскость приемной антенны радиометра была бы наклонена на угол величиной 30 градусов и ось главного лепестка диаграммы направленности антенны была бы направлена назад по ходу движения носителя; проверку электромагнитной совместимости двигательной установки и штатных электронных систем трактора с микроволновым радиометром; пересчет данных в радиоярких температурах подстилающей поверхности на вертикальной и горизонтальной поляризациях в значения комплексной диэлектрической проницаемости почвы путем решения уравнений Френеля [11] с использованием данных о температуре поверхности от датчика температуры инфракрасного диапазона, с учетом данных о положении носителя от встроенной автономной навигационной системы для коррекции амплитудных искажений значений измеренных величин температур, вызванных траекторными нестабильностями носителя, вследствие воздействия атмосферных возмущающих факторов; пересчет полученных значений комплексной диэлектрической проницаемости в значения влажности почвы с учетом априорно известных параметров почвы и растительного покрова, а также данных о длине волны принятого излучения; построение тематических карт влажности и температуры поверхности путем пересчета географических координат точек визирования, при интервале визирования в одну секунду, в декартовы координаты пикселей карты с цветовым заполнением пикселей карты цветом из заданной палитры влажность — цвет или температура — цвет, интерполирование данных вдоль траектории движения носителя и экстраполирование данных поперек линий движения носителя; сохранение полученных карт и исходных данных в специализированной базе данных для дальнейшего использования в системе машинного обучения и искусственного интеллекта.

Радиометр устанавливался на тягово-сцепном устройстве трактора. При такой схеме установки визирование производится «назад». Высота установки антенны над уровнем земли составляла 1 м. При этом разрешаемый элемент по уровню 3 дБ на земле имеет форму эллипса с размером малой поперечной полуоси 0,5 м и большой продольной полуоси 0,6 м. Радиометр получает питание от встроенного аккумулятора, обеспечивающего непрерывную работу радиометра и системы навигации и регистрации данных на протяжении 4 часов. Микрорельеф определялся при помощи прецизионного приемника спутниковой навигационной системы.

После окончания эксперимента радиометрические данные переносились на флеш-карте в персональный компьютер, где проводилась вторичная обработка данных. Алгоритм обработки реализует предварительную проверку и фильтрацию данных, калибровку данных по внешним источникам, построение тематических карт радиояркостных температур по двум поляризациям, карт влагосодержания продуктивного слоя почвы, карты поверхностной температуры почвы по данным инфракрасного датчика (пирометра). Карта микрорельефа строилась при помощи специализированного программного обеспечения.

На рис. 4(а) показана карта влажности тестового поля, полученная на основе радиометрических данных. Карта температур поверхности почвы по данным датчика инфракрасного диапазона представлена на рис. 4(б).

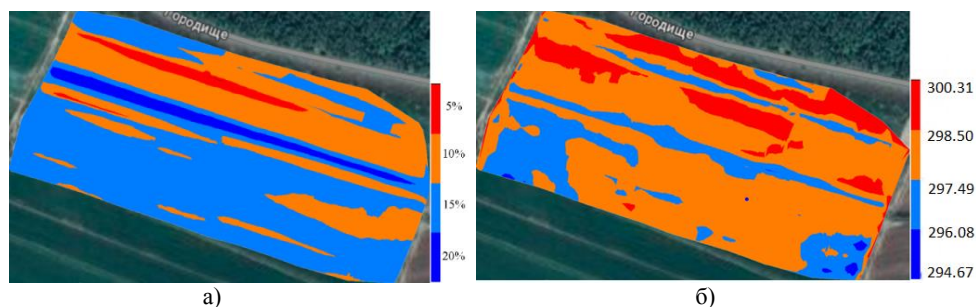


Рис. 4. Карта влажности тестового поля (а) и карта температур почвы по данным датчика инфракрасного диапазона (б).

Fig. 4. Moisture map of the test field (a) and soil temperature map from the infrared sensor data (b)

На рис. 5. представлена карта микрорельефа поля, полученная в ходе полевого эксперимента при помощи спутникового навигационного приемника.

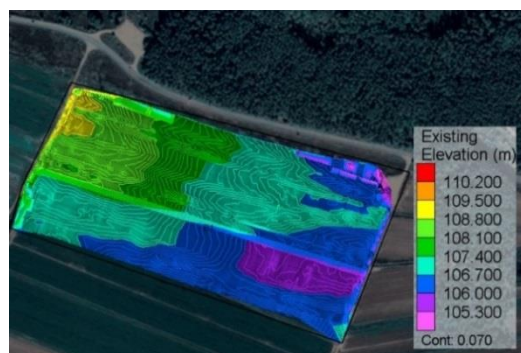


Рис. 5. Карта микрорельефа поля.

Fig. 5. Field microrelief map

Анализ полученных карт показал, что из трех представленных выше карт наилучшей корреляцией обладают карты влажности почвы и микроре-

льефа местности. Более низкие плоские места являются более влажными. Хотя стопроцентной корреляции нет ни для одной из карт, что означает относительную независимость параметров карт и взаимное дополнение данных разных типов. Вариации температур по полю в основном укладываются в диапазон в четыре градуса, а вариации влажности — в диапазон 10 %.

4. Заключение

Полученные результаты подтверждают актуальность метода для использования его в системе точного землепользования. Оперативность получения данных, в идеале, в масштабе времени, близком к реальному, позволяет использовать эти данные для управления поливом. Данные микрорельефа почвы позволяют оптимизировать мелиоративные мероприятия для обеспечения однородности условий развития и роста растений, а также уменьшения потерь и повышения урожайности.

Проведенные эксперименты показали, что сельскохозяйственные машины пригодны для размещения на них и перемещения по полю радиометрической и навигационной аппаратуры. Для этой цели лучше бы подошел квадроцикл, способный перемещаться по полю с такой же скоростью, но потребляющий в разы меньше топлива. Кроме квадроцикла, возможно также в качестве носителя аппаратуры использовать квадрокоптер, так как ту же площадь он способен облететь в несколько раз быстрее и с меньшими затратами энергии. При использовании квадрокоптера можно не беспокоиться за повреждения растений при перемещении носителя.

В результате эксперимента была подтверждена корреляция между влажностью почвы и микрорельефом поля. Как и ожидалось, более низменные места поля оказались более влажными.

В результате натурных экспериментов, можно сделать следующие выводы:

- подтверждена эффективность метода микроволнового радиометрического зондирования влажности почвы в различных регионах, на различных типах почв и в различных условиях приема;

- проверена электромагнитная совместимость микроволновых радиометров различных диапазонов и поляризации с различными носителями аппаратуры;

- получены и сохранены в специализированной базе данных ценные научные данные с целью дальнейшего использования в системе машинного обучения для уточнения радиационно-влажностных регрессий;

- накоплен опыт работы в условиях внешних помех с записью данных, содержащих помехи с целью дальнейших поисков путей подавления внешних помех.

Список литературы

1. Агасиева С. В., Гудков А. Г., Сидоров И. А. [и др.]. Радиометрия. Москва : Издательский дом «Научная библиотека», 2024. 336 с.
2. Shutko A. M., Haldin A. A., Novichikhin E. P. [et al.]. Microwave radiometers and their application in field and aircraft campaigns for remote sensing of land and water surfaces. In : Proc. IGARSS'95 (Firenze, Italy, July 10–14, 1995). P. 734–735.
3. Shutko A., Haldin A., Novichikhin E. [et al.]. Application of microwave radiometers for wetlands and estuaries monitoring. In : Proc. 4th International Conference on A Remote Sensing for Marine and Coastal Environment (Florida, USA, March 17–19, 1997). Vol. 1. P. 553–561.
4. Ulaby F. T., Long D. G. Microwave Radar and Radiometric Remote Sensing. Ann Arbor : University of Michigan Press. 2013. 902 p.
5. Верба В. С., Гуляев Ю. В., Шутко А. М., Крапивин В. Ф. СВЧ-радиометрия земной и водной поверхностей: от теории к практике. София : Акад. изд-во им. проф. М. Дринова, 2013. 296 с.
6. Сидоров И. А., Солдатенко А. П., Гудков А. Г., Леушин В. Ю., Новичихин Е. П. Результаты натурных экспериментов по мониторингу гидрологической обстановки вдоль автомобильных дорог многочастотной поляриметрической системой СВЧ-радиометров // Машиностроитель. 2015. № 12. С. 46–55.
7. Сидоров И. А., Гудков А. Г., Систер В. Г., Иванникова Е. М., Леушин В. Ю. Мониторинг гидрологической обстановки вдоль трасс трубопроводов методами микроволновой радиометрии // Химическое и нефтегазовое машиностроение. 2020. Т. 56, № 11. С. 34–36.
8. de Jeu R. [et al.]. Safety inspection of levees with L-band radiometry. In : Proc. 11th Specialist Meeting on Microwave Radiometry and Remote Sensing of the Environment (Washington, DC, USA, March 1–4, 2010). P. 96–98.
9. Sister V. G. [et al.]. Detection of forest and peat-bog fire centers by means of microwave radiometer sounding // Chemical and Petroleum Engineering. 2016. Vol. 52. P. 123–125.
10. Гудков А. Г. [др.]. О возможности обнаружения нефтяных пленок на поверхности воды методами микроволновой радиометрии // Химическое и нефтегазовое машиностроение. 2019. Т. 55, № 1. С. 34–36.
11. Сидоров И. А. Результаты исследования устойчивости и однозначности решения уравнений Френеля в задачах радиометрического зондирования земной поверхности // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии. 2021. № 3. С. 452–453.

Информация об авторах

Гудков Александр Григорьевич, доктор технических наук, профессор кафедры РЛ6 «Технологии приборостроения» Московского государственного технического университета им. Н. Э. Баумана, Москва, Российская Федерация.

Сидоров Игорь Александрович, кандидат технических наук, доцент кафедры РЛ6 «Технологии приборостроения» Московского государственного технического университета им. Н. Э. Баумана, Москва, Российская Федерация.

Новичихин Евгений Павлович, кандидат физико-математических наук, старший научный сотрудник лаборатории обработки данных дистанционного зондирования Фрязинского отделения института радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН, Фрязино, Российская Федерация.

Чижиков Сергей Владимирович, ассистент кафедры РЛ6 «Технологии приборостроения» Московского государственного технического университета им. Н. Э. Баумана, Москва, Российская Федерация.

Microwave Radiometry of the Earth Surface

A. G. Gudkov¹, I. A. Sidorov¹, E. P. Novichikhin², and S. V. Chizhikov¹

¹Moscow State Technical University n. a. N. E. Bauman
5, 2-ya Baumanskaya st., Moscow, 105005, Russian Federation

²Institute of Radio Engineering and Electronics RAS, Fryazino Branch
1, Vvedenskogo ave., Fryazino, 141190, Russian Federation
profgudkov@gmail.com

Received: May 20, 2025

Peer-reviewed: June 20, 2025

Accepted: June 20, 2025

Abstract: The radiometric method of remote sensing of the earth surface is considered. It is shown that microwave radiometers make it possible to determine various parameters of the investigated surface, in particular, soil moisture and temperature, ground and subsoil water table, biomass of vegetation cover, etc. The method can be used in various fields of national economy. Schemes and designs of microwave radiometers, their installation on unmanned aerial vehicles and ground carriers are presented. The results of full-scale tests of radiometers are presented. The prospect of using microwave radiometers in the national economy is substantiated.

Keywords: microwave radiometry, earth surface, soil moisture and temperature, vegetation.

For citation (IEEE): A. G. Gudkov, I. A. Sidorov, E. P. Novichikhin, and S. V. Chizhikov, "Microwave Radiometry of the Earth Surface," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 8, no. 6, pp. 944–957, 2025, doi: 10.21227/mhk3-1w78. (In Russ.).

References

- [1] S. V. Agasieva, A. G. Gudkov, I. A. Sidorov, [et al.], *Radiometry*, Moscow: Nauchnaya Biblioteka, 2024.
- [2] A. M. Shutko, A. A. Haldin, E. P. Novichikhin, [et al.], "Microwave radiometers and their application in field and aircraft campaigns for remote sensing of land and water surfaces," in *Proc. IGARSS'95* (Firenze, Italy, July 10–14, 1995). P. 734–735, 1995.
- [3] A. Shutko, A. Haldin, E. Novichikhin, [et al.], "Application of microwave radiometers for wetlands and estuaries monitoring," in *Proc. 4th International Conference on A Remote Sensing for Marine and Coastal Environment* (Florida, USA, March 17–19, 1997), vol. 1, P. 553–561, 1997.
- [4] F. T. Ulaby and D. G. Long, *Microwave Radar and Radiometric Remote Sensing*. Ann Arbor: University of Michigan Press. 2014.
- [5] V. S. Verba, Y. V. Gulyaev, A. M. Shutko, V. F. Krapivin, *Microwave Radiometry of Land and Water Surfaces: From Theory to Practice*. Sofia: Marin Drinov Academic Publishing, 2014. (In Russ.).

- [6] I. A. Sidorov, A. P. Soldatenko, A. G. Gudkov, V. Y. Leushin, and E. P. Novochikhin, "Results of field experiments on monitoring the hydrological situation along highways with a multifrequency polarimetric system of microwave radiometers," *Mashinostroitel*, no. 12, pp. 46–55, 2015. (In Russ.).
- [7] I. A. Sidorov, A. G. Gudkov, V. G. Sister, E. M. Ivannikova, and V. Y. Leushin, "Monitoring of the hydrological situation along pipeline routes by means of microwave radiometry methods," *Chemical and Petroleum Engineering*, vol. 56, pp. 929–934, 2021.
- [8] R. de Jeu, [et al.], "Safety inspection of levees with L-band radiometry," in *Proc. 11th Specialist Meeting on Microwave Radiometry and Remote Sensing of the Environment* (Washington, DC, USA, March 1–4, 2010), pp. 96–98, 2010.
- [9] V. G. Sister, [et al.], "Detection of forest and peat-bog fire centres by means of microwave radiometer sounding," *Chemical and Petroleum Engineering*, vol. 52, pp. 123–125, 2016.
- [10] A. G. Gudkov, [et al.], "On the possibility of detecting oil films on water surface by microwave radiometry methods," *Chemical and Petroleum Engineering*, vol. 55, pp. 57–62, 2019.
- [11] I. A. Sidorov, "Results of investigation of stability and unambiguity of the solution of the Fresnel equations in the problems of radiometric sensing of the Earth surface," *Microwave and telecommunication technology*, no. 3, pp. 452–453, 2021.

Information about the authors

Alexander G. Gudkov, Doctor of Technical Sciences, Professor of the Department RL6 "Instrumentation Engineering Technologies", Bauman Moscow State Technical University, Moscow, Russian Federation.

Igor A. Sidorov, Candidate of Technical Sciences, Associate Professor of Department RL6 "Instrumentation Technology", Bauman Moscow State Technical University, Moscow, Russian Federation.

Evgeny P. Novichikhin, Candidate of Physical and Mathematical Sciences, Senior Researcher of the Laboratory of Remote Sensing Data Processing, Fryazino Branch of the V. A. Kotelnikov Institute of Radio Engineering and Electronics, Moscow, Russia.

Sergey V. Chizhikov, assistant of the Department RL6 "Instrumentation Engineering Technologies", Bauman Moscow State Technical University, Moscow, Russian Federation.

Анализ точностных характеристик дальномерного канала радиотехнических систем ближней навигации и посадки в сантиметровом диапазоне волн

^{1,3}Криворучко Ю. Т., ^{2,3}Фридман Л. Б., ³Король В. М., ³Княжский А. Ю.

¹Санкт-Петербургский государственный университет гражданской авиации
ул. Пилотов, д. 38, г. Санкт-Петербург, 196210, Российская Федерация

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

³АО «Обуховский завод»
пр. Обуховской Обороны, д. 120, г. Санкт-Петербург, 192012, Российская Федерация
krivoruchko.yuri@mail.ru

Получено: 20 мая 2025 г.

Отрецензировано: 20 июня 2025 г.

Принято к публикации: 20 июня 2025 г.

Аннотация: Приведены результаты оценки точностных характеристик каналов измерения дальности радиотехнических систем ближней навигации и посадки. Оценка выполнена с учетом особенностей аппаратной реализации бортовой и наземной (азимутально-дальномерный радиомаяк) аппаратуры радиотехнических систем ближней навигации, используемых при обработке радионавигационных сигналов алгоритмов, формата сигналов каналов измерения дальности, а также помеховой обстановки (синхронные и несинхронные внутрисистемные помехи). Рассмотрено влияние отражений от местных объектов, влияние внешних помех, искажений сигнала в бортовом приемнике и погрешности, вносимой аппаратурой наземного азимутально-дальномерного радиомаяка, в общую погрешность измерения дальности. С учетом указанных мешающих факторов определена общая погрешность определения дальности, а также составляющая погрешности, вносимая аппаратурой наземного азимутально-дальномерного радиомаяка.

Ключевые слова: радиотехническая система ближней навигации и посадки, запрос дальности, азимутально-дальномерный радиомаяк, многолучевое распространение сигналов, среднеквадратическая ошибка.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Криворучко Ю. Т., Фридман Л. Б., Король В. М., Княжский А. Ю. Анализ точностных характеристик дальномерного канала радиотехнических систем ближней навигации и посадки в сантиметровом диапазоне волн // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2025. Т. 8, № 6. С. 958—969.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Криворучко, Ю. Т. Анализ точностных характеристик дальномерного канала радиотехнических систем ближней навигации и посадки в сантиметровом диапазоне волн / Ю. Т. Криворучко, Л. Б. Фридман, В. М. Король, А. Ю. Княжский // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2025. — Т. 8, № 6. — С. 958—969.

1. Введение

Каналы дальности (КД) радиотехнической системы ближней навигации (РСБН) и посадки работают по принципу «запрос — ответ» и реализуют импульсный (временной) метод определения дальности. Информация о дальности заключена в интервале времени между моментом излучения с летательного аппарата (ЛА) сигнала запроса дальности (ЗД) и моментом приема сигнала ответа дальности (ОД) с наземного азимутально-дальномерного радиомаяка (АДРМ):

$$t_D = 2D/c + t_{a.з.}, \quad (1)$$

где D — расстояние от ЛА до АДРМ; c — скорость распространения радиоволн; $t_{a.з.}$ — аппаратурная задержка сигнала.

В состав канала дальности входит бортовое оборудование — запросчик дальномера и наземный АДРМ, называемый также ответчиком дальномера. Одновременно с запуском измерителя времени включается передатчик запросчика и излучается кодированный сигнал ЗД на частоте f_{u1} . Принятый на АДРМ сигнал ЗД после приемника декодируется, задерживается на определенное время и вновь кодируется в устройстве обработки сигналов, после чего поступает на запуск передатчика. Последний излучает сигнал ОД на частоте f_{u2} . На борту ЛА сигнал ОД усиливается, декодируется в приемнике и используется для выключения (остановки) измерителя времени. Задержка сигнала в аппаратуре АДРМ ($t_{a.з.}$) поддерживается постоянной и учитывается при измерении.

Импульсный характер дальномерных сигналов позволяет АДРМ работать одновременно с несколькими запросчиками, т. е. способствует увеличению пропускной способности КД [1]. Применение различных частот и кодов для сигналов ЗД и ОД повышает помехоустойчивость запросчиков

к сигналам ЗД других ЛА и предотвращает запуск АДРМ собственными сигналами, отраженными от местных объектов.

Сигналы КД представляют собой импульсы колоколообразной формы с длительностью 1,5 мкс (ЗД) и 1,25 мкс (ОД). Сигналы ЗД (ОД) состоят из трех (двух) импульсов, разделенных кодовыми интервалами длительностью в несколько десятков микросекунд. Кодирование служит для повышения помехоустойчивости КД и облегчения опознавания радиомаяков. Кодовые интервалы различны для разных радиомаяков, что в сочетании с разными несущими частотами используется для выбора нужного радиомаяка.

Пары импульсов повторяются со средней частотой F_{Π} , которая выбирается из условия однозначности отсчета дальности $F_{\Pi} \leq c/(2R_{\max})$, где $R_{\max}$ — дальность действия КД. Следует отметить, что увеличение F_{Π} способствует повышению вероятности правильного обнаружения сигнала, но снижает пропускную способность КД. Поэтому при переходе в режим сопровождения по дальности частота F_{Π} уменьшается в 5—10 раз.

Следует отметить, что сигналы ЗД и ОД всегда отличаются друг от друга несущими частотами и кодовыми интервалами. Различия кодовых интервалов и несущих частот сигналов ЗД и ОД позволяют повысить помехоустойчивость запросчиков к сигналам запросов других ЛА и предотвратить запуск АДРМ собственными сигналами, отраженными от окружающих его объектов.

2. Формат сигнала дальномерного канала *MLS*

После выбора принципа измерения угловых координат в перспективной микроволновой посадочной системе (*MLS*) на конференции ИКАО в апреле 1978 г. наиболее важной нерешенной проблемой осталась проблема выбора формата сигнала дальномерного канала: Как известно, точность определения дальности определяется формулой (2):

$$\sigma_R = \frac{1}{\sqrt{2}F_{\text{эф}}\sqrt{\frac{E}{N}}} \quad (2)$$

где $F_{\text{эф}}$ — эффективная ширина спектра сигнала $u(t)$.

$$F_{\text{эф}} = \frac{1}{E} \int_{-\infty}^{\infty} (2\pi f)^2 |S(f)|^2 df \quad (3)$$

$\frac{E}{N}$ — отношение сигнал/шум; E — энергия сигнала; $S(f)$ — спектр сигнала $u(t)$.

Из этих формул видно, что с точки зрения точности измерения дальности все другие характеристики модулирующего сигнала, кроме ширины спектра, не играют роли. Окончательный выбор формата сигнала зависит

от технической реализации, электромагнитной совместимости с существующими системами, обеспечения требуемой канальности в заданном диапазоне частот, в частности в диапазоне *MLS*.

С точки зрения наиболее простой технической реализации в дальномерном канале *MLS* можно использовать:

- немодулированные запросные импульсы;
- импульсы с внутриимпульсной ФКМ;
- импульсы с внутриимпульсной ЧМ.

Принципиально, дальномерный канал можно реализовать в двух участках спектра частот *L*-диапазона (960—1215 МГц) и *C*-диапазона (5068—5187 МГц).

Согласно документу ИКАО AW0/78-0P-6 от 13.04.1978 г. точность измерения дальности при использовании радиомаяка выравнивания (2σ) должна быть равна 12 м, точность измерения высоты над порогом ВПП — 0,6 м (2σ).

В настоящее время во всем мире насчитывается 1000 ответчиков и 70000 запросчиков ДМЕ, работающих в диапазоне *L*.

Принцип измерения дальности «запрос — ответ», заложенный в формате ДМЕ, позволяет использовать его и для посадки. Однако точность измерения дальности в этом случае должна быть существенно повышена. Этого можно достигнуть:

- улучшением схем запросчика и ответчика;
- введением устройств контроля задержки в ответчике;
- повышением стабильности и величины счетной частоты;
- повышением точности фиксации за счет укорочения переднего фронта измерительного запросного импульса.

Для сигналов внутриимпульсной модуляции при укорочении переднего фронта первого импульса возникает в диапазоне *C* несколько проблем. Первая и самая важная состоит в необходимости сохранения отношения сигнал/шум на входе приемника, которое пропорционально pt и с уменьшением t требует увеличения пиковой мощности p . Потери в канале связи в основном определяются потерями при распространении в свободном пространстве, равном

$$L = 32,5 + 20(\lg R + \lg f), \quad (4)$$

где f — несущая частота, R — расстояние между передатчиком и ответчиком.

Дальномерный канал, реализуемый в *C*-диапазоне (частоты 5000—5250 МГц) имеет потери распространения в 20 раз больше, чем в *L*-диапазоне.

3. Факторы, влияющие на точность канала измерения дальности

Отличительной особенностью является работа запросчика и ответчика в специфической помеховой обстановке, когда существуют внутрисистемные синхронные и несинхронные помехи.

Синхронные помехи создаются сигналами ЗД, отраженными от окружающих АДРМ объектов и вызывающими повторный (ложный) запуск этого радиомаяка. Для исключения синхронных помех ответчик запрашивается на некоторое защитное время $t_{защ}$ после приема первого (пришедшего по кратчайшему пути) импульса запроса. Однако при этом возможно уменьшение числа ответов другим ЛА, чьи запросные сигналы попадают на интервал $t_{защ}$. Поэтому запросчики всегда рассчитываются на число ответов $N_{отв}$, меньшее числа запросов $N_{зап}$ (коэффициент ответов $K_{отв} = N_{отв}/N_{зап} < 1$).

Несинхронные внутрисистемные помехи создаются, главным образом, сигналами ОД другим («чужим») ЛА. Для борьбы с несинхронными помехами, т. е. для выделения «своего» ответного сигнала, применяют нестабилизированные генераторы, задающие период повторения сигналов ЗД, и частота повторения $F_{п}$ излучаемых запросных сигналов изменяется случайным образом относительно определенного среднего значения $F_{п}$. При этом «свой» ответный сигнал оказывается задержанным относительно ЗД на время t_R , которое можно считать постоянным на интервале в несколько периодов повторения $T_{п}$ сигналов ЗД, а «чужие» сигналы ОД представляют собой несинхронные помехи, избавиться от которых можно с помощью стробирования приемного тракта (или его части) по времени.

Использование ответчика способствует увеличению отношения мощностей сигнала и шума на входе измерителя времени запросчика. Поэтому преобладающее влияние на точность дальнометрии оказывает не флуктуационная, а аппаратная погрешность. Так как измерители времени реализуются в цифровом варианте, основной составляющей этой погрешности может быть дискретность отсчета. Для ее уменьшения используют высокие (порядка нескольких мегагерц) частоты следования счетных импульсов.

Точность измерения дальности зависит главным образом от тех факторов, которые приводят к искажению временного положения переднего фронта ОД, так как измерение интервала времени производят обычно по передним фронтам импульсов. К числу таких факторов можно отнести отражения от местных объектов, помехи, принимаемые одновременно с полезным сигналом, и искажения сигнала в бортовом приемнике.

Влиянием отражений от местных объектов на бортовое оборудование можно пренебречь, так как передний фронт полезного импульса всегда соответствует кратчайшему расстоянию между АДРМ и ЛА [2]. Все отраженные сигналы проходят больший путь, и поэтому могут исказить только огибающую и задний фронт импульса. Исключение составляют сигналы ЗД, отраженные от местных объектов. Эти сигналы могут вызвать повторный запуск ответчика и появление мощных ОД на борту самолета, которые синхронны с импульсами ЗД. Для исключения этого явления в АДРМ вслед за принятым ЗД приемник запирается на защитное время $t_{защ}$. Запирание необходимо также для восстановления чувствительности приемника.

Влияние внешних помех на канал дальности мало из-за применяемого импульсного кодирования.

Источником погрешностей также является измеритель времени, аппаратные погрешности которого оказывают влияние на точность измерения дальности. Кроме того, на точность измерения влияет задержка сигнала в сравнительно узкополосных усилителях приемного тракта запросчика, которая зависит от уровня усиливаемого сигнала, нестабильности температуры и уходов несущей частоты.

4. Точность измерения дальности на борту ЛА

В канале дальности РСБН используются цифровые следящие импульсные радиодальнометры (РД), измеряющие время запаздывания сигнала ОД относительно сигнала ЗД по второму импульсу пары импульсов, разделенных кодовым интервалом (совмещение второго и первого импульсов ОД выполняется в декодирующем устройстве бортовой аппаратуры). При постоянстве и известном значении задержки сигнала в АДРМ основное уравнение рассматриваемого дальнометра согласно [1] имеет вид

$$D = 0,5ct_R = Mt_R, \quad (5)$$

где $t_R = t_D - t_{a.з.}$.

Из (5) следует, что масштабный коэффициент M не зависит от проектировщика системы, и точность РД определяется только точностью измерения t_R и степенью стабильности скорости распространения радиоволн.

Из (5) получаем среднеквадратичную погрешность (СКП) измерения дальности с помощью РД:

$$\sigma_R = D \left[\left(\frac{\sigma_M}{M} \right)^2 + \left(\frac{\sigma_t}{t_R} \right)^2 \right]^{1/2}, \quad (6)$$

где σ_M — составляющая СКП, определяемая нестабильностью скорости распространения радиоволн; σ_t — составляющая СКП, определяемая аппаратурной погрешностью измерения t_R .

Анализ уравнения (6) показывает, что σ_M , даже в наихудших условиях, когда $(\sigma_c/c) = 10^{-4}$ (σ_c — среднеквадратичное отклонение скорости распространения радиоволн), а $D = 600$ км (высота полета ЛА — около 20 км), составляет примерно 60 м, что позволяет в обычных условиях использования РСБН не учитывать нестабильность скорости распространения радиоволн и считать, что основной вклад в бюджет точности КД вносит аппаратурная погрешность измерения времени задержки t_R сигнала ОД.

В цифровом РД к указанным составляющим добавляется погрешность дискретности отсчета $\sigma_{ДС} = (0,5cT_{сч})/\sqrt{12}$, зависящая от периода повторения счетных импульсов.

Реальная точность КД характеризуется СКП $\sigma_R \approx 100$ м.

5. Погрешность, вносимая наземной частью дальномерного канала в измерение дальности на борту ЛА

Основные причины, вызывающие погрешность наземной части дальномерного канала:

- несовершенство наземного оборудования;
- флуктуационный шум.

При выполнении анализа принято, что длительность переднего фронта сигнала на выходе наземного приемного устройства составляет $\tau_\phi = 0,3 \div 0,4$ мкс.

Ошибка наземного оборудования состоит из систематической и флуктуационной составляющих: численные значения этих величин требуются оценить и найти пути их минимизации.

Основными составными частями наземной части дальномерного канала, вносящими вклад в погрешность измерения дальности являются приемник, дешифратор, шифратор и передающее устройство [2, 3].

Погрешность, вносимая приемником наземной части, имеет следующие составляющие:

- нестабильность задержки (климатические изменения, разброс параметров, нестабильность питания и т. п.) $\tau_1 = 0,1$ мкс (здесь и далее в ка-

честве погрешностей τ рассматриваются максимальные значения погрешностей 3σ , где σ — среднеквадратическое отклонение);

— смещение точки привязки к переднему фронту импульса при отсутствии автоматической регулировки усиления (АРУ) $\tau_2 = \tau_\phi / 2 = 0,2$ мкс;

— смещение точки привязки из-за детектирования (уровень фиксации $K = 0,5$): $\tau_3 = \frac{1-K}{Ka^2} \tau_\phi = 0,4 \cdot 10^{-4}$ мкс, где a — отношение сигнал/шум по мощности для посадочной системы (максимальная дальность около 30 км) принимаемое равным 100 [1].

Погрешности дешифратора и шифратора имеют следующие составляющие [1, 4]:

— кратковременная нестабильность порога $\tau_4 = 0,03$ мкс;

— неточность установки порога $\tau_5 = 0,03$ мкс;

— ошибка дискретности при тактовой частоте, на которой работает шифратор и дешифратор $f_T = 10$ МГц: $\tau_6 = \frac{1}{2f_T} = 0,05$ мкс;

— погрешность установки номинального значения задержки $\tau_7 = 0,025$ мкс;

— флуктуационная ошибка $\tau_8 = 3 \cdot \tau_\phi / a = 0,012$ мкс, где $a = 100$.

Погрешность передающего устройства определяется нестабильностью задержки его выходного сигнала $\tau_9 = 0,1$ мкс.

Систематическая ошибка измерения задержки сигнала, вносимая наземной частью дальномерного канала

$$\begin{aligned} \tau_{PD} &= 3 \cdot \sigma_{PD} = \sqrt{(\tau_1^2 + \tau_2^2 + \tau_3^2 + \tau_5^2 + \tau_7^2 + \tau_9^2)} = \\ &= \sqrt{(0,1^2 + 0,2^2 + (0,4 \cdot 10^{-4})^2 + 0,03^2 + 0,025^2 + 0,1^2)} = 0,25 \text{ мкс.} \end{aligned}$$

Систематическая ошибка, вносимая наземной частью дальномерного канала

$$d_{PD} = c \cdot \tau_{PD} / 2 = 3 \cdot \sigma_{PD} = 3 \cdot 10^8 \cdot 0,25 \cdot 10^{-6} / 2 \approx 38 \text{ м.}$$

Флуктуационная ошибка измерения задержки сигнала, вносимая наземной частью дальномерного канала

$$\tau_{PD-} = 3 \cdot \sigma_{PD-} = \sqrt{(\tau_4^2 + \tau_6^2 + \tau_8^2)} = \sqrt{(0,03^2 + 0,05^2 + 0,012^2)} = 0,06 \text{ мкс.}$$

Флуктуационная ошибка, вносимая наземной частью дальномерного канала

$$d_{PD-} = c \cdot \tau_{PD-} / 2 = 3 \cdot \sigma_{PD-} = 3 \cdot 10^8 \cdot 0,06 \cdot 10^{-6} / 2 = 9 \text{ м.}$$

Полная ошибка измерения задержки сигнала, вносимая наземной частью дальномерного канала

$$\tau_{PD\Sigma} = \tau_{PD} + \tau_{PD-} = 0,25 + 0,06 = 0,31 \text{ мкс.}$$

Полная ошибка, вносимая наземной частью дальномерного канала

$$d_{PD\Sigma} = d_{PD} + d_{PD-} = 38 + 9 = 47 \text{ м.}$$

Введение схемы регулирования (подстройки) задержки тракта наземной части дальномерного канала по контрольному сигналу позволяет исключить влияние следующих факторов:

— климатических воздействий на тракты приемного и передающих устройств;

— неточности установки порога;

— погрешности установки номинального значения задержки в тракте.

Согласно [2], величина погрешности подстройки задержки может достигать величины не более $\tau_{11} = 3\sigma_{11} = 0,03 \div 0,05 \text{ мкс.}$

Другим способом повышения точностных характеристик является обеспечение в наземном приемнике фиксации момента прихода сигнала вне зависимости от уровня приходящего сигнала. Одним из приемов, позволяющим уменьшить смещение точки привязки к переднему фронту при изменении уровня приходящего сигнала, является калибровка задержки наземной части дальномерного канала при большом уровне сигнала, т. е. по начальной части переднего фронта. Такой способ целесообразно применять в посадочных системах, т. к. их наибольшая точность требуется на малых удалениях. Применяя указанный способ, можно обеспечить максимальное смещение точки фиксации не более $\tau_{12} = 0,05 \text{ мкс.}$

За счет перечисленных технических решений систематическая ошибка измерения задержки сигнала, вносимая наземной частью дальномерного канала, снизится до величины

$$\tau_{PD}' = \sqrt{(\tau_3^2 + \tau_{11}^2 + \tau_{12}^2)} = \sqrt{((0,4 \cdot 10^{-4})^2 + 0,05^2 + 0,05^2)} = 0,07 \text{ мкс.}$$

Систематическая ошибка, вносимая наземной частью дальномерного канала

$$d_{PD}' = c \cdot \tau_{PD}' / 2 = 3 \cdot 10^8 \cdot 0,07 \cdot 10^{-6} / 2 \approx 10 \text{ м.}$$

Полная ошибка, вносимая наземной частью дальномерного канала

$$d_{PD\Sigma}' = d_{PD}' + d_{PD-} = 10 + 9 = 19 \text{ м.}$$

6. Заключение

За счет предложенных технических решений инструментальная погрешность измерения дальности в наземной части дальномерного канала MLS может быть снижена приблизительно в 2,5 раза (с 47 м до 19 м).

Список литературы

1. Фридман Л. Б. Анализ точностных характеристик дальномерных каналов радиотехнических систем ближней навигации // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2020. Т.3, № 2. С. 181—189.
2. Басевич Я. С., Митрофанов В. А., Файнгольд И. М. К вопросу о построении радиодальмера повышенной точности // Вопросы радиоэлектроники. Сер. ОТ. 1981. Вып. 15.
3. Пахолков Г. А., Збрицкая Г. Е., Криворучко Ю. Т. [и др.] Обработка сигналов в радиотехнических системах ближней навигации. М. : Радио и связь, 1992. 256 с.
4. Фридман Л. Б., Ершов Г. А., Недобежкин М. И., Сеницын Е. А. Повышение помехоустойчивости дальномерного и информационного радиоканалов системы ПРМГ при действии внутрисистемных помех. В сб. : 28-я Международная конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (Севастополь, 9—15 сентября 2018 г.). 2018. Том 2. С. 398—402.

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.

Фридман Леонид Борисович, д. т. н., профессор Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения, начальник бюро 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.

Княжский Александр Юрьевич, к. т. н., начальник экспертного отдела, АО «Обуховский завод», г. Санкт-Петербург, Российская Федерация.

The analysis of Precision of Domestic Radio System Short-Range Navigation and Landing in Microwave Band

Y. T. Krivoruchko^{1,3}, L. B. Fridman^{2,3}, V. M. Korol³, and A. Y. Knyazhsky³

¹ St. Petersburg State University of Civil Aviation
38, Pilotov st., St. Petersburg, 196210, Russian Federation

² St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation
67, Bolshaya Morskaya st., St. Petersburg, 190000, Russian Federation

³ JRS «Obukhov Plant»
120, Obukhovskoy Oborony ave., St. Petersburg, 192012, Russian Federation
krivoruchko.yuri@mail.ru

Received: May 20, 2025

Peer-reviewed: June 20, 2025

Accepted: June 20, 2025

Abstract: The results of precision evaluation of the range measuring channels for short-range navigation and landing systems are presented. The evaluation is performed taking into account the features of the hardware implementation of onboard and ground equipment of short-range navigation systems, the radio navigation signal processing algorithms, the format of the signals of the range measuring channels as well as interference environment. The influence of reflections from local objects is considered as well as signal distortions in onboard receiver and inaccuracies in the ground range-azimuth beacon. Taking into account these interfering factors, the overall error in the range finding is determined as well as the part of the error introduced by the equipment of the ground range-azimuth beacon.

Keywords: short-range navigation and landing system, range request, range-azimuth beacon, multipath propagation of signals, RMS error.

For citation (IEEE): Y. T. Krivoruchko, L. B. Fridman, V. M. Korol, and A. Y. Knyazhsky, "The analysis of Precision of Domestic Radio System Short-Range Navigation and Landing in Microwave Band," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 8, no. 6, pp. 958–969, 2025, doi: 10.21227/g8tr-z216. (In Russ.).

References

- [1] L. B. Fridman, [et al.], "The analysis of precision of the range measuring channels for short-range navigation systems," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 2, no. 1, pp. 119–128, 2019. (In Russ.).
- [2] Ya. S. Basevich, [et al.], "On the issue of building a high-precision radio range finder," *Voprosy radioelektroniki, series OT*, iss. 15, 1981. (In Russ.).

- [3] G. A. Pakholkov, G. E. Zbitskaia, Y. T. Krivoruchko, [et al.], *Signal Processing in radio system of short-range navigation*, Moscow: Radio i svyaz, 1992. (In Russ.).
- [4] L. B. Fridman, [et al.], "Increasing the interference immunity of the range finder and information radio channels of the domestic decimeter landing beacon group system under the action of intra-system interference," in *28-th International Crimean Conference "CriMiCo"*, vol. 2, pp. 398–402, 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.

Leonid B. Fridman, Dr. Tech. Sc., Professor of State University of Aerospace Instrumentation. Head of Division, JRS "Obukhov Plant", St. Petersburg, Russian Federation.

Victor M. Korol, Ph. D., chief scientific director, JRS "Obukhov Plant", St. Petersburg, Russian Federation.

Alexander Y. Knyazhsky, Ph. D., Head of the Expert Department, JRS "Obukhov Plant", St. Petersburg, Russian Federation.

Волноводный двухдиапазонный полосно-пропускающий фильтр

Корж В. Н., Губский Д. С., Крутиев С. В.

Южный федеральный университет

ул. Зорге, д. 5, г. Ростов-на-Дону, 344090, Российская Федерация

skrutiev@sfedu.ru

Получено: 20 мая 2025 г.

Отрецензировано: 20 июня 2025 г.

Принято к публикации: 20 июня 2025 г.

Аннотация: В статье рассматривается синтез двухдиапазонного полосно-пропускающего квазиэллиптического волноводного фильтра четвертого порядка. Синтезированный фильтр рассчитан на работу в частотном диапазоне 5–8 ГГц, используемый волновод — WR-137. Разработанная компьютерная модель волноводного фильтра представляет собой два соединенных и изогнутых фильтра нижних и верхних частот, имеющих нули пропускания в своей амплитудно-частотной характеристике. Ширина первой полосы пропускания равна 5,44–5,89 ГГц, второй 6,52–6,95 ГГц. В работе показано сравнение результатов АЧХ изготовленного прототипа с синтезированной компьютерной моделью в программном пакете CST Studio.

Ключевые слова: двухдиапазонный полосовой фильтр, квазиэллиптический фильтр, параллельная структура, волноводный фильтр.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Корж В. Н., Губский Д. С., Крутиев С. В. Волноводный двухдиапазонный полосно-пропускающий фильтр // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2025. Т. 8, № 6. С. 970—982.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Корж, В. Н. Волноводный двухдиапазонный полосно-пропускающий фильтр / В. Н. Корж, Д. С. Губский, С. В. Крутиев // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2025. — Т. 8, № 6. — С. 970—982.

1. Введение

Волноводные фильтры являются одним из наиболее широко распространенных элементов СВЧ систем. Они обладают высокими передаваемыми мощностями, минимальными потерями, и являются полностью экранированными структурами [1—2].

В настоящее время все более широкое применение находят двухдиапазонные волноводные фильтры. Они предназначены для селективного пропускания сигналов на двух различных частотах, что открывает ряд возможностей по использованию их в различных устройствах. Среди задач, выполняемых двухдиапазонными фильтрами, можно отметить: применение в сотовой связи для передачи и приема сигналов сразу в двух полосах, разработка трансиверов, радиолокация с обработкой сигналов на двух различных частотах с целью повышения точности обнаружения объектов, применение в системах мониторинга сигналов, спутниковая связь. Преимуществом двухполосовых фильтров также является возможность уменьшения массогабаритных характеристик составных устройств [3—5].

Рассматриваемое устройство представляет собой два соединенных полосно-пропускающих квазиэллиптических фильтра нижних и верхних частот. Каждый из фильтров состоит из элементарных резонаторов, путем согласования которых удастся получить полосно-пропускающий фильтр с заданными характеристиками. Квазиэллиптическая амплитудно-частотная характеристика позволяет синтезировать полосно-пропускающие фильтры с узкими полосами пропускания (порядка 7 % [6—7]).

2. Электродинамический анализ элементарных резонаторных волноводных структур

Некоторые волноводные фильтры строятся на базе элементарных резонаторов, которые определяют их частотные характеристики. В ходе синтеза фильтра были рассмотрены объемные резонаторы прямоугольного сечения и их АЧХ [8].

В полом резонаторе электромагнитное поле ограничено со всех сторон металлическими стенками, в результате многократного переотражения от которых возникает интерференция волн, и в резонаторе устанавливается стоячая волна определенной частоты [9]. В зависимости от топологии резонатора резонансная частота может перемещаться по АЧХ. Используемые в данной работе элементарные структуры представлены на рис. 1.

Синтезированные элементарные резонаторы имеют следующие линейные размеры: для структуры с симметричными портами ширина резонатора $w = 33,9$ мм и длина $L = 33,92$ мм. Положение входного и выходного портов определяются размерами $p = 8,31$ мм и $k = 8,45$ мм соответственно. Резонансная частота при данных размерах составляет 6,5 ГГц. Для резонатора с несимметричными портами подобраны такие линейные размеры, чтобы на начало эксперимента резонансная частота структуры соответствовала также 6,5 ГГц. Для структуры рис. 1 (б) определены следующие размеры: $L = 28,92$ мм, $w = 28,9$ мм, $k = 5,95$ мм, $p = 5,81$ мм.

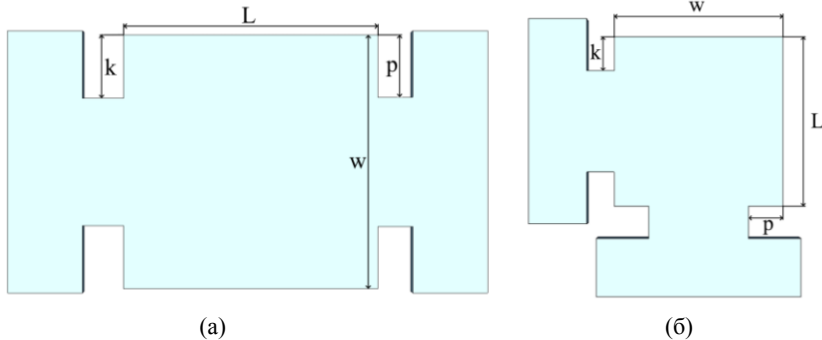


Рис. 1. Исследуемая структура с симметричными портами (а), исследуемая структура с несимметричными портами (б).

Fig. 1. The studied structure with symmetrical ports (a), the studied structure with asymmetrical ports (б)

Резонансная частота изменяется в зависимости от геометрических размеров резонатора и положения входного и выходного портов. Для упрощения расчетов резонатора будем считать его прямоугольным волноводом, закороченным на обоих концах. Начальное приближенное значение резонансной частоты полого резонатора можно определить из формулы:

$$f_{mnp} = \frac{c}{2\sqrt{\mu_r \epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m}{w}\right)^2 + \left(\frac{n}{h}\right)^2 + \left(\frac{p}{L}\right)^2} \quad (1)$$

В приведенном уравнении w , h , l — физические размеры резонатора; m , n , p — индексы мод, c — скорость света, μ_r , ϵ_r — магнитная и диэлектрическая проницаемости среды соответственно.

В прямоугольных волноводах применяются типы волн E_{mn} и H_{mn} . В свою очередь, в резонаторе с прямоугольным сечением существуют резонансы видов E_{mnp} и H_{mnp} . Индекс p указывает на число полуволн, укладываемых по длине резонатора. Так как основной интерес представляет вид колебаний, для которого резонансная длина волны является наибольшей, будем использовать основной тип волны. Для резонаторов с прямоугольным сечением применяется тип поля TE_{101} [9]. Формула (1) примет вид:

$$f_{TE_{101}} = \frac{c}{2\sqrt{\mu_r \epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m}{w}\right)^2 + \left(\frac{p}{L}\right)^2} \quad (2)$$

Из формулы (2) следует, что резонансная частота определяется шириной и длиной резонатора. Для получения АЧХ и исследования зависимости резонансной частоты от физических размеров элементарных ячеек проведен электродинамический анализ. Для структуры рис. 1 (а), изначально настроенной на резонансную частоту — 6,5 ГГц, получен следующий график семейства пропускных характеристик (рис. 2).

При увеличении параметра L — длины резонатора, резонансная частота смещается в область нижних частот с незначительным увеличением добротности. При уменьшении длины резонатора наблюдается смещение резонансной частоты в область высоких частот с незначительным уменьшением добротности.

Исследование поведения резонансной частоты от ширины резонатора w дает аналогичные результаты. Проведенный анализ показал, что резонансная частота обратно пропорциональна геометрическим размерам резонатора.

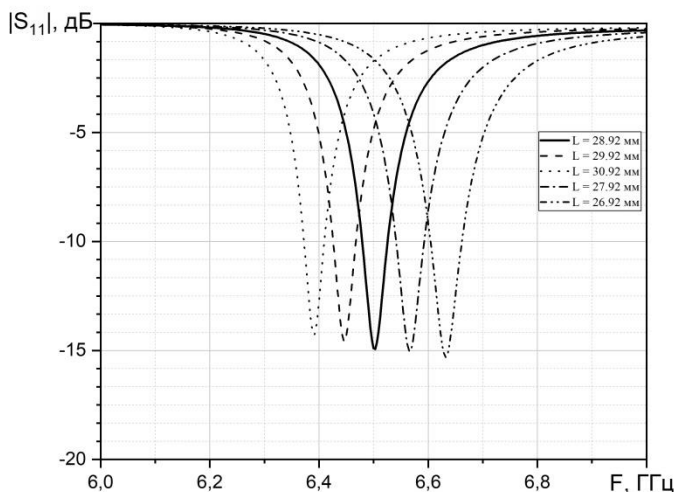
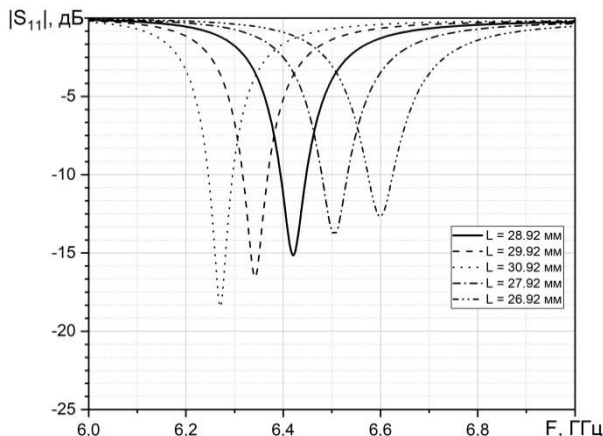
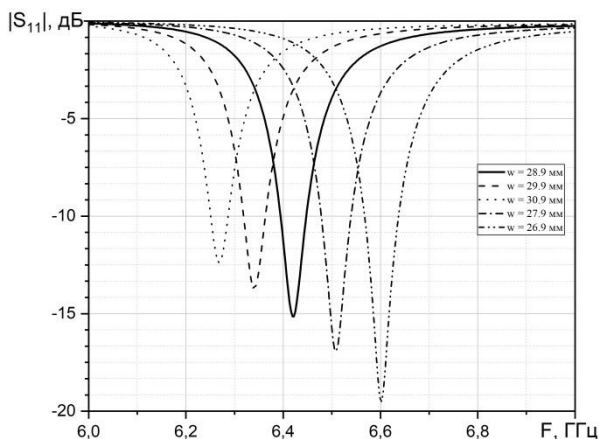


Рис. 2. Зависимость резонансной частоты от длины L резонатора с симметричными портами.

Fig. 2. Dependence of the resonant frequency on the length L of a resonator with symmetrical ports

Другая возможность изменить АЧХ резонатора — изменить положение входного и выходного портов. Первоначально порты расположены в максимумах электрического поля. Получены АЧХ в зависимости от их перемещения вдоль торцов резонатора. Изменение резонансной частоты при перемещении входного порта рис. 1 (а) к одной и к противоположной стенке не вносит сильных изменений в АЧХ.

При исследовании структуры рис. 1 (б) в зависимости от длины L резонатора получены семейства АЧХ, представленные на рис. 3. Аналогично измерения в зависимости от ширины w резонатора показаны на рис. 4. В данном случае, как и в предыдущем эксперименте, прослеживается закономерность — при уменьшении геометрических резонансная частота смещается в область высоких частот, при увеличении — в область низких частот.

Рис. 3. Зависимость резонансной частоты от длины L резонатора с несимметричными портами.Fig. 3 Dependence of the resonant frequency on the length L of a resonator with asymmetric portsРис. 4. Зависимость резонансной частоты от ширины w резонатора с несимметричными портами.Fig. 4. Dependence of the resonant frequency on the width w of a resonator with asymmetric ports

Однако для структуры с несимметричными портами характерно существенное изменение добротности. Анализ полученных графиков показывает, что добротность представленного элементарного резонатора имеет обратную зависимость от длины L и прямую от ширины w .

Исследование резонансной частоты от положения входного и выходного порта показало, что во всех случаях резонанс смещается незначительно и не вносит больших изменений в амплитудно-частотную характеристику.

3. Синтез ФНЧ и ФВЧ

Проведя электродинамический анализ элементарных резонаторов, можно синтезировать полосно-пропускающий фильтр с квазиэллиптической характеристикой. Соединение из четырех объемных резонаторов представляет собой полосовой квазиэллиптический фильтр четвертого порядка. Фильтр обладает перекрестной связью, что увеличивает крутизну спада полосы пропускания, связь между резонаторами обеспечивается индуктивными диафрагмами и емкостной диафрагмой для связи 1-го и 4-го резонаторов. Для каждой из полос пропускания синтезирован конкретный фильтр — ФНЧ и ФВЧ, их топология представлена на рис. 5.

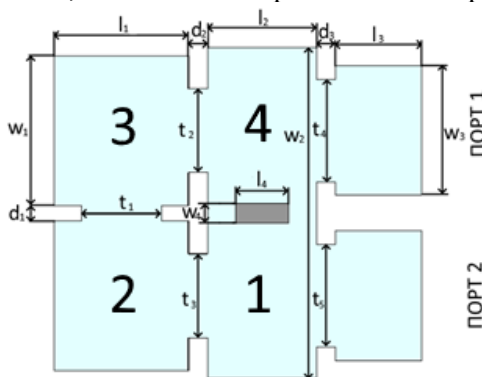


Рис. 5. Топология фильтра четвертого порядка.

Fig. 5. Fourth order filter topology

Синтезированный ФНЧ имеет следующие линейные размеры. Длина и ширина резонаторов: $l_1 = 32,57$ мм, $l_2 = 25,9$ мм, $w_1 = 33,37$ мм, $w_2 = 78,79$ мм. Определены следующие размеры индуктивных диафрагм, соединяющих резонаторы, $d_1 = 4,18$ мм, $d_2 = 4,53$ мм, $d_3 = 4,74$ мм, $t_1 = 18,32$ мм, $t_2 = 18,01$ мм, $t_3 = 19,5$ мм, $t_4 = 23,29$ мм, $t_5 = 23,86$ мм. Длина, ширина и высота емкостной диафрагмы, связывающей 1 и 4 резонаторы, $l_4 = 12,15$ мм, $w_4 = 4,07$ мм, $h = 13,23$ мм соответственно. Длина и ширина входного и выходного портов $l_3 = 20$ мм, $w_3 = 30$ мм соответственно.

Путем оптимизации модели были получены следующие параметры структуры для ФВЧ $l_1 = 26.96$ мм, $l_2 = 20.21$ мм, $l_3 = 20$ мм, $l_4 = 12.05$ мм, $w_1 = 26.41$ мм, $w_2 = 69.37$ мм, $w_3 = 25$ мм, $w_4 = 4.86$ мм, $h = 12$ мм, $d_1 = 7.05$ мм, $d_2 = 4.86$ мм, $d_3 = 4.59$ мм, $t_1 = 16.12$ мм, $t_2 = 14.98$ мм, $t_3 = 14.99$ мм, $t_4 = 19.48$ мм, $t_5 = 19.53$ мм.

Проведен электродинамический анализ полученных фильтров. ФНЧ и ФВЧ обладают полосами пропускания, ширины которых равны 5.43—

5.97 ГГц и 6.75—7.29 ГГц соответственно (рис. 6 и рис. 7). В полосе пропускания для обоих фильтров коэффициент передачи близок к 0 дБ, коэффициент отражения меньше -20 дБ. Это говорит о высокой степени передачи сигнала в полосе пропускания и согласованности фильтров. Перекрестная связь позволяет обеспечить выраженную крутизну амплитудно-частотной характеристики на границах рабочих диапазонов, что обеспечивает эффективное подавление сигналов и помех, лежащих в полосе заграждения.

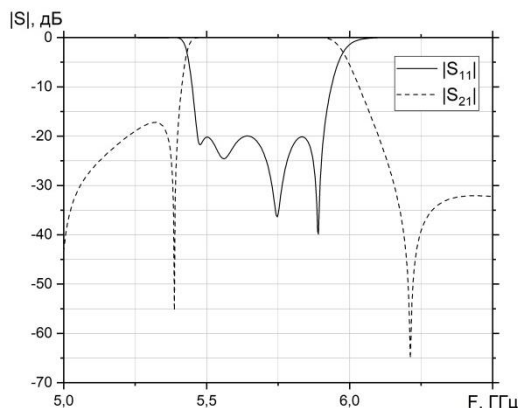


Рис. 6. Зависимость коэффициента передачи ($|S_{21}|$) и отражения ($|S_{11}|$) от частоты синтезированного ФНЧ.

Fig. 6. Dependence of the transmission coefficient ($|S_{21}|$) and reflection ($|S_{21}|$) on the frequency of the synthesized LPF

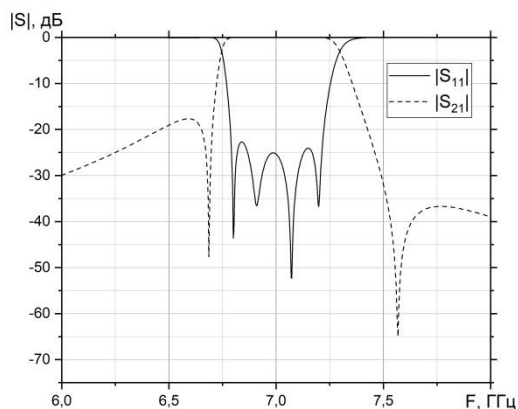


Рис. 7. Зависимость коэффициента передачи ($|S_{21}|$) и отражения ($|S_{11}|$) от частоты синтезированного ФВЧ.

Fig. 7. Dependence of the transmission coefficient ($|S_{21}|$) and reflection ($|S_{11}|$) on the frequency of the synthesized HPF

4. Синтез итогового фильтра

Синтезированное устройство рис. 8 представляет собой два однополосных фильтра, соединенных входной и выходной структурами. Сигнал поступает через стандартный волноводный порт размерами 35×15 мм. Входная структура делит его на равноамплитудную синфазную волну, после он проходит в параллельные структуры — полосовые фильтры низких и высоких частот, настроенные на различные диапазоны. В итоге сигнал объединяется в сумматоре и выводится через выходной порт. При объединении синтезированных фильтров путем оптимизации параметров были решены такие проблемы как неравномерность АЧХ, фазовые искажения и возникающие паразитные резонансы. Проведен электродинамический анализ полученного фильтра, АЧХ представлена на рис. 9.

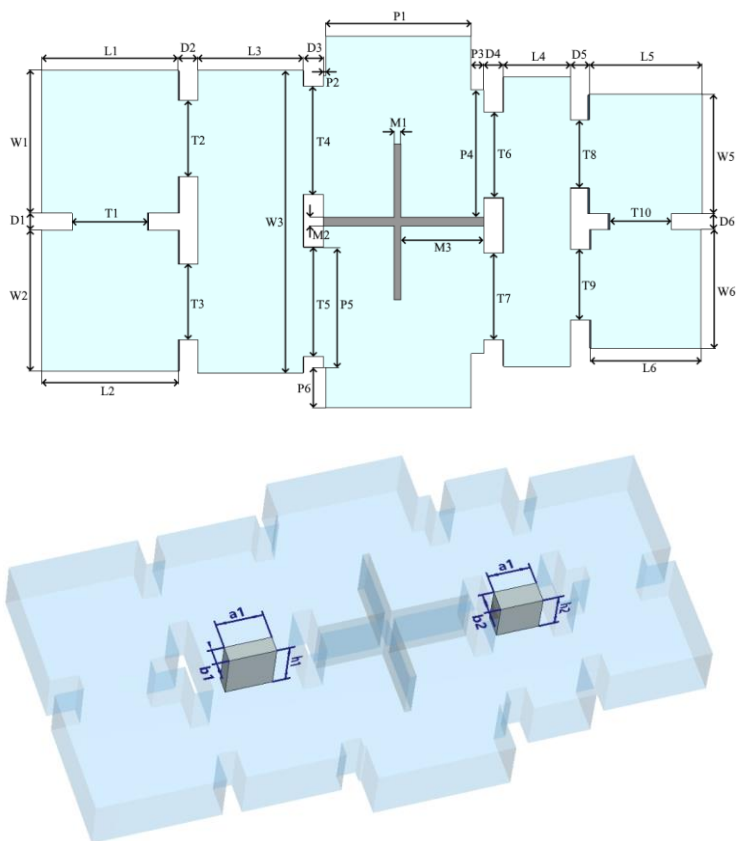


Рис. 8. Топология синтезированного фильтра.

Fig. 8. Topology of the synthesized filter

Синтезированный фильтр имеет восемь резонаторов со следующими габаритными размерами — длина и ширина: $L_1 = 32,17$ мм, $L_2 = 31,72$ мм, $L_3 = 24,11$ мм, $L_4 = 14,63$ мм, $L_5 = 28,99$ мм, $L_6 = 27,77$ мм, $W_1 = 35,45$ мм, $W_2 = 36,04$ мм, $W_3 = 73,12$ мм, $W_4 = 67,69$ мм, $W_5 = 28,05$ мм, $W_6 = 29,01$ мм. Геометрия индуктивных диафрагм определяется следующими размерами: $T_1 = 18,09$ мм, $T_2 = 18,18$ мм, $T_3 = 18,2$ мм, $T_4 = 27,79$ мм, $T_5 = 27,54$ мм, $T_6 = 21,98$ мм, $T_7 = 21,99$ мм, $T_8 = 16,18$ мм, $T_9 = 16,39$ мм, $T_{10} = 14,01$ мм, $D_1 = 4,26$ мм, $D_2 = 4,93$ мм, $D_3 = 4,87$ мм, $D_4 = 4,64$ мм, $D_5 = 4,92$ мм, $D_6 = 4,26$ мм. Длина и ширина емкостных диафрагм: $a_1 = 11,82$ мм, $b_1 = 4,04$ мм, $h_1 = 13,24$ мм, $a_2 = 11,01$ мм, $b_2 = 5,19$ мм, $h_2 = 10,69$ мм. Входная и выходная структуры имеют параметры: $P_1 = 35$ мм, $P_2 = 0,37$ мм, $P_3 = 2,98$ мм, $P_4 = 30,59$ мм, $P_5 = 33,21$ мм, $P_6 = 9,56$ мм, $M_1 = 17,63$ мм, $M_2 = 2,07$ мм, $M_3 = 19,85$ мм.

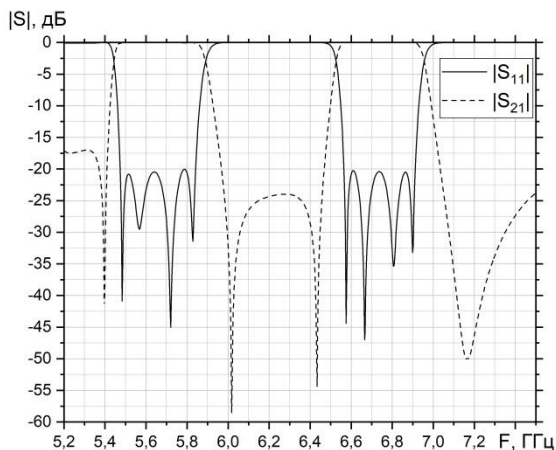


Рис. 9. Зависимость коэффициента передачи ($|S_{21}|$) и отражения ($|S_{11}|$) от частоты синтезированного фильтра.

Fig. 9. Dependence of the transmission coefficient ($|S_{21}|$) and reflection ($|S_{11}|$) on the frequency of the synthesized filter

Электродинамический анализ полученного фильтра показал четкое разделение двух рабочих полос шириной 5,44—5,89 ГГц и 6,52—6,95 ГГц. Оба диапазона обладают низким уровнем потерь ≤ -0.047 дБ в нижней полосе, ≤ -0.042 дБ в верхней.

На рис 10. представлен изготовленный прототип (используемый волновод WR-137). Фильтр выточен путем фрезеровки на ЧПУ станке (точность $\pm 0,05$ мм.). В ходе испытаний на измерительном стенде получена пропускная характеристика фильтра (рис. 11). Анализируя АЧХ полученного устройства, можно выделить центральные частоты для первой и второй полос пропускания — 5,66 ГГц и 6,74 ГГц соответственно. В изго-

товленном фильтре важно отметить несоответствие результатам, полученным при компьютерном моделировании, в связи с недостаточной точностью изготовления путем фрезеровки и потерями в металле. Уровень потерь, в свою очередь, соответствует изначально заданному.

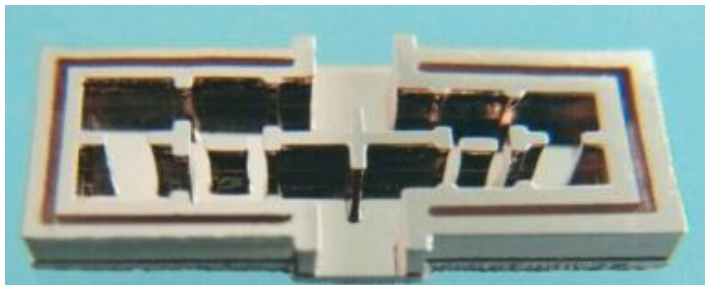


Рис. 10. Изготовленный прототип.

Fig. 10. The manufactured prototype

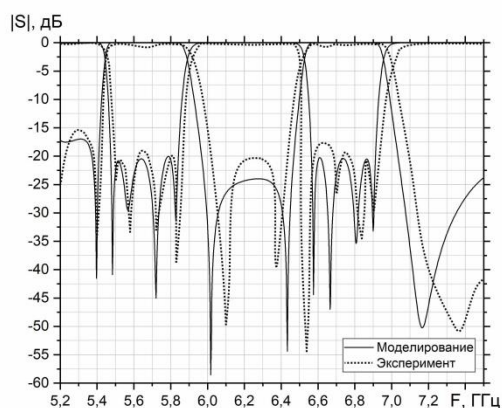


Рис. 11. Зависимость коэффициента передачи ($|S_{21}|$) и отражения ($|S_{11}|$) от частоты изготовленного устройства.

Fig. 11. Dependence of the transmission coefficient ($|S_{21}|$) and reflection ($|S_{11}|$) on the frequency of the manufactured device

5. Заключение

В ходе работы был разработан двухдиапазонный квазиэллиптический волноводный фильтр четвертого порядка. Рассматриваемый фильтр синтезирован путем соединения фильтров низких и высоких частот. Данный способ показал высокую эффективность благодаря возможности разработки отдельных полосовых фильтров с их последующим объединением для получения устройств с двумя диапазонами пропускания. Изготовлен-

ное устройство показало высокую степень соответствия параметрам, заданным при моделировании в программном пакете *CST Studio*. Результаты работы говорят о перспективности применения представленной структуры фильтра для использования ее в СВЧ системах.

Благодарности

Исследование выполнено при поддержке Программы стратегического академического лидерства Южного федерального университета («Приоритет-2030»).

Список литературы

1. Chaudhary M. A., Ahmed M. M. Inline waveguide pseudo-elliptic filters using non-resonating modes with folded-waveguide resonators // IEEE Access. 2021. Vol. 9. P. 140841–140852.
2. Snyder R. V., Macchiarella G., Bastioli S., Tomassoni C. Emerging trends in techniques and technology as applied to filter design // IEEE J. Microw. 2021. Vol. 1, no. 1. P. 317–344.
3. Szydlowski L., Mrozowski M. A self-equalized waveguide filter with frequency-dependent (resonant) couplings // IEEE Microw. Wireless Compon. Lett. 2014. Vol. 24, no. 11, P. 769–771.
4. Фельдштейн А. Л., Явич Л. Р., Смирнов В. П. Справочник по элементам волноводной техники. М.: Сов. радио, 1967. 651 с.
5. Krutiev S. V. [et al.]. Electrodynamic Analysis and Synthesis of Bandpass Filters on a Rectangular Waveguide with Complex Thin Resonant Diaphragms in the Form of a Double-Shaped C- aperture. In : 2021 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW), 28 June – 02 July 2021. P. 87–90.
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. 61, no. 12. 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, no. 1. P. 55–64.
8. 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.
9. Лебедев И. В. Техника и приборы СВЧ. Под ред. акад. Н. Д. Девяткова. М.: Высш. школа, 1970. 440 с.

Информация об авторах

Крутиев Сергей Владимирович, кандидат физико-математических наук, доцент, физический факультет, Южный федеральный университет, г. Ростов-на-Дону, Российская Федерация.

Губский Дмитрий Семенович, кандидат физико-математических наук, доцент, физический факультет, Южный федеральный университет, г. Ростов-на-Дону, Российская Федерация.

Корж Вячеслав Николаевич, студент 3 курса направления «Инфокоммуникационные системы и системы связи», физический факультет, Южный федеральный университет, г. Ростов-на-Дону, Российская Федерация.

Waveguide Dual Bandpass Filter

V. N. Korzh, D. S. Gubskiy, and S. V. Krutiev

Southern Federal University

5, Sorge st., Rostov-on-Don, 344090, Russian Federation

skrutiev@sfedu.ru

Received: May 20, 2025

Peer-reviewed: June 20, 2025

Accepted: June 20, 2025

Abstract: *The article discusses the synthesis of a dual-band bandpass quasi-elliptical waveguide filter of the fourth order. The synthesized filter is designed to operate in the 5-8 GHz frequency range, using the WR-137 waveguide. The developed computer model of a waveguide filter consists of two connected and curved low- and high-pass filters with zero transmittance in their amplitude-frequency response. The width of the first bandwidth is 5.44–5.89 GHz and the second is 6.52–6.95 GHz, respectively. The paper shows a comparison of the frequency response results of a manufactured prototype with a synthesized computer model in the CST Studio software package.*

Keywords: *dual-band bandpass filter, quasi-elliptical filter, parallel structure, waveguide filter.*

For citation (IEEE): V. N. Korzh, D. S. Gubskiy, and S. V. Krutiev, “Waveguide Dual Bandpass Filter”, *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 8, no. 6, pp. 970–982, 2025, doi: 10.21227/x6j7-zt52. (In Russ.).

References

- [1] M. A. Chaudhary and M. M. Ahmed, “Inline waveguide pseudo-elliptic filters using non-resonating modes with folded-waveguide resonators,” *IEEE Access*, vol. 9, pp. 140841–140852, 2021.
- [2] R. V. Snyder, G. Macchiarella, S. Bastioli, and C. Tomassoni, “Emerging trends in techniques and technology as applied to filter design,” *IEEE J. Microw.*, vol. 1, no. 1, pp. 317–344, 2021.
- [3] L. Szydlowski and M. Mrozowski, “A self-equalized waveguide filter with frequency-dependent (resonant) couplings,” *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 24, no. 11, pp. 769–771, 2014.
- [4] A. L. Feldshteyn, L. R. Yavich, and V. P. Smirnov, *Handbook of elements of waveguide technology*, Moscow: Sov. radio, 1967. (In Russ.).
- [5] S. V. Krutiev, [et al.], “Electrodynamic Analysis and Synthesis of Bandpass Filters on a Rectangular Waveguide with Complex Thin Resonant Diaphragms in the Form of a Double-Shaped C-aperture,” in *2021 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW)*, 28 June – 02 July 2021, pp. 87–90, 2021.
- [6] V. V. Zemlyakov, [et al.], “Electrodynamic Analysis and Synthesis of an Elliptic Filter Based on Complex Resonant Irises in a Rectangular Waveguide,” *Radiophysics and Quantum Electronics*, 2019, vol. 61, no. 12, pp. 915–923.

- [7] V. Zemlyakov, [et al], “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.
- [8] A. K. Shevchenko, A. N. Grizodub, and S. V. Krutiev, “Quasi-Elliptic Waveguide Bandpass Filter on Inclined Rectangular Resonators,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 7, no. 4, pp. 620–634, 2024. (In Russ.).
- [9] I. V. Lebedev, *Microwave equipment and devices*. Ed. by acad. N. D. Devyatkov. Moscow: Vysshya shkola Publ., 1970. (In Russ.).

Information about the authors

Sergey V. Krutiev, PhD in Physics and Mathematics, Associate Professor, Physics Department, Southern Federal University, Rostov-on-Don, Russian Federation.

Dmitry S. Gubskiy, PhD in Physics and Mathematics, Associate Professor, Physics Department, Southern Federal University, Rostov-on-Don, Russian Federation.

Vyacheslav N. Korzh, 3rd year student (Infocommunication and Communication Systems), Physics Department, Southern Federal University, Rostov-on-Don, Russian Federation.

Импеданс-трансформирующий поперечно-направленный ответвитель на связанных линиях на подвешенной подложке

Сычев А. Н., Артищев С. А., Труфанова Н. С., Рудый Н. Ю.

*Томский университет систем управления и радиоэлектроники
просп. Ленина, 40, г. Томск, 634050, Российская Федерация
ans@main.tusur.ru*

Получено: 20 мая 2025 г.

Отрецензировано: 20 июня 2025 г.

Принято к публикации: 20 июня 2025 г.

Аннотация: Предложена новая конструкция квадратурного 3-дБ импеданс-трансформирующего поперечно-направленного ответвителя (ПоНО) на связанных линиях. Структура содержит базовую диэлектрическую подложку с заземленным основанием и подвешенную подложку со связанными полосками, приподнятую с небольшим воздушным зазором над металлической площадкой, которая сквозными перемычками гальванически соединена с заземленным основанием базовой подложки. Моделирование выполнялось методом численных конформных преобразований с погрешностью расчета центральной частоты не более 11,6 %. Измеренные характеристики изготовленного ПоНО оказались близки к расчетным и составили по уровню возвратных потерь верхней линии и изоляции между портами опорной линии 10 дБ следующие значения: полоса рабочих частот 2,2—2,62 ГГц (17 %); амплитудный и фазовый балансы между выходными портами $4,4 \pm 0,5$ дБ и 84 ± 3 град. соответственно; возвратные потери опорной линии и изоляция между выходными портами верхней линии более 17 дБ. Уникальным преимуществом ПоНО, отсутствующим у других типов НО на связанных линиях, является гальваническая развязка между входным портом и парой выходных портов, которое совмещено с двукратной трансформацией импеданса (50:25). Это позволяет найти применение нового ПоНО при разработке балансных усилителей, смесителей, фазовращателей отражательного типа с увеличенным управляемым фазовым сдвигом, фазированных антенных решеток и т. п.

Ключевые слова: поперечно-направленный ответвитель, связанные линии, импедансный трансформатор.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Сычев А. Н., Артищев С. А., Труфанова Н. С., Рудый Н. Ю. Импеданс-трансформирующий поперечно-направленный ответвитель на связанных линиях на подвешенной подложке // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2025. Т. 8, № 6. С. 983—994.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Сычев, А. Н. Импеданс-трансформирующий поперечно-направленный ответвитель на связанных линиях на подвешенной подложке / А. Н. Сычев, С. А. Артищев, Н. С. Труфанова, Н. Ю. Рудый // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2025. — Т. 8, № 6. — С. 983—994.

1. Введение

Направленные ответвители (НО) являются ключевым компонентом большого количества СВЧ устройств и систем, таких как: сумматоры/делители мощности; балансные усилители; аттенюаторы; фазовращатели отражательного типа; фазированные антенные решетки и т. п. [1—7], поэтому их совершенствование является весьма актуальной задачей. Заметим, что НО могут быть реализованы как на сосредоточенных элементах, так и на распределенных, включая отрезки как одиночных линий передачи (шлейфные НО), так и связанных (ответвители Ланге); также существуют и комбинированные сосредоточенно-распределенные решения.

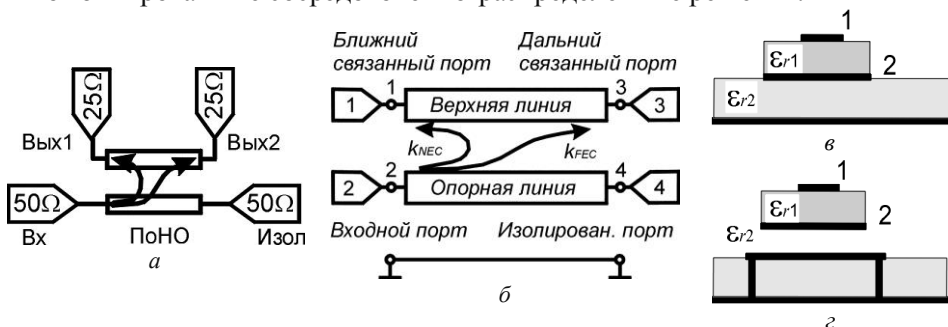


Рис. 1. Импеданс-трансформирующий 3-дБ ПоНО на связанных линиях: а) общая схема; б) схема с наименованиями линий, портов и обозначением связей; в) поперечное сечение СЛ с накладным бруском; г) поперечное сечение СЛ на подвешенной подложке, являющихся основой ПоНО.

Fig. 1. Impedance-transforming 3-dB TRD coupler: а) general diagram; б) diagram with names of lines, ports and designation of connections; в) cross-section of the connected lines with a surface-mounted block; г) cross-section of the coupled lines on a suspended substrate, which is the basis of the TRD coupler

Важно отметить, что НО, построенные на отрезках связанных линий (СЛ), используются довольно часто и, различаясь типом направленности — прямой, обратной, поперечной — составляют три основных типа [1]: сонаправленные (СоНО; 1-го типа); противонаправленные (ПрНО; 2-го типа) и поперечно-направленные (ПоНО; 3-го типа), иногда называемые транснаправленными. Последние НО используются пока редко из-за их оригинального конструкторско-технологического воплощения, необычной схемы включения и пока малого количества публикаций о них [2—7].

Впервые предложенное на Крымико'2024 [8] техническое решение [9] квадратурного 3-дБ импеданс-трансформирующего ПоНО с накладным керамическим брусом со схемой и конструкцией показанными на рис. 1, а—в соответственно, оказалось весьма перспективным и подверглось совершенствованию и новым исследованиям, результаты которых представляются в данной работе.

2. Моделирование и расчет 3-дБ импеданс-трансформирующего ПоНО на СЛ

Варианты схем исследуемого 3-дБ импеданс-трансформирующего поперечно-направленного ответвителя (ПоНО) на отрезке СЛ показаны на рис. 1, а, б. Из них следует, что на рабочих частотах при возбуждении входного ближнего порта опорной линии (порт 2) энергия сигнала, разделившись пополам, уходит поперек во вторую верхнюю линию — на ее ближний и дальний концы (порты 1 и 3), а дальний конец возбуждаемой опорной линии (порт 4) оказывается энергетически развязанным (изолированным). При этом главной особенностью ПоНО, недостижимой в других типах ответвителей на СЛ (СоНО и ПрНО), является гальваническая развязка по постоянному току входного порта 2 и пары выходных портов 1 и 3. Кроме того, вследствие межлинейной асимметрии конструкции, достигающей до двойного экранирования верхней линии 1 (рис. 1, в, г) такие ПоНО обладают функцией двукратной трансформации импеданса (как правило 25:50 Ом).

Возьмем за основу новой разработки известную конструкцию квадратурного 3-дБ импеданс-трансформирующего ПоНО с накладным керамическим брусом, показанную на рис. 1, а—в [8, 9]. Несмотря на простоту конструкции, основными недостатками этого ПоНО являются: необходимость подбора из стандартной номенклатуры материалов такой пары, которая имеет более чем девятикратное отношение диэлектрических проницаемостей и обеспечивает троекратное отношение электрических длин верхней (первой) и опорной (второй) линий, чего достичь весьма сложно, так как это требует совместного подбора двух материалов для двух диэлектрических слоев. Решение такой задачи необходимо для достижения эффекта поперечной направленности (режима асинхронных волн), который возникает, когда на центральной частоте электрическая длина верхней линии составляет 270 град., а опорной линии — 90 град.

Здесь предлагается облегчить решение задачи выбора материалов путем изначального определения в качестве нижнего диэлектрического слоя воздушного зазора, что обуславливает в нем минимальные потери и упрощает выбор, сводя его к поиску лишь одного диэлектрического мате-

риала только для одного верхнего слоя. Хотя такое решение и требует модификации конструкции.

Итак, предлагаемый квадратурный импеданс-трансформирующий ПоНО содержит базовую диэлектрическую подложку с заземленным основанием, опорную и верхнюю линии с лицевой связью, имеющие троекратное (90:270) отношение электрических длин и двукратное (50:25) отношение импедансов (рис. 2). При этом проводящие полосы линий выполнены на нижней и верхней сторонах диэлектрической подложки, приподнятой с небольшим воздушным зазором над металлической площадкой, которая сквозными металлическими перемычками гальванически соединена с заземленным основанием базовой подложки (см. рис. 2).

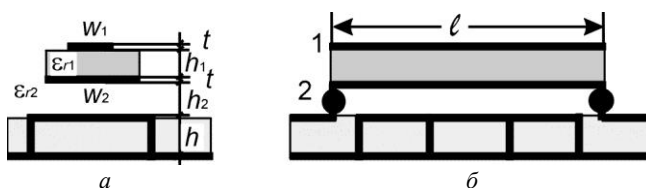


Рис. 2. Конструкция ПоНО на СЛ на подвешенной подложке с обозначением параметров: а) поперечное сечение; б) вид сбоку.

Fig. 2. The design of the TRD coupler based on a suspended substrate with the designation of the parameters: а) cross-section; б) side view

При моделировании конструкции СЛ учитывались следующие основные параметры (см. рис. 2): w_1 — ширина верхней полосы; w_2 — ширина опорной полосы, совпадающая с шириной подвешенной подложки; h_1 — толщина подвешенной подложки; h_2 — толщина воздушного зазора; h — толщина базовой платы; t — толщины металлических полосок; l — длина отрезка СЛ; ϵ_{r1} — диэлектрическая проницаемость материала подвешенной подложки; $\epsilon_{r2} = 1$ диэлектрическая проницаемость воздуха. Вследствие симметрии СЛ относительно вертикальной продольной плоскости вначале моделировалась одна половина, а далее, при расчете всей структуры из-за параллельного соединения со второй половиной, погонные емкости удваивались, а погонные индуктивности сокращались соответственно вдвое.

В качестве исходных данных для квазистатического анализа и численных расчетов ПоНО (см. рис. 2) были взяты следующие геометрические размеры СЛ ($w_1 \ w_2 \ h_1 \ h_2 \ t \ l$) = (1 2 0,5 0,4 0,035 23) мм и диэлектрическая проницаемость подвешенной подложки $\epsilon_{r1} = 20$. С этими данными методом численных конформных преобразований, реализованном в программе *Lines Modelling Toolbox* [10], были вычислены погонные пара-

метры СЛ, которые оказались следующими: погонные индуктивности (L_{11} L_{22} L_{12}) = (0,3830 0,1615 0,1208) мкГн/м; погонные емкости (C_{11} C_{22} C_{12}) = (475,0 529,5 465,4) пФ/м. На их основе рассчитывались соответствующие модальные параметры [11]: характеристические сопротивления СЛ (Z_{11} Z_{22} Z_{12}) = (65,0 46,5 43,1) Ом; импедансы верхней и опорной линий ($Z_{\pi 1}$ Z_{c2}) = (22 53) Ом; модальные нормированные напряжения на опорной линии (R_c R_{π}) = (1 -0,156); модальные диэлектрические проницаемости (ϵ_{rc} $\epsilon_{r\pi}$) = (1,03 12,9), определяющие отношение модальных скоростей 3,53.

В итоге рассчитывались шесть частотных зависимостей S -параметров ПоНО на отрезке СЛ длиной 23 мм с согласованными нагрузками (рис. 3, а): $|S_{11}|=|S_{33}|$, $|S_{22}|=|S_{44}|$ — возвратные потери верхней и опорной линий соответственно; $|S_{13}|=|S_{31}|$, $|S_{24}|=|S_{42}|$ — межпортовая изоляция в верхней и в опорной линиях соответственно; $|S_{12}|=|S_{21}|=|S_{34}|=|S_{43}|$, $|S_{14}|=|S_{41}|=|S_{23}|=|S_{32}|$ — межлинейная связь на ближнем и дальнем концах СЛ соответственно, показанные на рис. 3.

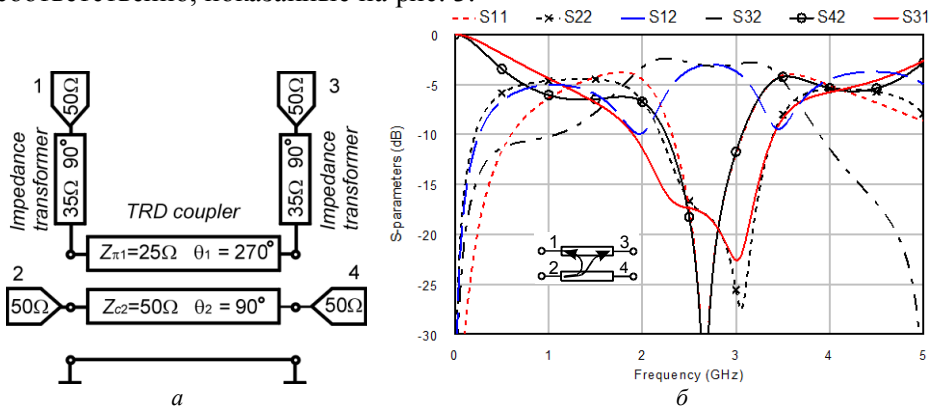


Рис. 3. Схема идеального ПоНО на СЛ с двумя дополнительными четвертьволновыми трансформаторами для измерительных целей (а). Рассчитанные частотные зависимости S -параметров ПоНО с согласованными нагрузками (б).

Fig. 3. Schematic diagram of an ideal TRD coupler with two additional quarter-wave transformers for measuring purposes (a). Calculated frequency dependences of the S -parameters of the TRD coupler with matched loads (b)

Из расчетных графиков, характеризующих ПоНО (рис. 3, б), видно, что по уровню возвратных потерь верхней линии $|S_{11}|$ и изоляции опорной линии $|S_{42}|$ 10 дБ остальные параметры имеют следующие значения:

1. Полоса рабочих частот (2,31—3,06 или $2,69 \pm 0,37$) ГГц, т. е. 27 %.
2. Амплитудный баланс между выходными портами 1 $|S_{12}|$ и 3 $|S_{32}|$ (2,43—5,0 или $3,7 \pm 1,3$) дБ.

3. Фазовый баланс между выходными портами 1 и 3 $\text{Arg}(S_{32}/S_{12})$ $89 \pm 2,5$ град.

4. Возвратные потери опорной линии и изоляция верхней линии $|S_{22}|, |S_{31}|$ более 13 дБ.

Еще раз отметим, что идеальный несимметричный 3-дБ ПоНО на отрезке СЛ обладает свойством двукратной межлнейной трансформации импеданса, при этом верхняя и опорная линии имеют импедансы 25 и 50 Ом соответственно. Следовательно в расчетах эти значения и выбираются в качестве согласованных оконечных нагрузок на портах 1, 3 и 2, 4 соответственно.

Однако при измерениях в стандартном 50-омном тракте необходимо такой импеданс-трансформирующий ПоНО дополнить в портах 1 и 3 согласующими трансформаторами, например на четвертьволновых отрезках линий передачи с импедансом 35,4 Ом (см. рис. 3, а).

3. Результаты эксперимента

Для верификации предложенного решения был изготовлен макет импеданс-трансформирующего ПоНО на отрезке СЛ на подвешенной подложке с теми же, что и в расчетах геометрическими и физическими параметрами: $(w_1 \ w_2 \ h_1 \ h_2 \ t \ l) = (1 \ 2 \ 0,5 \ 0,4 \ 0,035 \ 23)$ мм. Подвешенная подложка представляла собой брусок из керамики В20 с диэлектрической проницаемостью $\epsilon_{r1} = 20$ (ООО «Керамика», Санкт-Петербург) и габаритами $2 \times 23 \times 0,5$ мм³, а проводящие полосы (нижняя и верхняя) на нем были выполнены из серебросодержащей пасты с помощью плоттера; длина бруска и отрезка СЛ на нем составляли 23 мм (рис. 4, а).

Базовая подложка представляла собой печатную плату из стеклотекстолита FR4 с габаритами $20 \times 40 \times 1$ мм³, на которой были выполнены два согласующих трансформатора на четвертьволновых отрезках линий передачи с импедансом 35,4 Ом, подключенных к портам 1 и 3 верхней линии и уложенных зигзагообразно. Металлическая площадка снизу подвешенной подложки (см. рис. 4, а) имела размеры 9×21 мм². В ней для реализации сквозных перемычек (*vias*) были выполнены по краям равномерно восемь отверстий диаметром 0,8 мм, залитые токопроводящим серебросодержащим клеем *Kontaktol-Keller* (КНР). Эта базовая подложка была изготовлена на станке с ЧПУ «сухим» методом фрезерования проводящего рисунка по контуру (с шириной канавки 0,5 мм); управляющая технологическая программа с G-кодами приведена в приложении.

Измерения импеданс-трансформирующего ПоНО на СЛ (рис.4, а) выполнялись с помощью векторного анализатора цепей *Planar S5048* в

тракте 50 Ом. Результаты измерений частотных зависимостей модулей S -параметров показаны на рис. 4, б. Частотные зависимости разностного фазового сдвига в портах 1 и 3 показаны на рис. 4, в, где штриховая и сплошная линии соответствуют расчету и эксперименту.

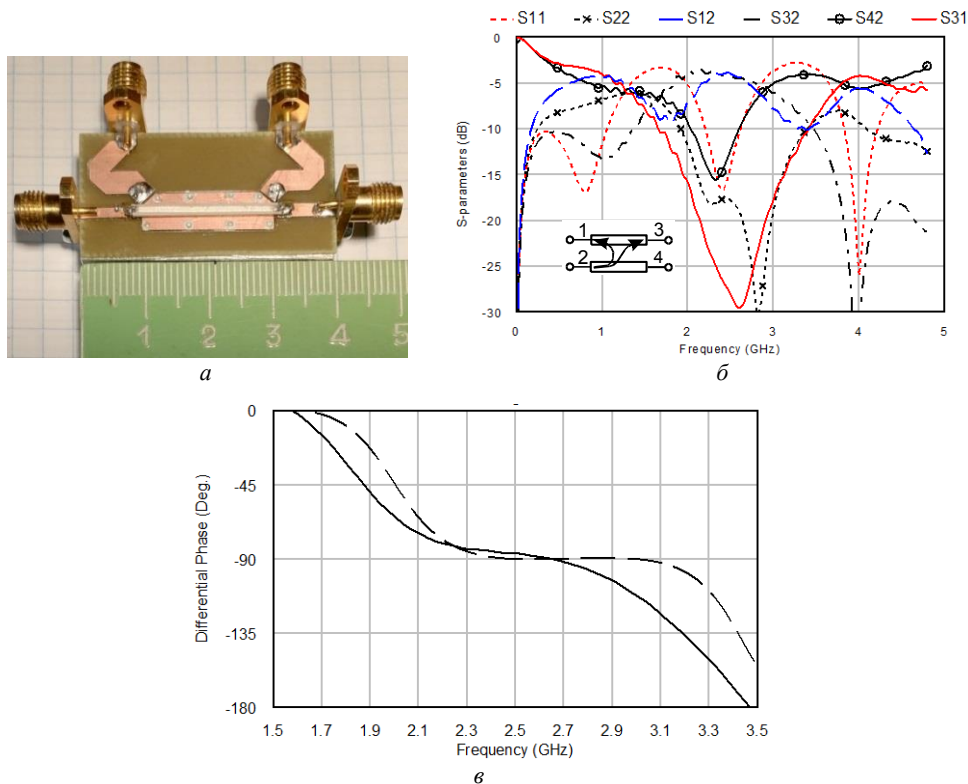


Рис. 4. Фото макета импеданс-трансформирующего ПоНО на связанных линиях (а); его измеренные частотные зависимости S -параметров (б); частотные зависимости разностного фазового сдвига в портах 1 и 3, где штриховая и сплошная линии соответствуют расчету и эксперименту (в).

Fig. 4. Photo of the layout of the impedance-transforming TRD coupler (a); its measured frequency dependences of S -parameters (б); frequency dependences of the differential phase shift in ports 1 and 3, where the dashed and solid lines correspond to the calculation and experiment (в)

Из измеренных характеристик импеданс-трансформирующего ПоНО (см. рис. 4), видно, что по уровню возвратных потерь верхней линии $|S_{11}|$ и изоляции опорной линии $|S_{42}|$ 10 дБ остальные параметры имеют следующие значения:

1. Полоса рабочих частот (2,2—2,62 или $2,41 \pm 0,21$) ГГц, т.е. 17 %.

2. Амплитудный баланс между выходными портами 1 $|S_{12}|$ и 3 $|S_{32}|$ (3,9—4,9 или $4,4 \pm 0,5$) дБ.
3. Фазовый баланс между выходными портами 1 и 3 $\text{Arg}(S_{32}/S_{12})$ 84 ± 3 град.
4. Возвратные потери опорной линии и изоляция верхней линии $|S_{22}|$, $|S_{31}|$ более 17 дБ.

Сопоставление результатов расчета и эксперимента позволяет заключить, что расчетная полоса рабочих частот получится несколько шире, а погрешность (завышение) в расчете центра полосы рабочих частот составляет 11,6 % (2,69 против 2,41 ГГц), что с учетом высокой сложности структуры можно считать приемлемым.

4. Заключение

Предложен и реализован квадратурный 3-дБ импеданс-трансформирующий поперечно-направленный ответвитель (мост) на основе несимметричных связанных линий на подвешенной подложке (бруске), который содержит базовую диэлектрическую подложку с заземленным основанием, опорную и верхнюю линии с лицевой связью, имеющие троекратное (90:270) отношение электрических длин и двукратное (50:25) отношение импедансов. При этом проводящие полоски линий выполнены на нижней и верхней сторонах диэлектрической подложки ($\epsilon_r = 20$), приподнятой с небольшим воздушным зазором над металлической площадкой, которая сквозными металлическими перемычками гальванически соединена с заземленным основанием базовой подложки.

Простота конструкции определяется выбором лишь одного диэлектрического материала для подвешенной подложки. Преимуществом ПоНО, отсутствующим у других типов НО (прямых и обратных), является гальваническая развязка между входным портом и парой выходных портов. Все вышеупомянутые достоинства, совмещенные со свойством двукратной трансформации импеданса, позволят найти применение нового ПоНО при разработке балансных усилителей, смесителей, фазовращателей отражательного типа с увеличенным управляемым фазовым сдвигом, фазированных антенных решеток и т. п.

Приложение

Ниже приведен текст управляющей программы (с комментариями) в G-кодах для фрезерного станка РЕАБИН с числовым программным управлением (CNC) для гравирования контуров полосковых проводников СВЧ печатной платы на FR4 и разметки/сверления отверстий ПоНО.

; ПоНО на 2,5 ГГц	x5 y18.5	y18.5	g0 z2
; на FR4-5-1 (w=1.7)	x5.75	x35	y9.25
; транс. W=3 L=15	y20	x38.5 y15	x11
f100	x9.25	y12.5	g1 z0
g0 z2	y17.75	x36 y10	g0 z2
x0 y0	x5 y13.5	x32.5	x17
g1 z0 ; медл. опуск.	x9.25	x30.5 y8.1	g1 z0
x40	x12 y10.25	x40	g0 z2
y20	x9.5 y8.1	y5.9	x23
x0	y3.75	x30.5	g1 z0
y0	; площадка 9x21мм	; отверстия ниж.	g0 z2
y5.9	x30.5	g0 z2	x29
x9.5	y8.1	y4.75	g0 z40
y8.1	x28 y10.25	x11	; быстр. подъем
x0	x12	g1 z0	x0
g0	g0 ; переход	g0 z2	y0
z2	z2	x17	m5 m30
x9.5	x28	g1 z0	
g1	g1 z0	g0 z2	(FR-4 E=5 h=1mm)
z0	x30.75 y13.5	x23	(Плата: 20x40 мм2)
x7.5 y10	x35	g1 z0	; Линия: w2=1.7(2.2)
x4	x30.75 y17.75	g0 z2	; Zo=50 ом
x1.5 y12.5	y20	x29	; Линия: W=3(3.5)
y15	x34.25	; отверстия верх	; Zo=35 ом

Благодарности

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 25-29-00316, <https://rscf.ru/project/25-29-00316/>

Список литературы

1. Фельдштейн А. Л. Явич Л. П. Синтез четырехполосников и восьмиполосников на СВЧ. М. : Связь, 1971. 388 с.
2. Shie C.-I., Cheng J.-C., Chou S.-C., Chiang Y. C. Transdirectional coupled-line couplers implemented by periodical shunt capacitors // IEEE Trans. 2009. Vol. MTT-57, no 12. P. 2981–2988.
3. Turalchuk P., Munina I., Vendik I., Ni J., Hong J. DC isolated directional coupler. In : Eur. Microw. Conf., Rome, Italy, 2014, pp. 93–95.
4. Sychev A. N., Struchkov S. M., Putilov V. N., Rudyi N. Y. A novel trans-directional coupler based on vertically installed planar circuit. In : Eur. Microw. Conf., Paris, France, 2015, P. 283–286.
5. Сычев А. Н., Стручков С. М., Рудый Н. Ю. Транснаправленный ответвитель на связанных линиях с вертикальной вставкой. В сб. : 25-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» — КрыМиКо'2015 (Севастополь, 6—12 сент. 2015 г.). С. 547—549.
6. 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. 2023. Vol. MTT-71, no. 5. P. 2104–2117.
7. Wincza K., K. Staszek K., Smolarz R., Gruszczynski S. Impedance-transforming transdirectional coupled-line directional couplers with maximum achievable transformation ratio // IEEE Access. 2024. Vol. 12. P. 93841–93847.

8. Поперечно-направленный ответвитель на связанных линиях с накладным керамическим бруском / А. Н. Сычев, С. А. Артищев, Н. Ю. Рудый, Н. С. Труфанова // Информационно-коммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2024. Т. 7, № 3. С. 473—484.
9. Патент № 2835815 С1 РФ, МПК H01P 5/18. Квадратурный поперечно-направленный ответвитель на связанных линиях с трансформацией импеданса : заявл. 28.08.2024 : опубл. 04.03.2025 / А. Н. Сычев, Н. Ю. Рудый, С. А. Артищев, Н. С. Труфанова ; заявитель Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР).
10. Свидетельство о гос. рег. программы для ЭВМ № 2022614304 (РФ) Lines Modelling Toolbox : № 2022613347: заявл. 04.03.2022: опубл. 18.03.2022 / А. Н. Сычев, В. А. Бондарь, К. Б.-Б. Дагба, А. И. Степанюга, Н. Ю. Рудый.
11. Сычев А. Н. Синтез модальных и погонных параметров несимметричных связанных линий с неоднородным диэлектриком // Журнал радиоэлектроники. 2024. № 6. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2024.6.7>.

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.

Артищев Сергей Александрович, к. т. н., заведующий лабораторией печатной электроники Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР), г. Томск, Российская Федерация. ORCID: 0000-0002-9905-621X.

Труфанова Наталья Сергеевна, м. н. с. лаборатории печатной электроники Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники, г. Томск, Российская Федерация. ORCID: 0000-0002-2055-5316.

Рудый Николай Юрьевич, инженер лаборатории печатной электроники Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР), г. Томск, Российская Федерация. ORCID: 0000-0003-2692-8192.

Impedance-Transforming Transdirectional Coupled Line Coupler Based on a Suspended Substrate

A. N. Sychev, S. A. Artishchev, N. S. Trufanova, and N. Y. Rudy

*Tomsk University of Control Systems and Radioelectronics
40, Lenina ave., Tomsk, 634050, Russian Federation
ans@main.tusur.ru*

Received: May 20, 2025

Peer-reviewed: June 20, 2025

Accepted: June 20, 2025

Abstract: *A new design of a quadrature 3-dB impedance-transforming transdirectional (TRD) coupled line coupler is proposed. The structure contains a base dielectric substrate with a grounded base and a suspended substrate with coupled strips, elevated with a small air gap, above a metal pad, which is galvanically connected to the grounded base of the base substrate by vias. The simulation was performed using the numerical conformal transformation technique with the center frequency calculation error of no more than 11.6%. The measured characteristics of the manufactured TRD coupler turned out to be close to the calculated ones and amounted to the following values in terms of the return loss of the upper line and isolation between the ports of the reference line of 10 dB: operating frequency band of 2.2–2.62 GHz (17%); amplitude and phase balances between the output ports of 4.4 ± 0.5 dB and 84 ± 3 deg., respectively; return loss of the reference line and isolation between the output ports of the upper line of more than 17 dB. A unique advantage of TRD coupler, which is absent in other types of the coupled line couplers (contra- and co-directional), is DC isolation between the input port and a pair of output ports, which is combined with a double impedance transformation (50:25). This will allow finding application of the new TRD coupler in development of balanced amplifiers, mixers, reflective phase shifters with increased controllable phase shift, phased antenna arrays, etc.*

Keywords: *transdirectional coupler, coupled lines, impedance transformer.*

For citation (IEEE): 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, doi: 10.21227/3wc0-rk33. (In Russ.).

References

- [1] A. L. Feldshteyn and L. R. Yavich, *Synthesis of microwave four- and eight-terminal devices*, Moscow: Svyaz, 1971. (In Russ.).

- [2] C.-I. Shie, J.-C. Cheng, S.-C. Chou, and Y. C. Chiang, "Transdirectional coupled-line couplers implemented by periodical shunt capacitors," *IEEE Trans*, vol. MTT-57, no. 12, pp. 2981–2988, 2009.
- [3] P. Turalchuk, I. Munina, I. Vendik, J. Ni, and J. Hong, "DC isolated directional coupler," in: *Eur. Microw. Conf.*, Rome, Italy, pp. 93–95, 2014.
- [4] A. N. Sychev, S. M. Struchkov, V. N. Putilov, and N. Y. Rudyi, "A novel trans-directional coupler based on vertically installed planar circuit," in: *Eur. Microw. Conf.*, Paris, France, pp. 283–286, 2015.
- [5] A. N. Sychev, S. M. Struchkov, and N. Yu. Rudyi, "A transdirectional coupled-line coupler with a vertical insert," in: *25th Int. Crimean Conf. "Microwave and Telecommunication Technology" – CriMiCo '2015* (Sevastopol, September 6–12, 2015), pp. 547–549. (In Russ.).
- [6] A. N. Sychev, V. A. Bondar, K. B.-B. Dagba [et al.], "Theory of doubly-shielded coupled lines for directional couplers of various directivity types with impedance transformation," *IEEE Trans.*, vol. MTT-71, no. 5, pp. 2104–2117, 2023.
- [7] 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.
- [8] 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.).
- [9] Patent No. 2835815 C1 RF, IPC H01P 5/18. Quadrature transverse coupler on coupled lines with impedance transformation : declared 28.08.2024 : published 04.03.2025 / A. N. Sychev, N. Yu. Rudy, S. A. Artishchev, and N. S. Trufanova; applicant Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR). (In Russ.).
- [10] State registration certificate of computer program No. 2022614304 (RF) Lines Modelling Toolbox: No. 2022613347: declared. 04.03.2022: publ. 18.03.2022 / A. N. Sychev, V. A. Bondar, K. B.-B. Dagba, A. I. Stepanyuga, and N. Yu. Rudy. (In Russ.).
- [11] Sychev A. N. Synthesis of modal and linear parameters of asymmetric coupled lines with an inhomogeneous dielectric // *Journal of Radio Electronics*. 2024. No. 6. [Online]. URL: <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2024.6.7>. (In Russ.).

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, Head of the Laboratory of Printed Electronics, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR), Tomsk, Russian Federation. ORCID: 0000-0002-9905-621X.

Natalia S. Trufanova, Junior Researcher, Laboratory of Printed Electronics, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR), Tomsk, Russian Federation. ORCID: 0000-0002-2055-5316.

Nickolay Y. Rudyi, Engineer, Laboratory of Printed Electronics, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR), Tomsk, Russia. ORCID: 0000-0003-2692-8192.

Разработка высоккодобротного полосового фильтра, реализованного на симметричной микрополосковой линии с использованием термостабильного диэлектрического материала

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

Научно-производственный комплекс «Радарсервис»,
ул. Станкозаводская, 7Ж, литера А, г. Рязань, 390042, Российская Федерация
radservis@mail.ru

Получено: 20 мая 2025 г.

Отрецензировано: 20 июня 2025 г.

Принято к публикации: 20 июня 2025 г.

Аннотация: В статье рассматривается конструкция компактного высоккодобротного полосового фильтра, реализованного на симметричной микрополосковой линии с использованием термостабильного диэлектрического материала. Проводится исследование предложенной конструкции фильтра с использованием программ, позволяющих синтезировать и оптимизировать различные топологии фильтров, проектировать элементы с сосредоточенными параметрами, проводить как 2,5D (планарное многослойное), так и трехмерное электромагнитное моделирование. Приведены расчетные соотношения для элементов схемы фильтра. Получена топология компактного высоккодобротного полосового фильтра. Подтверждается корректность результатов моделирования разработанной и изготовленной конструкции. Практическая ценность работы заключается в разработке и изготовлении компактного высоккодобротного полосового фильтра в микроэлектронном исполнении для целей радиолокации, стабильно работающего в широком диапазоне температур за счет использования термостабильного диэлектрического материала.

Ключевые слова: полосовой фильтр, фильтр Чебышева, высоккодобротный фильтр, электромагнитное моделирование, метод ФНЧ прототипа, симметричная микрополосковая линия, экранированная полосковая линия, полоса пропускания, полоса заграждения.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Разработка высоккодобротного полосового фильтра, реализованного на симметричной микрополосковой линии с использованием термостабильного диэлектрического материала / А. Г. Иванов, А. И. Кайбалдиев, В. Г. Левашов, О. Д. Савельев, А. С. Бурыкин, С. В. Татаринов // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2025. Т. 8, № 6. С. 995—1009.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Разработка высокودобротного полосового фильтра, реализованного на симметричной микрополосковой линии с использованием термостабильного диэлектрического материала / А. Г. Иванов, А. И. Кайбалдиев, В. Г. Левашов, О. Д. Савельев, А. С. Бурыкин, С. В. Татаринцов // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2025. — Т. 8, № 6. — С. 995—1009.

1. Введение

Для создания радиоприемного устройства с высоким уровнем избирательности неизбежно применение фильтров с большим значением добротности. В диапазоне частот СВЧ применяются фильтры на поверхностных акустических волнах (ПАВ) и фильтры на полосковых линиях передачи (фильтры на элементах с распределенными параметрами).

Фильтры ПАВ являются одними из наиболее используемых в современных системах связи, устройствах беспроводной передачи данных и другой радиоэлектронной аппаратуре в силу их миниатюрности, надежности, механической прочности, термостабильности и возможности реализации сложных частотных характеристик. Однако у фильтров ПАВ значительно большее, по сравнению с фильтрами на полосковых линиях передачи, групповое время запаздывания (ГВЗ) и изменение времени запаздывания в полосе сигнала. Групповое время запаздывания следует учитывать при разработке систем обработки широкополосных сигналов. Значительное изменение времени запаздывания в полосе сигнала приводит к его искажению, что может выражаться в изменении формы импульса, спектра, возникновении фазовых ошибок и т. д.

Фильтры на полосковых линиях передачи являются более предпочтительными для построения приемных устройств, применяемых в радиолокации. Многочисленные взаимосвязанные электромагнитные эффекты в полосковых структурах и многообразие их топологий объясняют сложность проектирования таких фильтров. Для достижения низкого уровня мощности побочных составляющих спектра необходимо хорошее экранирование структуры или применение безотражательной технологии, следовательно, использование микрополосковых линий при разработке фильтров с уровнем подавления побочных составляющих более 40 дБ невозможно из-за низкой экранировки микрополосковых линий.

Компактные геометрические размеры современных радиоприемных устройств достигаются применением многослойных печатных плат с высокой плотностью расположения компонентов, использование диэлектрических материалов с высоким значением диэлектрической проницаемости или применение технологии многослойных керамических печатных плат.

Цель работы — разработка полосового фильтра, с центральной частотой $f_0 = 1025 \pm 1$ МГц, полосой пропускания $\Delta f_c = 38 \pm 2$ МГц, максимальным вносимым затуханием в полосе пропускания $a_{min} = 4,5$ дБ, неравномерностью затухания в полосе пропускания $a_{max} = 0,044$ дБ, гарантированным затуханием $a_{min} = 75$ дБ в полосе заграждения с граничными частотами $f_{s1} = 955$ МГц и $f_{s2} = 1095$ МГц, КСВН не более 2.

2. Расчет и выбор фильтра

В качестве отправной точки в определении типа фильтра была выбрана АЧХ Чебышева, так как фильтры Чебышева обеспечивают более резкий переход от полосы пропускания к полосе задерживания при одном и том же значении порядка фильтра n , что позволит разработать высокодобротный фильтр с использованием минимального числа резонаторов n .

Определение необходимого числа резонаторов для фильтра с чебышевской характеристикой проводилось по формулам (1—4) [1—3]. Расчет крутизны A_s ФНЧ-прототипа фильтра проводился по формуле (3) исходя из рассчитанных частот среза полосы заграждения f_{s1} и f_{s2} ФНЧ-прототипа по формулам (1—2).

$$f_{s2} = 1095 \text{ МГц}, f_{s1} = \frac{f_0^2}{f_{s2}} = \frac{1025^2}{1095} = 959,48 \text{ МГц}, \quad (1)$$

$$\Delta f_s = f_{s2} - f_{s1} = 1095 - 959,48 = 135,52 \text{ МГц}. \quad (2)$$

$$A_s = \frac{\Delta f_s}{\Delta f_c} = \frac{135,52}{38} = 3,57. \quad (3)$$

Порядок ФНЧ-прототипа определен по формуле (4).

$$n \geq \frac{\text{Arch} \sqrt{\frac{10^{0,1 \cdot a_{min}} - 1}{10^{0,1 \cdot a_{max}} - 1}}}{\text{Arch } A_s} = \frac{\text{Arch} \sqrt{\frac{10^{0,1 \cdot 75} - 1}{10^{0,1 \cdot 0,044} - 1}}}{\text{Arch } 3,57} = 5,973 \Rightarrow n = 6. \quad (4)$$

Была выбрана принципиальная схема ФНЧ-прототипа 6-го порядка, приведенная на рис. 1.

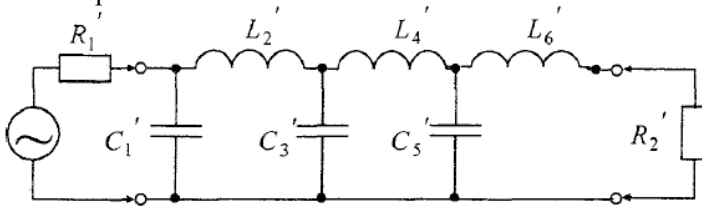


Рис. 1. Схема фильтра прототипа ФНЧ.

Fig. 1. Schematic diagram of the LPF prototype filter

С использованием расчетной таблицы ФНЧ-прототипов [1, табл. 1.4] выбраны нормированные параметры элементов схемы в соответствии с таблицей 1.

Таблица 1. Нормирующие параметры ФНЧ-прототипа.

Table 1. Normalizing parameters of the low-pass filter prototype

C'_1	0,8989
L'_2	1,478
C'_3	1,721
L'_4	1,721
C'_5	1,478
L'_6	0,8989

Для денормирования параметров использованы формулы (5—6):

$$C_1 = \frac{C'_1}{K_f K_z} = \frac{0,8989}{238,8 \cdot 10^6 \cdot 50} = 75,3 \text{ пФ} \quad (5)$$

$$L_2 = \frac{K_z L'_2}{K_f} = \frac{50 \cdot 1,478}{238,8 \cdot 10^6} = 309,5 \text{ нГн} \quad (6)$$

где $K_f = 2\pi\Delta f_c = 238,8 \cdot 10^6 \frac{\text{рад}}{\text{с}}$ — частотный масштабный коэффициент, $K_z = 50$ — масштабный коэффициент импеданса. Результат денормирования параметров ФНЧ-прототипа приведен в таблице 2.

Таблица 2. Денормированные параметры ФНЧ-прототипа.

Table 2. Denormalized parameters of the LPF prototype

C_1	75,3 пФ	L_2	309,5 нГн
C_3	144,2 пФ	L_4	360,4 нГн
C_5	123,8 пФ	L_6	188,2 нГн

Схема ФНЧ прототипа преобразована в схему прототипа полосового фильтра, приведенную рис. 2.

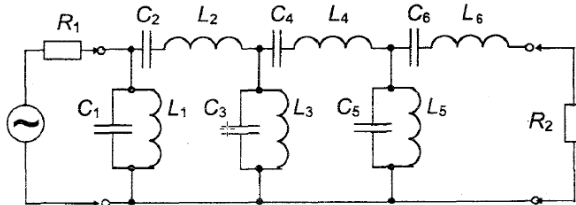


Рис. 2. Схема прототипа полосового фильтра.

Fig. 2. Schematic diagram of the bandpass filter prototype

Определены значения дополнительных индуктивностей и емкостей полосового фильтра по формулам (7—8):

$$L_1 = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 C_1} = \frac{1}{(2\pi \cdot 1025 \cdot 10^6)^2 \cdot 79,48 \cdot 10^{-6}} = 0,32 \text{ нГн}, \quad (7)$$

$$C_2 = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 L_2} = \frac{1}{(2\pi \cdot 1025 \cdot 10^6)^2 \cdot 326,71} = 0,078 \text{ пФ}. \quad (8)$$

Результаты расчета приведены в таблице 3.

Таблица 3. Дополнительные элементы полосового фильтра прототипа.

Table 3. Additional elements of the prototype bandpass filter

L_1	0,32 нГн	C_2	0,078 пФ
L_3	0,167 нГн	C_4	0,067 пФ
L_5	0,195 нГн	C_6	0,128 пФ

С помощью пакета *AWR DE* [4] построена принципиальная схема и АЧХ полученного фильтра, приведенные на рис. 3 и 4 соответственно.

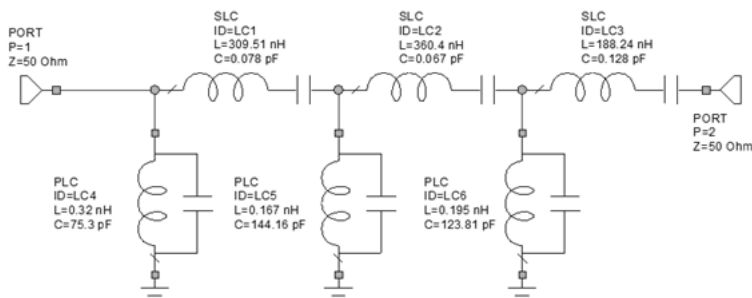


Рис. 2. Принципиальная схема фильтра в редакторе *AWR DE*.

Fig. 2. Schematic diagram of the filter in the *AWR DE* editor

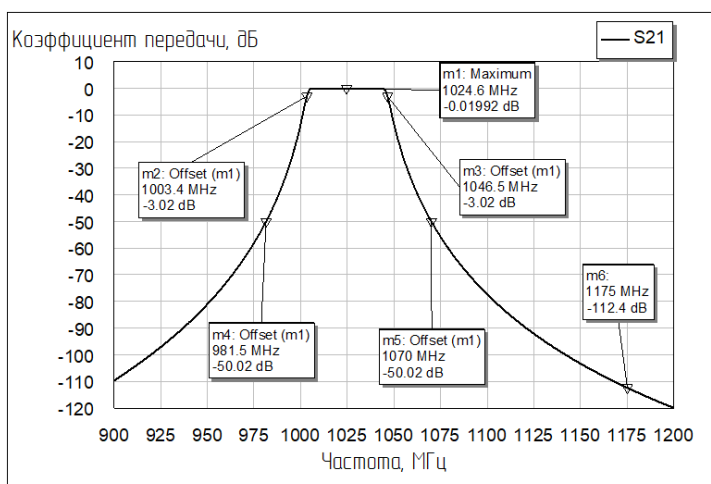


Рис. 3. АЧХ фильтра, полученная в *AWR DE*.

Fig. 3. Filter frequency response obtained in *AWR DE*

Центральная частота фильтра вычислена как полусумма частот его среза по уровню минус 3 дБ, в данном случае центральная частота равна 1024,95 МГц, ширина полосы пропускания фильтра вычислена как разница частот среза фильтра по уровню минус 3 дБ, в данном случае ширина по-

лосы пропускания равна 43,1 МГц, уровень затухания фильтра на частоте 1175 МГц равен минус 112,4 дБ, ширина полосы заграждения фильтра вычислена как разница частот среза фильтра по уровню минус 50 дБ, в данном случае ширина полосы пропускания равна 88,5 МГц. Таким образом, значение ширины полосы пропускания по уровню минус 3 дБ не соответствует требованиям (38±2 МГц). Значение номиналов элементов, входящих в фильтр, могут быть подвергнуты оптимизации для получения необходимых параметров, однако уже на данном этапе расчета понятно, что фильтр с такими малыми номиналами элементов физически не реализуем на сосредоточенных элементах. Поэтому необходимо разработать топологию фильтра с распределенными значениями емкости и индуктивности.

Микрополосковая линия из-за низкой экранировки не способна обеспечить подавление более 40 дБ, при требовании не менее 72 дБ. Поэтому для фильтра была выбрана конструкция на основе симметричной линии. Для синтеза топологии фильтра на симметричной микрополосковой линии был использован модуль *iFilter* в программном продукте *AWR DE* [4], позволяющий синтезировать различные виды фильтров, диплексеров и согласующих цепей как на сосредоточенных элементах, так и в полосковом исполнении. Фильтр, синтезированный модулем *iFilter*, стал хорошей отправной точкой для оптимизации фильтра с необходимыми параметрами.

Для синтеза выбрана встречно-штыревая структура по двум причинам: компактность геометрических размеров по сравнению с другими топологиями и возможность подстройки полосы пропускания фильтра путем изменения длины резонаторов.

Полученная топология фильтра, синтезированная модулем *iFilter*, была импортирована в пакет *AWR DE* для анализа. Для проведения упрощенного предварительного моделирования из схемы исключены подводящие линии и математические модели переходных отверстий, т. к. впоследствии будет проведено электромагнитное моделирование, учитывающее их влияние. Упрощенная модель фильтра для проведения предварительного анализа в редакторе *AWR DE* приведена на рис. 5. Характеристики фильтра приведены на рис. 6.

Исходя из полученных результатов моделирования можно сделать вывод, что на данном этапе, большая часть параметров соответствует требованиям и такая приближенность к требуемым значениям достаточна.

3. Моделирование и оптимизация полоскового фильтра

С учетом полученных результатов выбора и анализа конструкции фильтра было проведено электромагнитное моделирование в *AWR DE*,

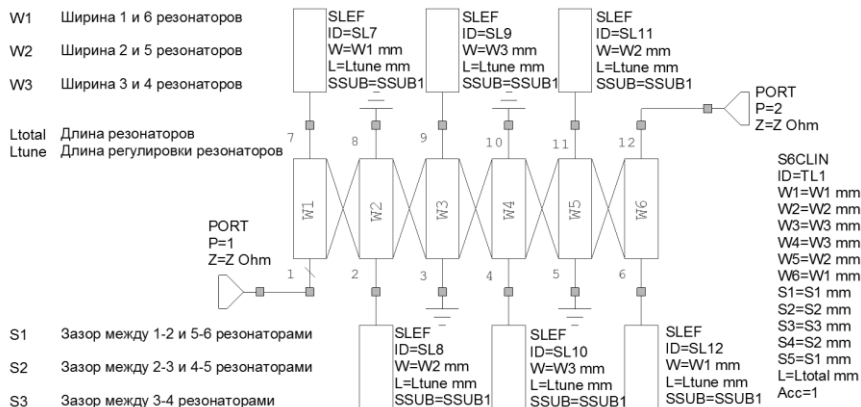


Рис. 5. Упрощенная модель фильтра в редакторе AWR DE.

Fig. 5. Simplified filter model in the AWR DE editor

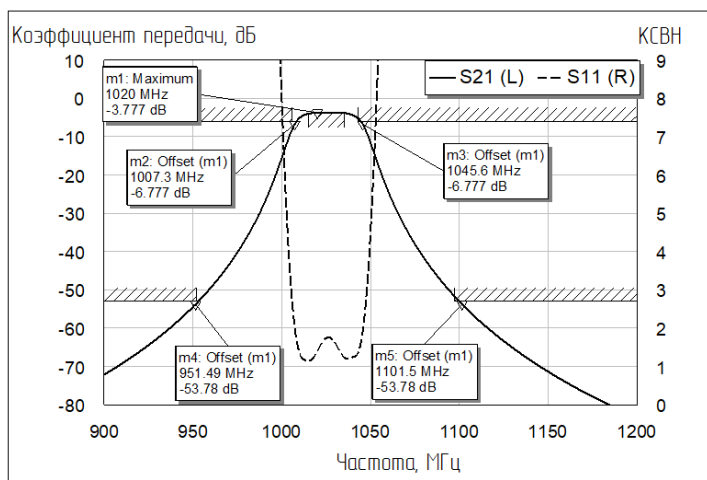


Рис. 6. Характеристики фильтра.

Fig. 6. Filter characteristics

позволяющее проводить 2,5D (планарное многослойное) моделирование СВЧ структур с помощью полностью интегрированного в программу модуля электромагнитного моделирования AXIEM, использующего для расчета электромагнитного поля метод моментов. В настройках модуля заданы параметры материалов термостабильного диэлектрика и металлизации, сформирован необходимый «стэк» слоев и заданы граничные условия, частотный диапазон и шаг расчета. Импортирована топология, рассчитанная в схемотехническом решателе AWR DE, и помещена на нужный слой

структуры. В модели добавлены необходимые порты и короткозамыкатели на концах резонаторов. Полученная модель приведена на рис. 7, характеристики фильтра в режиме электромагнитного анализа — на рис. 8.

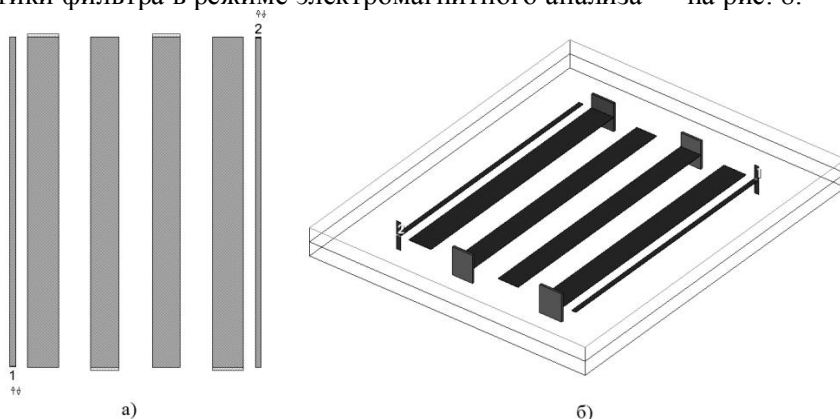


Рис. 7. Двухмерное (а) и трехмерное (б) отображение модели фильтра в модуле AXIEM.

Fig. 7. Two-dimensional (a) and three-dimensional (б) display of the filter model in the AXIEM module

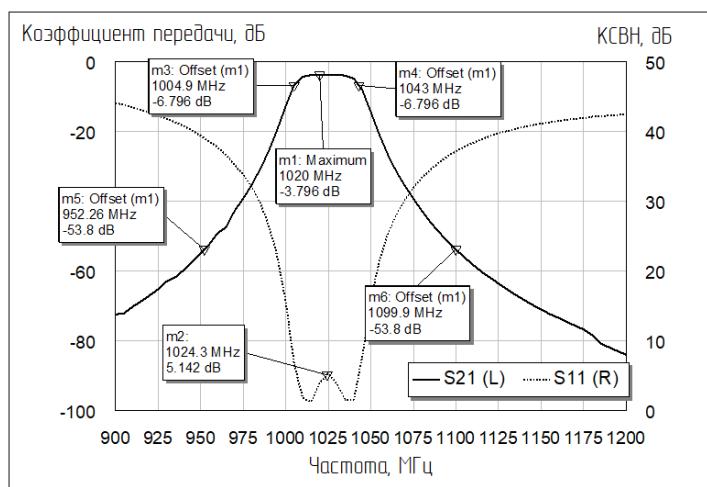


Рис. 8. Характеристики фильтра, полученные в модуле AXIEM.

Fig. 8. Filter characteristics obtained in the AXIEM module

Фильтр имеет центральную частоту 1023,95 МГц, ширину полосы пропускания 38,1 МГц, ширину полосы заграждения 146,6 МГц и КСВН на центральной частоте 5,1. Сравнив характеристики электромагнитной и схемотехнической модели, можно увидеть незначительные различия в

значениях параметров, связанные с учетом в электромагнитной модели краевых эффектов и взаимного влияния резонаторов друг на друга. Однако значение КСВН сильно отличается от заданных требований, что объясняется отсутствием в модели подводящих линий с волновым сопротивлением 50 Ом.

Для оптимизации полученных результатов электромагнитного моделирования было проведено трехмерное моделирование полосового фильтра в программе *CST Studio Suite* [5]. Программа позволяет анализировать модели широкого спектра СВЧ устройств методом конечных элементов. Полезным преимуществом *CST Studio Suite* является возможность параметризации геометрии трехмерных объектов, что позволяет создавать сложные модели и изменять их размеры за счет вариации значения определенного параметра. Полученная модель полосового фильтра в программе *CST Studio Suite* приведена на рис. 9.

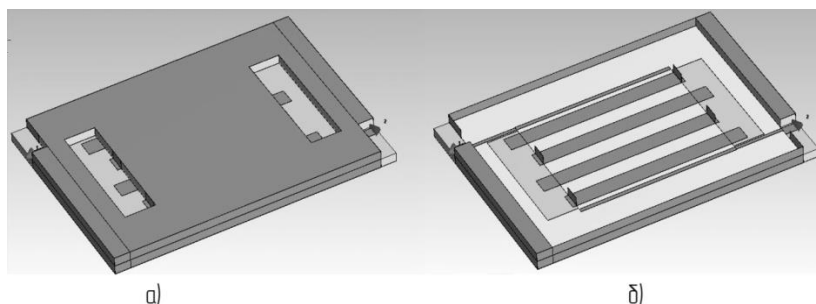


Рис. 9. Уточненная модель фильтра: а — внешний вид, б — со скрытым верхним слоем.

Fig. 9. Refined model of the filter: a – external appearance, b – with a hidden top layer

Проведен электромагнитный анализ структуры. Для этого выбран решатель в частотной области *Frequency Domain Solver*, вычисляющий электромагнитное поле по уравнениям Максвелла методом конечных элементов. Решатель разбивает модель на тетраэдрические элементы и для обеспечения сходимости решения имеет функцию адаптивного уплотнения сетки разбиения в местах наиболее сильно изменяющегося поля. В настройках решателя указан возбуждающий порт для получения необходимых элементов матрицы S-параметров и настроено число итераций адаптивного разбиения сетки. Характеристики фильтра приведены на рис. 10.

Фильтр обладает центральной частотой 1024,85 МГц, шириной полосы пропускания 38,5 МГц и шириной полосы заграждения 140,49 МГц. Подавление на центральной частоте — 3,77 дБ, подавление на частоте 1175 МГц — 79,86 дБ. КСВН центральной частоты 1,65 (–12,2 дБ). Все параметры фильтра соответствуют заданным требованиям.

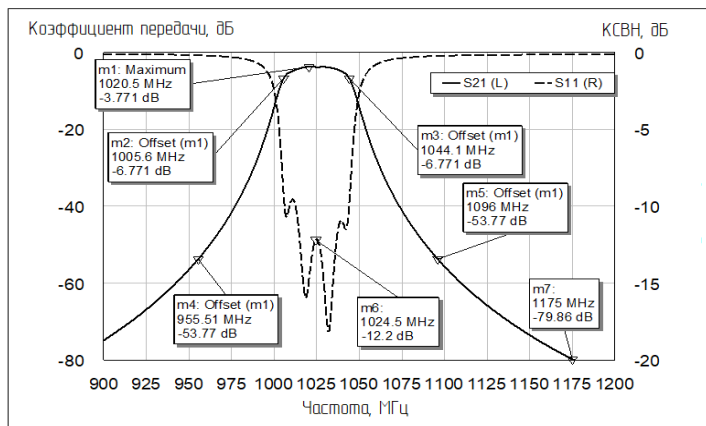


Рис. 10. Оптимизированные характеристики модели фильтра в CST Studio Suite.

Fig. 10. Optimized filter model characteristics in CST Studio Suite

4. Макетирование полоскового фильтра

На основании проведенного расчета и моделирования изготовлен макет полосового фильтра на встречно-штыревой структуре, приведенный на рис. 11. Конструктивно фильтр состоит из двух слоев: нижний слой с топологией фильтра и верхний слой с окнами для подстройки фильтра. Слои скреплены друг с другом изолирующим клеем. В местах входа и выхода микрополосковой линии из фильтра смонтированы перемычки из отожженной медной фольги, обеспечивающие электрический контакт нижнего и верхнего земляных экранов. По периметру фильтра произведен монтаж перемычек из отожженной медной фольги, предотвращающих излучение СВЧ сигнала через щель между склеенными слоями фильтра, а также обеспечивающими земляной контакт [1]. Контакт короткозамкнутых концов резонаторов с земляным слоем также обеспечивается перемычками из отожженной меди.

Погрешность изготовления топологии фильтра скомпенсирована конструктивными элементами, реализованными на топологии печатной платы. Для проверки электрических параметров на соответствие заявленным требованиям макет фильтра устанавливался в специальную оснастку, имеющую места резьбового крепления для позиционирования и закрепления фильтра в оснастке (рис. 12). Соединение фильтра с внешней цепью обеспечивается с помощью жестких коаксиальных кабелей с СВЧ разъемами типа SMA. Данный тип разъемов имеет сопротивление 50 Ом, рабочую частоту до 18 ГГц и КСВН не более 1,3.



Рис. 11. Макет полосового фильтра.

Fig. 11. Bandpass filter layout



Рис. 12. Макет фильтра, установленный в технологическую оснастку для проверки электрических параметров.

Fig. 12. Filter model installed in technological equipment for testing electrical parameters

Проверка электрических параметров фильтра проведена на векторном анализаторе цепей Микран Р4М-18, предназначенном для измерения S-параметров линейных одно- и двухпортовых устройств. Полученная частотная диаграмма макета фильтра приведена на рисунке 13.

Центральная частота вычисляется как половина суммы частотных показаний и в данном случае равна 1024,5 МГц. Полоса пропускания равна 37,3 МГц, ширина полосы заграждения фильтра — 141,0 МГц. Максимальное вносимое затухание на центральной частоте составило 3,66 дБ. Затухание на зеркальной частоте 1175 МГц составляет 80,28 дБ. КСВН составил не более 1,42 на частоте 1025 МГц.

Таким образом, макетирование фильтра показало соответствие параметров центральной частоты, ширины полосы пропускания и заграждения, уровня затухания зеркальной частоты, КСВН заданным требованиям.

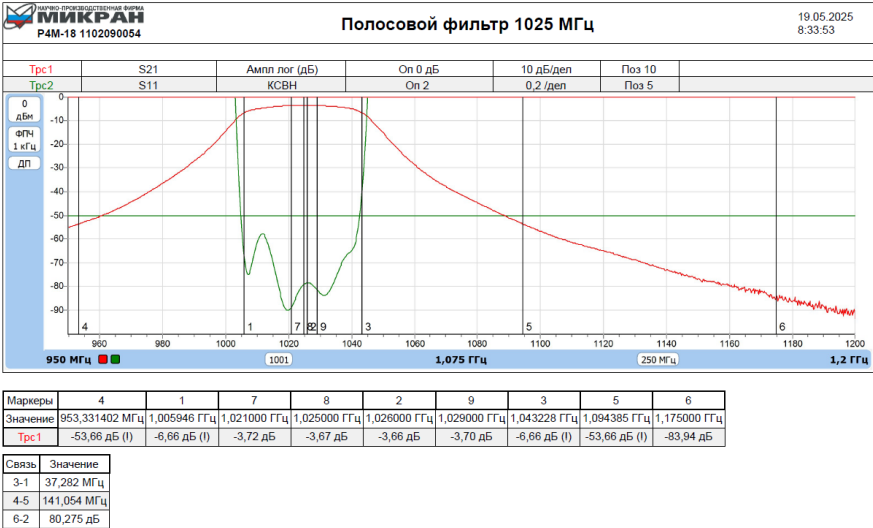


Рис. 13. Частотная диаграмма макета фильтра.

Fig. 13. Frequency diagram of the filter layout

5. Заключение

В ходе проведенного исследования была успешно разработана топология высокодобротного полосового фильтра на основе симметричной микрополосковой линии, обеспечивающего высокую избирательность.

Методика расчета и проектирования фильтра включала: анализ частотных характеристик с использованием электродинамического моделирования в *CST Microwave Studio*, оптимизацию геометрических параметров резонаторов и связи между ними для достижения заданных требований по полосе пропускания, уровню затухания в полосе задерживания и форме АЧХ, учет технологических ограничений при изготовлении (допуски на толщину диэлектрика, ширину проводников и др.).

Для верификации результатов был изготовлен макетный образец фильтра на подложке из термостабильного материала. Измерения на векторном анализаторе цепей Микран Р4М-18 подтвердили соответствие расчетных и экспериментальных данных. Массогабаритные характеристики позволяют интегрировать фильтр в состав компактных радиочастотных модулей. Полученные результаты (сводные данные см. в таблице 4) демонстрируют перспективность применения предложенной топологии в устройствах СВЧ-техники, включая системы связи и радиолокации. Разработанный фильтр применяется в производстве серийных изделий.

Таблица 4. Технические характеристики разработанного фильтра.

Table 4. Technical characteristics of the developed filter

Характеристика	Значения	
	требуемые	полученные
Центральная частота, МГц	1025 ± 1	1024,5
Полоса пропускания, МГц	38 ± 2	37,3
Вносимое затухание в полосе пропускания, дБ	не более 4,5	3,66
Неравномерность затухания в полосе пропускания, дБ не более	0,044	0,02
Затухание на частоте 1175 МГц, дБ	не менее 75	80,28
КСВН входа, не более	2	1,42
Диапазон рабочих температур, °C	-50...+75	-50...+75
Габаритные размеры, мм	42,5×22,5×2,7	42,5×22,5×2,7

Дальнейшие исследования могут быть направлены на использование альтернативных материалов подложек для дальнейшего снижения диэлектрических потерь и повышения температурной стабильности или применение многослойных топологий (*LTCC*-технологии) для миниатюризации и улучшения массогабаритных показателей.

Список литературы

1. Щербина Е. Г., Барышев Ю. А., Расчет пассивных LC-фильтров. Методологические указания к курсовому проектированию по дисциплине «Теория линейных электрических цепей железнодорожной автоматики, телемеханики и связи». М. : МИИТ, 2002. 36 с.
2. Ханзел Г. Е., Справочник по расчету фильтров. М. : Сов. радио, 1974. 288 с.
3. Зааль Р. Справочник по расчету фильтров: М. : Радио и связь, 1983. 752 с.
4. Разевиг В. Д., Потапов Ю. В., Курушин А. А., Проектирование СВЧ устройств с помощью Microwave Office. М. : СОЛОН-Пресс, 2003. 496 с.
5. Курушин А. А. Проектирование СВЧ устройств в CST STUDIO SUITE. М. : 2016. 433 с.

Информация об авторах

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

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

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

Савельев Олег Дмитриевич, начальник специального конструкторского бюро ООО НПК «Радарсервис», г. Рязань, Российская Федерация.

Бурыкин Артем Сергеевич, инженер отдела радиотехнических устройств ООО НПК «Радарсервис», г. Рязань, Российская Федерация

Татаринов Сергей Владимирович, главный инженер специального конструкторского бюро ООО НПК «Радарсервис», г. Рязань, Российская Федерация.

Design of a High-Q Bandpass Filter Implemented on a Symmetric Microstrip Line Using a Thermally Stable Dielectric Material

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

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

Received: May 20, 2025
Peer-reviewed: June 20, 2025
Accepted: June 20, 2025

Abstract: Achieving high selectivity in radar signal receivers requires the use of high-Q bandpass filters. However, scientific literature lacks sufficient information on the design of high-Q filters with narrow passbands and compact geometric dimensions. This paper presents a developed compact high-Q bandpass filter design implemented on a symmetric microstrip line using a thermally stable dielectric material. The proposed filter configuration is investigated using software tools that enable synthesis and optimization of various filter topologies, design of lumped-element components, and execution of both 2.5D (planar multilayer) and three-dimensional electromagnetic simulations of microwave structures. The analytical design equations for the filter circuit elements are provided. The topology of a compact high-Q bandpass filter has been obtained. The correctness of simulation results is confirmed by experimental data from prototyping the developed and manufactured structure. The practical value of the work lies in the development and fabrication of a compact high-Q bandpass filter in microelectronic form for radar applications, which maintains stable operation across a wide temperature range due to the use of a thermally stable dielectric material.

Keywords: transdirectional coupler, coupled lines, impedance transformer.

For citation (IEEE): A. G. Ivanov, A. I. Kaybaldiev, V. G. Levashov, O. D. Saveliev, A. S. Burykin, and S. V. Tatarinov, “Design of a High-Q Bandpass Filter Implemented on a Symmetric Microstrip Line Using a Thermally Stable Dielectric Material”, *Info-communications and Radio Technologies*, vol. 8, no. 6, pp. 995–1009, 2025, doi: 10.21227/vvtsy-e546. (In Russ.).

References

- [1] E. G. Shcherbina and Yu. A. Baryshev, *Calculation of passive LC filters*. Moscow: MIIT, 2002.
- [2] G. E. Hansell, *Filter design and evaluation*, New York: Van Nostrand Reinhold Co., 1969.
- [3] R. Saal, *Handbuch zum filternwurf*, AEG – Telefunken, 1979.

- [4] V. D. Razevig, Yu. V. Potapov, and A. A. Kurushin, *Design of microwave devices using Microwave Office*, Moscow: SOLON-Press, 2003. (In Russ.).
- [5] A. A. Kurushin, *Design of microwave devices in CST STUDIO SUITE*. Moscow: 2016. (In Russ.).

Information about the authors

Anatoly G. Ivanov, General Director of Research and Production Complex LLC “Radarservice”, Ryazan, Russian Federation.

Artem I. Kaibaldiev, Technical Director of Research and Production Complex LLC “Radarservice”, Ryazan, Russian Federation.

Viktor G. Levashov, Deputy Technical Director, Head of the Theoretical Radio Engineering Bureau of Research and Production Complex LLC “Radarservice”, Ryazan, Russian Federation.

Oleg D. Savelyev, Head of the Special Design Bureau of Research and Production Complex LLC “Radarservice”, Ryazan, Russian Federation.

Artem S. Burikin, Engineer of the Radio Engineering Devices Department of Research and Production Complex LLC “Radarservice”, Ryazan, Russian Federation.

Sergey V. Tatarinov, Chief engineer of the Special Design Bureau Research and Production Complex LLC “Radarservice”, Ryazan, Russian Federation.

Разработка малогабаритного сумматора большой мощности, интегрированного в печатную плату с согласующе- трансформирующими цепями

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

*Научно-производственный комплекс «Радарсервис»,
ул. Станкозаводская, 7Ж, литера А, г. Рязань, 390042, Российская Федерация
radservis@mail.ru*

Получено: 20 мая 2025 г.

Отрецензировано: 20 июня 2025 г.

Принято к публикации: 20 июня 2025 г.

Аннотация: В статье рассматривается результат разработки, моделирования и макетирования конструкции малогабаритного сумматора мощности на связанных линиях с лицевой связью, интегрированных в многослойную печатную плату по стандартной технологии изготовления печатных плат. Разработанный сумматор рассчитан на мощность до 2 кВт при скважности сигнала не менее 10 в диапазоне частот от 2700 до 2900 МГц. Проводится исследование предложенной конструкции сумматора в схемотехническом модуле программы AWR DE, трехмерное электромагнитное моделирование сверхвысокочастотных структур в программе CST Studio Suite и расчет теплового режима работы сумматора в программе COMSOL Multiphysics. Правильность разработанной конструкции и корректность выполненного моделирования подтверждается данными, полученными при макетировании сумматора. Практическая ценность работы заключается в разработке малогабаритного сумматора мощности, интегрированного в печатную плату, что обеспечивает точность изготовления и высокую электропрочность.

Ключевые слова: сумматор мощности, направленный ответвитель, лицевая связь, микрополосковая линия, многослойная печатная плата, S-параметры линейных устройств, электромагнитное моделирование.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Разработка малогабаритного сумматора большой мощности, интегрированного в печатную плату с согласующе-трансформирующими цепями / А. Г. Иванов, А. И. Кайбалдиев, В. Г. Левашов, О. Д. Савельев, А. С. Бурыкин // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2025. Т. 8, № 6. С. 1010—1022.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Разработка малогабаритного сумматора большой мощности, интегрированного в печатную плату с согласующе-трансформирующими цепями / А. Г. Иванов, А. И. Кайбалдиев, В. Г. Левашов, О. Д. Савельев, А. С. Бурькин // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2025. — Т. 8, № 6. — С. 1010—1022.

1. Введение

В последние годы работы, направленные на увеличение уровня выходной мощности сверхвысокочастотных (СВЧ) транзисторов, привели к необходимости разработки сумматоров, способных работать с высоким уровнем мощности. Одновременно требования к конструкции СВЧ узлов и аппаратуры изменяются в направлении комплексной миниатюризации, повышения надежности, экономичности изготовления и эксплуатации, уменьшения габаритных размеров отдельных элементов, повышения степени интеграции узлов, усложнение их функций и т. д. Поэтому возникла необходимость в разработке малогабаритного, недорогого и технологичного сумматора СВЧ мощности, интегрированного в печатную плату с согласующе-трансформирующими цепями СВЧ транзисторов. Для реализации перечисленных требований был разработан микрополосковый сумматор на связанных линиях с лицевой связью, выполненный с помощью стандартного техпроцесса производства печатных плат на органических подложках [1].

Направленный ответвитель с лицевой связью (рис. 1) состоит из двух отрезков линий, расположенных одна над другой с определенной площадью перекрытия. Рассматриваемый ответвитель имеет полосу рабочих частот около 10 % и развязку не менее 15 дБ.

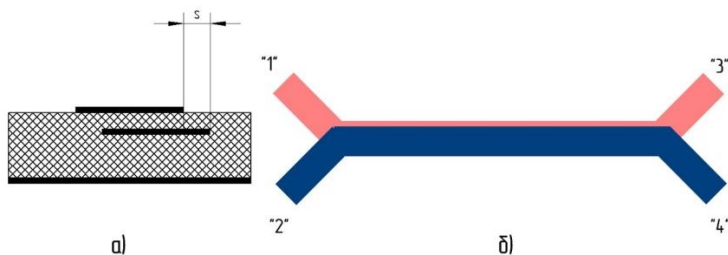


Рис. 1. Эскизы конструкции 3 дБ направленного ответвителя с лицевой связью:
а) поперечное сечение, б) вид сверху.

Fig. 1. Sketches of the design of a 3 dB broadside directional coupler:
а) cross-section, б) top view

Целью работы является разработка сумматора мощности, электрические параметры которого соответствуют требованиям, приведенным в таблице 1.

Таблица 1. Электрические параметры сумматора на лицевой связи.

Table 1. Electrical parameters of the broadside microstrip adder

Наименование параметра, единица измерений	Величина параметра		
	не менее	номинал	не более
1. Рабочий диапазон частот, ГГц	2,7	—	2,9
2. Переходное ослабление сумматора на выходах относительно входа, дБ	5,9	6,4	6,9
3. Неравномерность переходного ослабления между каналами, дБ	—	—	1,0
4. Суммарная неравномерность переходного ослабления в рабочем диапазоне частот, дБ	—	—	0,5
5. КСВН всех входов и выходов сумматора	—	—	1,5
6. Допустимая импульсная мощность (при скважности 10), Вт	—	—	2000
7. Диапазон рабочих температур, °C	минус 50	—	плюс 50

2. Выбор конструкции сумматора

Суммирующее устройство представляет из себя конструкцию типа сумматора бегущей волны, реализованную на направленных ответвителях с лицевой связью (рис. 2). Величина связи возрастает с увеличением порядкового номера секции, отсчитываемого от выхода сумматора [2]. Исходя из данных справочной таблицы [3, табл. 6.6], для получения равномерного распределения мощности на четырехканальном устройстве необходимо последовательное ответвление $1/4$ (6 дБ) от входной мощности; $1/3$ (4,8 дБ) от входной мощности и $1/2$ (3 дБ) от входной мощности, однако при проектировании сумматоров на бегущей волне необходимо учитывать потери на предыдущих каскадах суммирования. Отраженный сигнал передается не на вход, а в изолированное плечо, что вызывает необходимость применить балансную нагрузку 50 Ом.

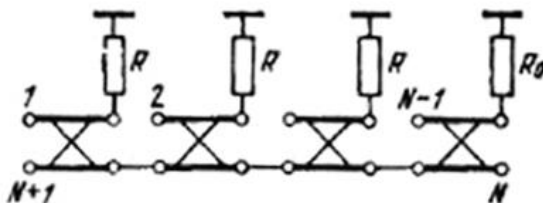


Рис. 2. Многополюсное мостовое устройство типа сумматора бегущей волны на связанных линиях [3].

Fig. 2. Multi-pole bridge device of the traveling wave adder type on coupled lines [3]

3. Расчет сумматора в среде AWR DE

Для расчета топологии сумматора использована программа *AWR DE* [4]. В редакторе схем *AWR DE* с помощью элементов *SBCPL* (элемент связанных линий с лицевой связью) спроектирована и оптимизирована топология сумматора, приведенная на рис. 3. Результат моделирования структуры сумматора приведен на рисунке 4.

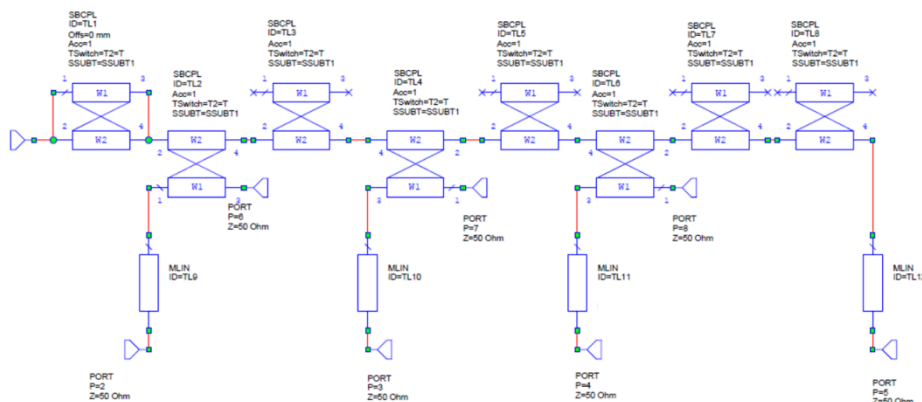


Рис. 3. Модель сумматора на лицевой связи в программе *AWR DE*.

Fig. 3. Model of broadside microstrip adder in the *AWR DE*

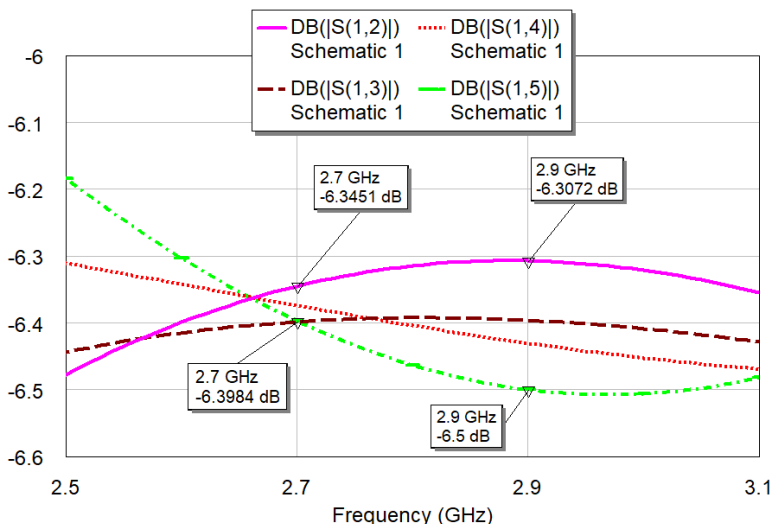


Рис. 4. Частотная зависимость переходного ослабления в плечах сумматора.

Fig. 4. Frequency dependence of transient attenuation in the adder arms

По полученным в результате моделирования зависимостям определены основные электрические параметры сумматора: переходное ослабление в диапазоне частот 2,7—2,9 ГГц от 6,31 до 6,5 дБ; неравномерность переходного ослабления между каналами не более 0,19 дБ; неравномерность переходного ослабления в рабочей полосе частот не более 0,1 дБ. Полученные характеристики удовлетворяют требованиям таблицы 1.

4. Моделирование сумматора в среде CST Studio Suite

Для моделирования сумматора была использована программа *CST Studio Suite* [5]. Топология из *AWR DE* [4] импортирована в программу электромагнитного моделирования *CST Studio* [5]. Для обеспечения корректного перехода микрополосковой линии между областями с разной толщиной диэлектрика в многослойной плате в необходимых местах спроектированы заземленные площадки с переходными отверстиями. В местах изолированных портов сформированы 50-омные нагрузки. Общий вид модели в программе *CST Studio Suite* приведен на рис. 5 (верхний слой диэлектрика не показан). Результаты моделирования сумматора приведены на рис. 6 и 7.

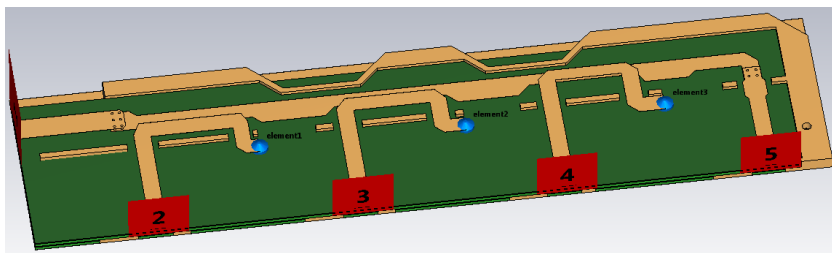


Рис. 5. Модель сумматора в CST Studio Suite (верхний слой диэлектрика не показан).

Fig. 5. Model of the adder in CST Studio Suite (the upper dielectric layer is not shown)

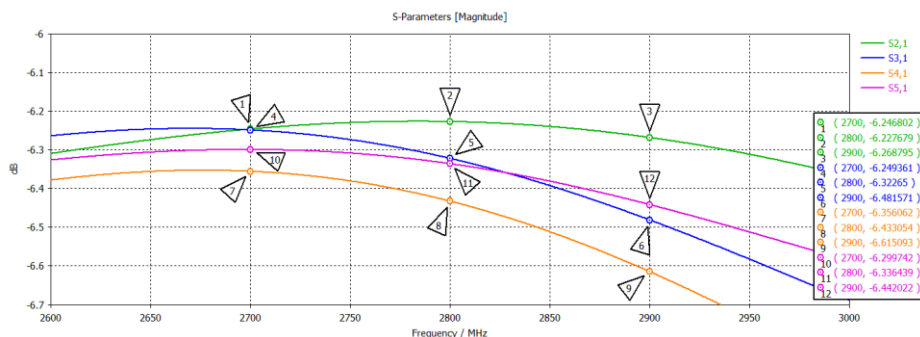


Рис. 6. Частотная зависимость переходного ослабления сумматора в CST Studio Suite.

Fig. 6. Frequency dependence of the transient attenuation of the adder in CST Studio Suite

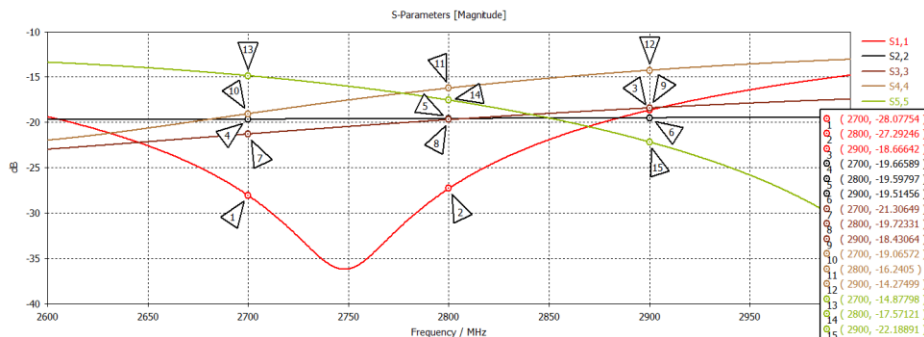


Рис. 7. Частотная зависимость отражения сумматора в CST Studio Suite.

Fig. 7. Frequency dependence of the adder reflection in CST Studio Suite

По полученным в результате моделирования зависимостям определены основные электрические параметры сумматора: переходное ослабление в диапазоне частот 2,7—2,9 ГГц от 6,22 до 6,61 дБ; неравномерность переходного ослабления между каналами не более 0,33 дБ; неравномерность переходного ослабления в рабочей полосе частот не более 0,26 дБ; КСВН входов не более 1,48 (отражение минус 14,27 дБ). Полученные характеристики удовлетворяют требованиям таблицы 1. Также проведено моделирование распространения электромагнитных полей в структуре, результат моделирования приведен на рис. 8. Данное моделирование было проведено для оценки равномерности распределения электромагнитного поля в конструкции суммирующего устройства, а также для оценки электропрочности. При выходной мощности 2 кВт и скважности 10 максимальная напряженность электрического поля в структуре сумматора составила 8,4 кВ/мм. Так как электропрочность диэлектрического материала в соответствии с технической документацией составляет не более 40 кВ/мм, то сумматор по результатам моделирования выдерживает необходимую мощность.

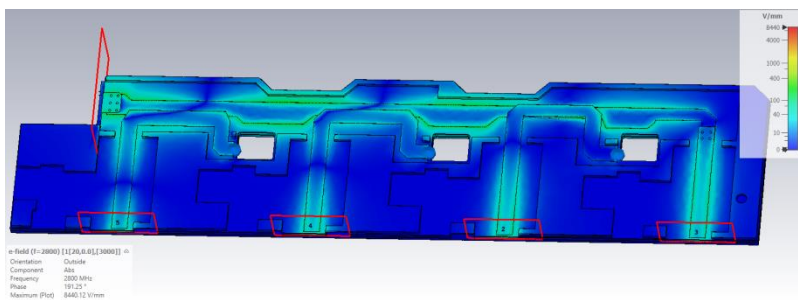


Рис. 8. Распределение электрического поля в структуре сумматора.

Fig. 8. Distribution of the electric field in the adder structure

Проведено также моделирование теплового режима сумматора в программе *COMSOL* [6]. Для проведения моделирования сумматор был рассмотрен как совокупность тепловых источников. Исходя из потерь СВЧ-материала, было рассчитано ожидаемое поглощение мощности на каждом участке цепи и проведен тепловой расчет в модуле *Transfer in Solids and Fluids*. Результат теплового расчета при температуре окружающей среды плюс 28 °С приведен на рис. 9. Предельная температура использованного СВЧ-материала согласно технической документации составляет не более 170 °С. В результате моделирования максимальная температура на сумматоре составила 104 °С. Таким образом, при температуре окружающей среды плюс 50 °С, температура сумматора не превысит предельно допустимую температуру СВЧ-материала.

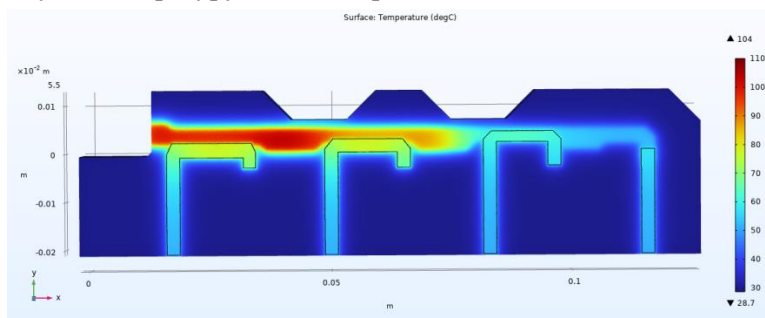


Рис. 9. Тепловой расчет сумматора в программе *COMSOL Multiphysics*.

Fig. 9. Thermal calculation of the adder in the *COMSOL Multiphysics*

5. Моделирование разделительно-суммирующего устройства

Для проверки предлагаемого сумматора требуется предварительное разделение входного сигнала. Для обеспечения единообразия электрических параметров топология делителя должна полностью повторять топологию сумматора, при этом требование к допустимой импульсной мощности в данном случае не являются определяющим.

Для определения потерь на деление-суммирование сигнала проведено электромагнитное моделирование последовательного включения делителя и сумматора, описанных ранее, в программе *CST Studio Suite* [5]. Общий вид модели приведен на рис. 10. Результаты моделирования сумматора приведены на рис. 11 и 12.

По полученным в результате моделирования зависимостям определены основные электрические параметры: потери на деление-суммирование в диапазоне частот 2,7—2,9 ГГц не более 0,88 дБ; КСВН не более 1,22 (отражение минус 19,95 дБ).

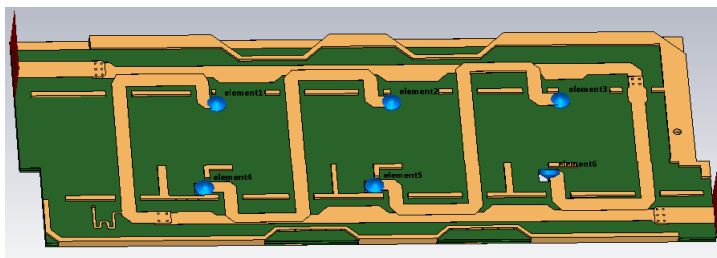


Рис. 10. Модель делителя и сумматора мощности в *CST Studio Suite* (верхний слой диэлектрика не показан).

Fig. 10. Power divider and combiner model in *CST Studio Suite* (top dielectric layer not shown)

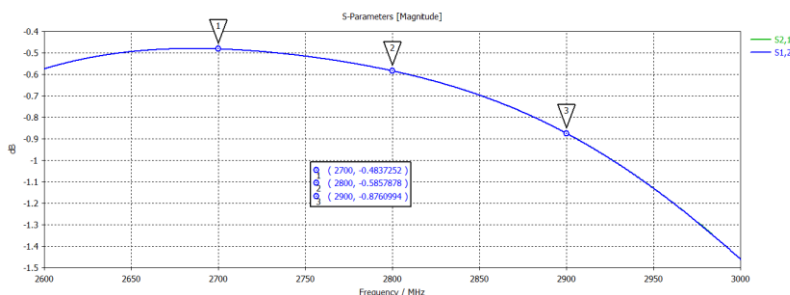


Рис. 11. Частотная зависимость потерь на деление–суммирование в *CST Studio Suite*.

Fig. 11. Frequency dependence of division-sum losses in *CST Studio Suite*

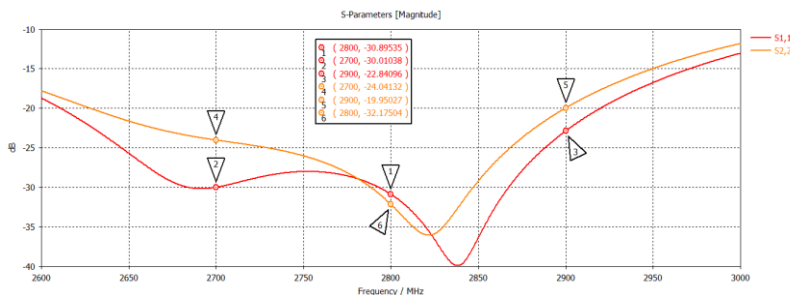


Рис. 12. Частотная зависимость отражения от делителя-сумматора в *CST Studio Suite*.

Fig. 12. Frequency dependence of reflection from a divider-adder in *CST Studio Suite*

6. Экспериментальная часть

Для экспериментального подтверждения результатов расчета, моделирования делителя и сумматора СВЧ, были спроектированы печатные платы с интегрированными согласующе-трансформирующими цепями и изготовлен макет усилителя СВЧ. Конструкции печатных плат делителя и сумматора для макета усилителя СВЧ показаны на рис. 13.



Рис. 13. Макетные печатные платы: а) печатная плата сумматора, б) печатная плата делителя.

Fig. 13. Breadboard printed circuit boards: a) adder printed circuit board, b) divider printed circuit board

Общий вид конструкции макета приведен на рис. 14. Результаты проверки макета приведены в таблице 2. Переходное ослабление делителя от 6,36 до 6,83 дБ; переходное ослабление сумматора от 6,42 до 6,85 дБ; неравномерность деления между каналами делителя не более 0,68 дБ; неравномерность между каналами сумматора не более 0,38 дБ; неравномерность переходного ослабления на делителе в рабочей полосе частот не более 0,09 дБ; неравномерность переходного ослабления на сумматоре в рабочей полосе частот не более 0,14 дБ; суммарные потери на деление и суммирование не более 1,5 дБ; КСВН входа макета не более 1,35.

Для проверки электрических параметров и теплового режима работы сумматора в макет усилителя были установлены СВЧ-транзисторы. Полученная выходная импульсная мощность усилителя приведена в таблице 2. В результате макетирования выявлено, что максимальная температура на выходе сумматора составила не более плюс 104 °С при температуре окружающей среды плюс 30 °С. Таким образом, температурный режим работы макета сумматора подтверждает корректность расчет теплового режима сумматора в программе *COMSOL Multiphysics*.

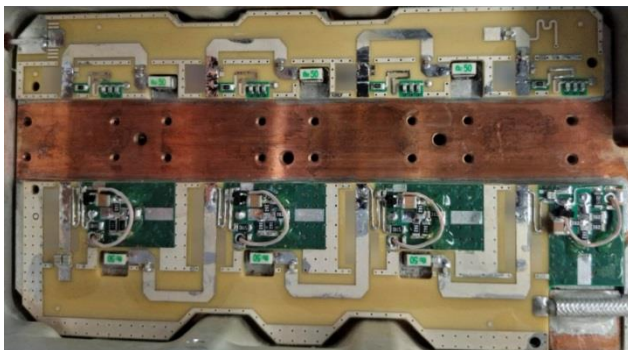


Рис. 14. Общий вид конструкции макета СВЧ-усилителя.

Fig. 14. General view of the design of the microwave amplifier layout

Таблица 2. Технические характеристики разработанного сумматора.

Table 2. Technical characteristics of the developed adder

Характеристика	Значения	
	требования	измеренные
Рабочий диапазон частот, ГГц	2,7—2,9	2,7—2,9
Переходное ослабление делителя на выходах относительно входа, дБ	5,9—6,9	6,36—6,83
Переходное ослабление сумматора на выходах относительно входа, дБ	5,9—6,9	6,42—6,86
Неравномерность деления между каналами, дБ	не более 1,0	0,56—0,69
Суммарная неравномерность переходного ослабления в рабочем диапазон частот дБ	не более 0,5	не более 0,14
Потери на суммирование-деление, дБ	не более 2,0	1,30—1,5
КСВН входа	не более 1,5	1,09—1,35
Предельная импульсная мощность (при скважности сигнала 10), Вт	не более 2000	1803—1907
Рабочий диапазон температур, °С	–50...+50	–50...+50

7. Заключение

В ходе разработки была успешно спроектирована конструкция и топология малогабаритного сумматора мощности на связанных линиях с лицевой связью, обеспечивающая низкие потери и высокую электропрочность. Для подтверждения результатов электромагнитного и теплового моделирования был изготовлен макетный образец усилителя мощности, в состав которого входит разработанный сумматор на многослойной печатной плате. Измерение электрических и температурных параметров сумматора подтвердили соответствие расчетным значениям. Полученные результаты (сводные данные в таблице 2) демонстрируют перспективность применения предложенной топологии в устройствах СВЧ-техники, включая системы связи и радиолокации. Высокая электропрочность и низкие потери позволяют использовать сумматор в состав компактных высоко-мощных усилительных модулей. Разработанный сумматор может применяться как в качестве суммирующего устройства, так и делителя с предельным уровнем импульсной мощности до 2 кВт (при скважности 10).

Список литературы

1. Сечи Ф., Буджати М., Мощные твердотельные СВЧ-усилители. М. : Техносфера, 2015. 416 с.
2. Заенцев В. В., Катушкина В. М., Лондон С. Е., Модель З. И. Устройства сложения и распределения мощностей высокочастотных колебаний. М. : Сов. радио, 1980. 296 с.

3. Мазепова О. И., Мещанова В. П., Прохоров Н. И. Справочник по элементам полосковой техники. М. : Связь, 1976. 336 с.
4. Разевиг В. Д., Потапов Ю. В., Курушин А. А. Проектирование СВЧ устройств с помощью Microwave Office. Под ред. В. Д. Разевиг. М. : СОЛОН-Пресс, 2003. 496 с.
5. Курушин А. А. Проектирование СВЧ устройств в CST STUDIO SUITE. М. : 2016. 433 с.
6. Курушин А. А. Решение мультифизических СВЧ задач с помощью САПР COMSOL. М. : One-Book, 2016. 376 с.

Информация об авторах

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

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

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

Савельев Олег Дмитриевич, начальник специального конструкторского бюро ООО НПК «Радарсервис», г. Рязань, Российская Федерация.

Бурыкин Артем Сергеевич, инженер отдела радиотехнических устройств ООО НПК «Радарсервис», г. Рязань, Российская Федерация

Design of a Compact High-Power Combiner Integrated into a Printed Circuit Board with Matching and Transforming Circuits

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

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

Received: May 20, 2025
Peer-reviewed: June 20, 2025
Accepted: June 20, 2025

Abstract: Advances in microwave transistor technology have led to increased output power, creating a demand for compact power combiners capable of handling high power levels. However, scientific literature lacks sufficient examples of high-power combiner designs that maintain small form factors. This work presents the design, simulation, and prototyping of a compact edge-coupled power combiner integrated into a multi-layer printed circuit board (PCB) using standard PCB fabrication techniques. The developed combiner is designed to handle power levels up to 2 kW with a duty cycle of at least 10, operating in the 2700–2900 MHz frequency range. The proposed combiner structure is analyzed using: circuit simulation in AWR Design Environment (AWR DE), 3D electromagnetic (EM) modeling of microwave structures in CST Studio Suite, thermal analysis in COMSOL Multiphysics. The validity of the design and simulations is confirmed through prototype testing. The practical significance of this work lies in the development of a PCB-integrated power combiner, ensuring high manufacturing precision and excellent dielectric strength while maintaining a compact.

Keywords: power combiner, directional coupler, broadband coupling, microstrip line, multilayer printed circuit board, S-parameters of linear devices, electromagnetic simulation.

For citation (IEEE): A. G. Ivanov, A. I. Kaybaldiev, V. G. Levashov, O. D. Saveliev, and A. S. Burykin, “Design of a Compact High-Power Combiner Integrated into a Printed Circuit Board with Matching and Transforming Circuits”, *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 8, no. 6, pp. 1010–1022, 2025, doi: 10.21227/a5yp-q572. (In Russ.).

References

- [1] F. Sechi, M. Bujatti, *Solid-state microwave high-power amplifiers*, Boston: Artech House, 2009.
- [2] V. V. Zaentsev, V. M. Katushkina, S. E. London, and Z. I. Model, *Devices for adding and distributing the power of high-frequency oscillations*. Moscow: Sov. radio, 1980. (In Russ.).

- [3] O. I. Mazepova, V. P. Meshchanova, and N. I. Prokhorov, *Handbook of stripline technology elements*. Moscow: Svyaz, 1976. (In Russ.).
- [4] V. D. Razevig, Yu. V. Potapov, and A. A. Kurushin, *Design of microwave devices using Microwave Office*. Moscow: SOLON-Press, 2003. (In Russ.).
- [5] A. A. Kurushin, *Design of microwave devices in CST STUDIO SUITE*. Moscow: 2016. (In Russ.).
- [6] A. A. Kurushin, *Solving multiphysical microwave problems using COMSOL CAD*. Moscow: One-Book, 2016. (In Russ.).

Information about the authors

Anatoly G. Ivanov, General Director of Research and Production Complex LLC “Radarservice”, Ryazan, Russian Federation.

Artem I. Kaibaldiev, Technical Director of Research and Production Complex LLC “Radarservice”, Ryazan, Russian Federation.

Viktor G. Levashov, Deputy Technical Director, Head of the Theoretical Radio Engineering Bureau of Research and Production Complex LLC “Radarservice”, Ryazan, Russian Federation.

Oleg D. Savelyev, Head of the Special Design Bureau of Research and Production Complex LLC “Radarservice”, Ryazan, Russian Federation.

Artem S. Burikin, Engineer of the Radio Engineering Devices Department of Research and Production Complex LLC “Radarservice”, Ryazan, Russian Federation.

Метод снижения влияния нелинейных искажений на достоверность приема сообщения

Дегтярев А. Н., Афонин И. Л., Поляков А. Л.

Севастопольский государственный университет

*ул. Университетская, 33, г. Севастополь, 299053, Российская Федерация
degtyaryov1966@yandex.ru*

Получено: 20 мая 2025 г.

Отрецензировано: 20 июня 2025 г.

Принято к публикации: 20 июня 2025 г.

Аннотация: Разработанный метод позволяет добиться одновременного снижения уровней нелинейных искажений сигнала и межсимвольной интерференции и не требует сведений об амплитудной характеристике канала связи. Предлагается описывать работу приемника с помощью интегрального преобразования с воспроизводящим ядром. Критерием оптимальности приемника является критерий минимума среднего квадратического отклонения помехи на выходе приемника при заданном отсчетном значении выходного сигнала приемника. Задача оптимизации сводится к определению ядра интегрального преобразования, математическое ожидание результата которого равно сигналу, а дисперсия результата принимает минимальное значение. Для решения сформулированной задачи предлагается складывать сигнал в ряд В. А. Котельникова. Определено ядро интегрального преобразования для случая отсутствия межсимвольной интерференции, обеспечивающее на выходе приемника нулевую дисперсию помехи, вызванной нелинейными искажениями. Фактически в приемнике осуществляется ортогонализация принимаемого сигнала с помехой, вызванной нелинейными искажениями. При приеме сигнала в условиях нелинейных искажений и межсимвольной интерференции для определения ядра интегрального преобразования необходимо знать время прихода интерферирующего сигнала. Проведены расчеты, иллюстрирующие алгоритм определения времени прихода одного интерферирующего сигнала.

Ключевые слова: нелинейные искажения, межсимвольная интерференция, ортогональность сигналов, критерий минимума среднего квадратического отклонения помехи при заданном отсчетном значении выходного сигнала приемника, линейное интегральное преобразование.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Дегтярев А. Н., Афонин И. Л., Поляков А. Л. Метод снижения влияния нелинейных искажений на достоверность приема сообщения // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2025. Т. 8, № 6. С. 1023—1039.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Дегтярев, А. Н. Метод снижения влияния нелинейных искажений на достоверность приема сообщения / А. Н. Дегтярев, И. Л. Афонин, А. Л. Поляков // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2025. — Т. 8, № 6. — С. 1023—1039.

1. Введение

На достоверность приема сообщения кроме аддитивных помех в канале связи существенное влияние оказывают нелинейные искажения передаваемого сигнала. Прием осложняется, если наряду с нелинейными искажениями сигнала в канале связи возникает межсимвольная интерференция (МСИ).

Методы борьбы с нелинейными искажениями условно можно разделить на три группы: методы, основанные на компенсации нелинейных искажений (предыскажение передаваемого сигнала, компенсация искажений на приемной стороне) [1, 2], разнесенного приема [1, 3, 4], а также специальные алгоритмы цифровой обработки сигнала, использующие методы компенсации нелинейных искажений [5—11]. Эти методы подразумевают либо тестирование канала связи, либо реализацию некоторых алгоритмов с целью определения амплитудной характеристики канала связи.

Как правило, в литературе методы борьбы с нелинейными искажениями и МСИ рассматриваются отдельно.

Целесообразно разработать метод, позволяющий добиться одновременного снижения уровней нелинейных искажений сигнала и МСИ и не требующий сведений об амплитудной характеристике канала связи.

2. Формализация задачи

Пусть $s(t)$ — основной сигнал — сигнал, подлежащий передаче по каналу связи. При распространении по i -му пути он задерживается и преобразуется нелинейные искажения по закону

$$\tilde{s}_i(t) = F_i \{s(t - T_{zi})\},$$

где $F_i \{x\}$ — нелинейная функция, характеризующая нелинейные искажения сигнала на i -м пути, T_{zi} — время задержки искаженного сигнала $\tilde{s}_i(t)$ относительно основного сигнала на входе приемника.

С учетом действующей в канале связи аддитивной помехи с реализацией $n(t)$ на вход приемника поступает аддитивная смесь

$$z(t) = \sum_{i=1}^N \tilde{s}_i(t) + n(t) = \sum_{i=1}^N F_i \{s(t - T_{zi})\} + n(t), \quad (1)$$

где N — число путей распространения сигнала.

Будем считать, что нелинейные искажения вызываются наличием в канале связи некоторых нелинейных элементов. Примем, что эти нелинейные элементы имеют амплитудные характеристики вида $F_i\{x\}$, которые можно представить в виде

$$F_i\{x\} = \sum_{m=1}^M c_{im} x^m, \quad (2)$$

где c_{im} — коэффициенты представления амплитудной характеристики i -го нелинейного элемента в виде полинома, M — степень полинома, аппроксимирующего амплитудную характеристику нелинейного канала связи.

В общем случае можно считать, что c_{im} являются случайными величинами.

С учетом выражения (2) сигнал на входе приемника (1) перепишется в виде

$$z(t) = \sum_{i=1}^N \sum_{m=1}^M c_{im} s^m(t - T_{zi}) + n(t). \quad (3)$$

Предположим, что в сумме (3) можно выделить сигнал $c_{11}s(t)$, поступивший на вход приемника с задержкой равной нулю, т. е. $t_1 = 0$. Тогда выражение (3) запишется как

$$z(t) = c_{11}s(t) + \sum_{m=2}^M c_{1m}s^m(t) + \sum_{i=2}^N \sum_{m=1}^M c_{im}s^m(t - T_{zi}) + n(t). \quad (4)$$

Введем обозначение

$$\xi(t, T_{z1}, T_{z1}, \dots, T_{zN}, \mathbf{c}) = \sum_{m=2}^M c_{1m}s^m(t) + \sum_{i=2}^N \sum_{m=1}^M c_{im}s^m(t - T_{zi}),$$

где $\mathbf{c}$ — вектор коэффициентов.

Алгоритм работы приемника опишем с помощью интегрального преобразования с ядром $R(t, \tau)$. Тогда сигнал на выходе приемника примет вид

$$s_{\text{вых}}(\tau) = \int_{T_z} z(t) R(t, \tau) dt, \quad (5)$$

где T_z — временной интервал наблюдения смеси $z(t)$ (в общем случае T_z может быть бесконечным).

Таким образом, задача состоит в определении ядра интегрального преобразования, математическое ожидание результата которого равно сигналу $c_{11}s(t)$, а дисперсия результата принимает минимальное значение:

$$M\{s_{\text{вых}}(\tau)\} = M\left\{\int_{T_z} z(t) R(t, \tau) dt\right\} = c_{11}s(\tau), \quad (6)$$

$$D\{s_{\text{вых}}(\tau)\} = D\left\{\int_{T_z} z(t)R(t, \tau)dt\right\} = \min, \quad (7)$$

где $M\{\dots\}$ и $D\{\dots\}$ — математическое ожидание и дисперсия соответственно.

Для этого подставим (4) в левую часть выражения (6) и преобразуем полученное выражение

$$\begin{aligned} M\{s_{\text{вых}}(\tau)\} &= M\left\{\int_{T_z} (c_{11}s(t) + \xi(t, T_{31}, T_{31}, \dots, T_{3N}, \mathbf{c}) + n(t))R(t, \tau)dt\right\} = \\ &= M\{c_{11}\} \int_{T_z} s(t)R(t, \tau)dt + M\left\{\int_{T_z} (\xi(t, T_{31}, T_{31}, \dots, T_{3N}, \mathbf{c}) + n(t))R(t, \tau)dt\right\}. \end{aligned}$$

Если математическое ожидание аддитивной помехи равно нулю, то

$$M\{s_{\text{вых}}(\tau)\} = M\{c_{11}\} \int_{T_z} s(t)R(t, \tau)dt + M\left\{\int_{T_z} \xi(t, T_{31}, T_{31}, \dots, T_{3N}, \mathbf{c})R(t, \tau)dt\right\}.$$

Изменив порядок выполнения операций интегрирования и взятия математического ожидания, имеем

$$M\{s_{\text{вых}}(\tau)\} = M\{c_{11}\} \int_{T_z} s(t)R(t, \tau)dt + \int_{T_z} M\{\xi(t, T_{31}, T_{31}, \dots, T_{3N}, \mathbf{c})\} R(t, \tau)dt.$$

Если преобразование (5) является линейным интегральным преобразованием, то требование (6) выполняется только в случае, если

$$\int_{T_z} s(t)R(t, \tau)dt = s(\tau), \quad (8)$$

$$\text{и} \quad \int_{T_z} M\{\xi(t, T_{31}, T_{31}, \dots, T_{3N}, \mathbf{c})\} R(t, \tau)dt = 0. \quad (9)$$

Введем обозначение для математического ожидания помехи

$$x(t) = M\{\xi(t, T_{31}, T_{31}, \dots, T_{3N}, \mathbf{c})\} \quad (10)$$

и, переписывая выражение (9) с учетом обозначения (10), получаем

$$\int_{T_z} x(t)R(t, \tau)dt = 0. \quad (11)$$

Преобразование (8) представляет собой интегральное преобразование с воспроизводящим ядром. Следовательно, сигнал $s(t)$ является собственной функцией этого преобразования.

Наиболее просто реализуются вырожденные воспроизводящие ядра вида

$$R(t, \tau) = \sum_{j=0}^{L-1} \varphi_j(t)\varphi_j(\tau)\rho_\varphi(t), \quad (12)$$

где L — число собственных функций, соответствующих одному собственному числу; $\varphi_j(\tau)$ — собственные функции интегрального преобразования с ядром $R(t, \tau)$; $\rho_\varphi(t)$ — вес ортогональности собственных функций $\varphi_j(\tau)$.

Таким образом, сигнал $s(t)$ представляет собой линейную комбинацию функций $\varphi_j(t)$

$$s(t) = \sum_{j=0}^{L-1} b_j \varphi_j(t),$$

где

$$b_j = \int_{T_z} s(t) \varphi_j(t) \rho_\varphi(t) dt.$$

Перепишем выражения (8) и (11) с учетом (12) и получим

$$\int_{T_z} s(t) \sum_{j=0}^{L-1} \varphi_j(t) \varphi_j(\tau) \rho_\varphi(t) dt = s(\tau), \quad (13)$$

$$\int_{T_z} x(t) \sum_{j=0}^{L-1} \varphi_j(t) \varphi_j(\tau) \rho_\varphi(t) dt = 0. \quad (14)$$

Изменяя порядок выполнения операций интегрирования и сложения, и, вынося за знак интеграла $\varphi_j(\tau)$, из (13) и (14) получаем

$$\sum_{j=0}^{L-1} \varphi_j(\tau) \int_{T_z} s(t) \varphi_j(t) \rho_\varphi(t) dt = s(\tau), \quad (15)$$

$$\sum_{j=0}^{L-1} \varphi_j(\tau) \int_{T_z} x(t) \varphi_j(t) \rho_\varphi(t) dt = 0. \quad (16)$$

Из равенства (15) следует, что $s(t)$ действительно является собственной функцией интегрального преобразования (8) с ядром (12).

Поскольку никакие функции $\varphi_j(\tau)$ не равны нулю, то выражение (16) выполняется только в случае, если

$$\int_{T_z} x(t) \varphi_j(t) \rho_\varphi(t) dt = 0, \quad (17)$$

т. е., функция $x(t)$ должна быть ортогональной с весом $\rho_\varphi(t)$ функциям $\varphi_j(t)$.

Следовательно, с точки зрения классической теории интегральных операторов, функция $x(t)$ должна быть собственной функцией интегрального оператора (5). Поскольку функции $\varphi_j(t)$ образуют полный ортогональный базис, то равенство (17) не может выполняться для всех $\varphi_j(t)$.

Таким образом, в рамках классической теории линейных интегральных операторов сформулированная задача не решается, т. к. имеется противоречие: с одной стороны имеется полный ортогональный базис, состоящий из функций $\varphi_j(t)$, а с другой стороны существует функция $x(t)$, которая является ортогональной всем функциям этого базиса. Однако такое противоречие возникает, когда рассматривается полная система собственных функций интегрального оператора, для которых выполняются условия ортогональности в виде

$$\left\{ \int_{T_x} \varphi_i(t) \varphi_j(t) \rho_\varphi(t) dt = \begin{cases} \text{const} \neq 0, & i = j, \\ 0, & i \neq j, \end{cases} \right. \quad (18)$$

где вес $\rho_\varphi(t)$ является неотрицательной функцией.

Для того чтобы преодолеть это противоречие, потребуем, чтобы вместо выражения (18) выполнялось условие

$$\left\{ \int_{T_x} \varphi_0(t) \varphi_j(t) \rho_\varphi(t) dt = \begin{cases} \text{const} \neq 0, & j = 0, \\ 0, & j \neq 0. \end{cases} \right.$$

Поскольку эта система уравнений не требует от множества базисных функций $\varphi_j(t)$ свойства полноты, то ее можно дополнить уравнением (17)

$$\left\{ \begin{aligned} \int_{T_x} \varphi_0(t) \varphi_j(t) \rho_\varphi(t) dt &= \begin{cases} \text{const} \neq 0, & j = 0, \\ 0, & j \neq 0, \end{cases} \\ \int_{T_x} \varphi_0(t) x(t) \rho_\varphi(t) dt &= 0. \end{aligned} \right. \quad (19)$$

В этом случае вес $\rho_\varphi(t)$ может быть знакопеременной функцией.

Выражение (19) приводит к необходимости изменить ядро преобразования (12) и переписать его в виде

$$R(t, \tau) = \sum_{j=0}^{L-1} \varphi_0(t) \varphi_j(\tau) \rho_\varphi(t) = \varphi_0(t) \rho_\varphi(t) \sum_{j=0}^{L-1} \varphi_j(\tau).$$

Интегральное преобразование (8) в этом случае примет вид

$$\int_{T_x} \varphi_0(t) R(t, \tau) dt = \varphi_0(\tau),$$

и будет выполняться только для одной функции $\varphi_0(t)$.

В этом случае $s_0(t) = \varphi_0(t)$ может рассматриваться как принимаемый каналный символ. Будем считать, что остальные каналные символы определяются как

$$s_j(t) = \varphi_j(t), \quad j = \pm 1, \pm 2, \dots, L-1.$$

Тогда можно записать

$$\begin{cases} \int_{T_z} s_0(t) R(t, \tau) dt = s_0(\tau), \\ \int_{T_z} s_0(t) s_j(t) \rho_\varphi(t) dt = \begin{cases} \text{const} \neq 0, & j = 0, \\ 0, & j \neq 0, \end{cases} \\ \int_{T_z} s_0(t) x(t) \rho_\varphi(t) dt = 0. \end{cases} \quad (20)$$

Определим дисперсию выходного сигнала приемника (7)

$$D\{s_{\text{вых}}(\tau)\} = M \left\{ \left(\int_{T_z} z(t) R(t, \tau) dt \right)^2 \right\} - M^2 \left\{ \int_{T_z} z(t) R(t, \tau) dt \right\}. \quad (21)$$

На основании (6) имеем

$$M^2 \left\{ \int_{T_z} z(t) R(t, \tau) dt \right\} = c_{11}^2 s_0^2(\tau).$$

Вычислим первое слагаемое, стоящее в правой части выражения (21).

$$\begin{aligned} M \left\{ \left(\int_{T_z} z(t) R(t, \tau) dt \right)^2 \right\} = \\ = M \left\{ \left[\int_{T_z} (c_{11} s_0(t) + \xi(t, T_{31}, T_{31}, \dots, T_{3N}, \mathbf{c}) + n(t)) R(t, \tau) dt \right]^2 \right\} = \\ = M \left\{ \left[\int_{T_z} c_{11} s_0(t) R(t, \tau) dt \right]^2 + \left[\int_{T_z} \xi(t, T_{31}, T_{31}, \dots, T_{3N}, \mathbf{c}) R(t, \tau) dt \right]^2 + \right. \\ \left. + \left[\int_{T_z} n(t) R(t, \tau) dt \right]^2 + 2 \int_{T_z} c_{11} s_0(t) R(t, \tau) dt \int_{T_z} \xi(t, T_{31}, T_{31}, \dots, T_{3N}, \mathbf{c}) R(t, \tau) dt + \right. \\ \left. + 2 \int_{T_z} c_{11} s_0(t) R(t, \tau) dt \int_{T_z} n(t) R(t, \tau) dt + \right. \\ \left. + 2 \int_{T_z} \xi(t, T_{31}, T_{31}, \dots, T_{3N}, \mathbf{c}) R(t, \tau) dt \int_{T_z} n(t) R(t, \tau) dt \right\} = \\ = \int_{T_z} \int_{T_z} M \{ c_{11}^2 \} s_0(t) s_0(\tilde{t}) R(t, \tau) R(\tilde{t}, \tau) d\tilde{t} dt + \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& + \int_{T_z} \int_{T_z} M \left\{ \xi(t, T_{31}, T_{31}, \dots, T_{3N}, \mathbf{c}) \xi(\tilde{t}, T_{31}, T_{31}, \dots, T_{3N}, \mathbf{c}) \right\} R(t, \tau) R(\tilde{t}, \tau) d\tilde{t} d\tau + \\
& \quad + \int_{T_z} \int_{T_z} M \left\{ n(t) n(\tilde{t}) \right\} R(t, \tau) R(\tilde{t}, \tau) d\tilde{t} d\tau + \\
& \quad + 2 \int_{T_z} \int_{T_z} M \left\{ c_{11} \xi(t, T_{31}, T_{31}, \dots, T_{3N}, \mathbf{c}) \right\} s_0(t) R(t, \tau) R(\tilde{t}, \tau) d\tilde{t} d\tau + \\
& \quad + 2 \int_{T_z} \int_{T_z} M \left\{ c_{11} n(t) \right\} s_0(\tilde{t}) R(t, \tau) R(\tilde{t}, \tau) d\tilde{t} d\tau + \\
& \quad + 2 \int_{T_z} \int_{T_z} M \left\{ \xi(t, T_{31}, T_{31}, \dots, T_{3N}, \mathbf{c}) n(\tilde{t}) \right\} R(t, \tau) R(\tilde{t}, \tau) d\tilde{t} d\tau \Bigg\}. \quad (22)
\end{aligned}$$

В выражение (22) входят автокорреляционные функции случайных процессов $\xi(t, T_{31}, T_{31}, \dots, T_{3N}, \mathbf{c})$ и $n(t)$, которые соответственно равны

$$\begin{aligned}
B_{\xi}(t, \tilde{t}, T_{31}, T_{31}, \dots, T_{3N}, \mathbf{c}) &= M \left\{ \xi(t, T_{31}, T_{31}, \dots, T_{3N}, \mathbf{c}) \xi(\tilde{t}, T_{31}, T_{31}, \dots, T_{3N}, \mathbf{c}) \right\}, \\
B_n(t, \tilde{t}) &= M \left\{ n(t) n(\tilde{t}) \right\},
\end{aligned}$$

и их взаимная корреляционная функция

$$B_{\xi n}(t, \tilde{t}) = M \left\{ \xi(t, T_{31}, T_{31}, \dots, T_{3N}, \mathbf{c}) n(\tilde{t}) \right\}.$$

Поскольку помехи $\xi(t, T_{31}, T_{31}, \dots, T_{3N}, \mathbf{c})$ и $n(t)$ имеют различную природу, то можно предположить, что они статистически независимы. В этом случае можно считать, что

$$B_{\xi n}(t, \tilde{t}) = M \left\{ \xi(t, T_{31}, T_{31}, \dots, T_{3N}, \mathbf{c}) n(\tilde{t}) \right\} = 0.$$

Если $n(t)$ представляет собой дельта-коррелированный стационарный гауссовский процесс с дисперсией $N_0 / 2$, то

$$B_n(t, \tilde{t}) = \delta(\tilde{t} - t) N_0 / 2,$$

тогда

$$\begin{aligned}
\int_{T_z} \int_{T_z} M \left\{ n(t) n(\tilde{t}) \right\} R(t, \tau) R(\tilde{t}, \tau) d\tilde{t} d\tau &= \int_{T_z} \int_{T_z} \frac{N_0}{2} \delta(\tilde{t} - t) R(t, \tau) R(\tilde{t}, \tau) d\tilde{t} d\tau = \\
&= \frac{N_0}{2} \int_{T_z} R^2(t, \tau) dt.
\end{aligned}$$

Кроме того, поскольку помеха $n(t)$ имеет нулевое математическое ожидание, то $M \left\{ c_{11} n(t) \right\} = 0$, и, следовательно

$$2 \int_{T_z} \int_{T_z} M \left\{ c_{11} n(t) \right\} s_0(\tilde{t}) R(t, \tau) R(\tilde{t}, \tau) d\tilde{t} d\tau = 0.$$

Т. к. справедливы соотношения (20), то выполняется равенство

$$2 \int_{T_z} \int_{T_z} M \{ a_{11} \xi(\tilde{t}, T_{31}, T_{31}, \dots, T_{3N}, \mathbf{c}) \} s_0(t) R(t, \tau) R(\tilde{t}, \tau) d\tilde{t} dt = 0.$$

Тогда с учетом формулы (13) выражение (29) преобразуется к виду

$$M \left\{ \left(\int_{T_z} z(t) R(t, \tau) dt \right)^2 \right\} = c_{11}^2 s_0^2(\tau) +$$

$$+ \int_{T_z} \int_{T_z} B_{\xi}(t, \tilde{t}, T_{31}, T_{31}, \dots, T_{3N}, \mathbf{c}) R(t, \tau) R(\tilde{t}, \tau) d\tilde{t} dt + \frac{N_0}{2} \int_{T_z} R^2(t, \tau) dt.$$

Дисперсия сигнала на выходе приемника равна

$$D \{ s_{\text{вых}}(\tau) \} = \int_{T_z} \int_{T_z} B_{\xi}(t, \tilde{t}, T_{31}, T_{31}, \dots, T_{3N}, \mathbf{c}) R(t, \tau) R(\tilde{t}, \tau) d\tilde{t} dt + \frac{N_0}{2} \int_{T_z} R^2(t, \tau) dt. \quad (23)$$

Таким образом, сформулированная задача решается путем определения веса $\varphi(t)$, который минимизирует дисперсию (23) при условиях (20).

Рассмотрим некоторые частные случаи.

3. Случай отсутствия многопутевого распространения сигнала

Будем считать, что принимается канальный символ $s_0(t)$. В отсутствие многопутевого распространения сигнала помеха, вызванная нелинейными искажениями, имеет вид

$$\xi(t, T_{31}, T_{31}, \dots, T_{3N}, \mathbf{c}) = \xi(t, \mathbf{c}) = \sum_{m=2}^M c_{1m} s_0^m(t),$$

Математическое ожидание помехи записывается как

$$x(t) = M \{ \xi(t, \mathbf{c}) \} = M \left\{ \sum_{m=2}^M c_{1m} s_0^m(t) \right\} = \sum_{m=2}^M M \{ c_{1m} \} s_0^m(t),$$

Определим корреляционную функцию помехи.

$$\begin{aligned} B_{\xi}(t, \tilde{t}, T_{31}, T_{31}, \dots, T_{3N}, \mathbf{c}) &= B_{\xi}(t, \tilde{t}, \mathbf{c}) = M \{ \xi(t, \mathbf{c}) \xi(\tilde{t}, \mathbf{c}) \} = \\ &= \sum_{k=2}^M \sum_{m=2}^M M \{ c_{1m} c_{1k} \} s_0^m(t) s_0^k(\tilde{t}) = \sum_{k=2}^M \sum_{m=2}^M k_{mk} s_0^m(t) s_0^k(\tilde{t}), \end{aligned}$$

где $k_{mk} = M \{ c_{1m} c_{1k} \}$ — ковариации коэффициентов c_{1m} и c_{1k} .

В этом случае дисперсия (23) примет вид

$$D \{ s_{\text{вых}}(\tau) \} = \int_{T_z} \int_{T_z} \sum_{k=2}^M \sum_{m=2}^M k_{mk} s_0^m(t) s_0^k(\tilde{t}) R(t, \tau) R(\tilde{t}, \tau) d\tilde{t} dt + \frac{N_0}{2} \int_{T_z} R^2(t, \tau) dt.$$

Изменив порядок интегрирования и сложения, получаем

$$D\{s_{\text{вых}}(\tau)\} = \sum_{k=2}^M \sum_{m=2}^M k_{mk} \int_{T_z} s_0^m(t) R(t, \tau) dt \int_{T_z} s_0^k(\tilde{t}) R(\tilde{t}, \tau) d\tilde{t} + \frac{N_0}{2} \int_{T_z} R^2(t, \tau) dt. \quad (24)$$

Снизить величину дисперсии (24) можно, если

$$\int_{T_z} s_0^m(t) R(t, \tau) dt = 0, \text{ т.е. } \int_{T_z} s_0^m(t) s_0(t) \rho(t) dt = 0. \quad (25)$$

Одновременное выполнение (25) и верхнего равенства требования (20)

$$\int_{T_z} s_0^2(t) \rho(t) dt \neq 0$$

означает, что $s_0(t)$ должна быть ортогональной функциям $s_0^m(t)$ (где $m=2, 3, \dots, M$) с весом $\rho_\varphi(t)$.

В этом случае

$$D\{s_{\text{вых}}(\tau)\} = \frac{N_0}{2} \int_{T_z} R^2(t, \tau) dt.$$

Как известно, любой сигнал длительностью T_z и ограниченный по частоте частотой $\omega_{\max}$ в соответствии с теоремой В. А. Котельникова может быть представлен в виде

$$s(t) = \sum_{j=1}^L b_j \varphi_j(t) = \sum_{j=1}^L s \left(\frac{j\pi}{\omega_{\max}} \right) \frac{\sin(\omega_{\max} t - \pi j)}{\omega_{\max} t - \pi j},$$

где $L = \frac{T_z \omega_{\max}}{\pi}$.

При поэлементном приеме принимаемый канальный символ имеет вид

$$s_0(t) = \varphi_0(t) = \frac{\sin(\omega_{\max} t)}{\omega_{\max} t}. \quad (26)$$

Соседние канальные символы записываются как

$$s_j(t) = s_0(t - \pi j) = \frac{\sin(\omega_{\max} t - \pi j)}{\omega_{\max} t - \pi j}, \quad j = \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots, L. \quad (27)$$

Помеха, вызванная нелинейными искажениями $\xi(t, T_{31}, T_{31}, \dots, T_{3N}, \mathbf{c})$, содержит слагаемые вида

$$\tilde{s}_j(t) = s_0^m(t - \pi j) = \left(\frac{\sin(\omega_{\max} t - \pi j)}{\omega_{\max} t - \pi j} \right)^m, \quad m = 2, 3, \dots, M. \quad (28)$$

Вес ортогональности функции (26) функций (27) и (28) имеет вид

$$\rho_\varphi(t) = \frac{1}{\pi} + \sum_{n=2}^M (-1)^n \frac{2n(n+2)}{\pi} \cos(n\omega_{\max} t). \quad (29)$$

При этом выполняется условие

$$\begin{cases} \int_{T_z} s_0(t) s_j(t) \rho_\varphi(t) dt = \begin{cases} \text{const} \neq 0, & j = 0, \\ 0, & j \neq 0, \end{cases} \\ \int_{T_z} s_0(t) \tilde{s}_j(t) \rho_\varphi(t) dt = 0. \end{cases} \quad (30)$$

Условие (30) обеспечивает выполнение требования нижнего уравнения в системе (20)

$$\int_{T_z} s_0(t) x(t) \rho_\varphi(t) dt = 0$$

при помехе, вызванной нелинейными искажениями, которая имеет вид

$$\xi(t, T_{31}, T_{31}, \dots, T_{3N}, \mathbf{c}) = \xi(t, \mathbf{c}) = \sum_{m=2}^M c_{1m} s_0^m(t).$$

В рассматриваемом случае нелинейные искажения имеют нулевую дисперсию.

4. Случай двухпутевого распространения сигнала и нелинейных искажений второго порядка

Как видно из предыдущего примера, снизить величину дисперсии (23) можно за счет ортогонализации принимаемого канального символа $s_0(t)$ и паразитных составляющих входной смеси. Однако в общем случае, когда принимаемая смесь имеет вид (4), для точного определения веса ортогональности $\rho_\varphi(t)$ необходимо знать времена задержек T_{3i} искаженных сигналов относительно неискаженного принимаемого канального символа.

Рассмотрим метод определения T_{3i} на следующем примере.

Будем считать, что аддитивным шумом в канале связи можно пренебречь. Имеется нелинейность второго порядка.

Пусть подлежащий передаче канальный символ записывается в квадратурах

$$s_0(t) = I g(t) \cos(\omega_0 t) + Q g(t) \sin(\omega_0 t), \quad (31)$$

где I и Q — информационные параметры в прямой и квадратурной составляющих канального символа, $g(t)$ — импульсная характеристика фильтра, формирующего спектр сигнала, ω_0 — частота несущего колебания.

На вход приемника поступает смесь

$$z(t) = c_{11} s_0(t) + c_{12} s_0^2(t) + c_{21} s_0(t - T_{31}) + c_{22} s_0^2(t - T_{31}). \quad (32)$$

Подставим (31) в (32) и учтем (после фильтрации) составляющие входной смеси, центральная частота в спектре которых равна ω_0 , получим

$$z_{\Phi}(t) = c_{11} \{ Ig(t) \cos \omega_0 t + Qg(t) \sin \omega_0 t \} + \\ + c_{21} \{ Ig(t - T_{31}) \cos \omega_0 (t - T_{31}) + Qg(t - T_{31}) \sin \omega_0 (t - T_{31}) \}. \quad (33)$$

Умножим отфильтрованный сигнал (33) на $\cos \omega_0 t$ и учтем (после фильтрации) медленно меняющийся сигнал, спектр которого лежит в низкочастотной области

$$s_{c1}(t) = \frac{c_{11}}{2} Ig(t) + \frac{c_{21}}{2} Ig(t - T_{31}) \cos \omega_0 T_{31} - \frac{c_{21}}{2} Qg(t - T_{31}) \sin \omega_0 T_{31}. \quad (34)$$

Умножим отфильтрованный сигнал (33) на $\sin \omega_0 t$ и учтем (после фильтрации) медленно меняющийся сигнал, спектр которого лежит в низкочастотной области

$$s_{s1}(t) = \frac{c_{11}}{2} Qg(t) + \frac{c_{21}}{2} Ig(t - T_{31}) \sin \omega_0 T_{31} + \frac{c_{21}}{2} Qg(t - T_{31}) \cos \omega_0 T_{31}. \quad (35)$$

Пусть $q_n(t)$, $n=1,2,\dots$ — функции, ортогональные $g(t)$ с весом $\rho_q(t)$ на интервале наблюдения входной смеси T_z .

Домножим сигналы $s_{c1}(t)$ и $s_{s1}(t)$ на произведение $q_1(t)\rho_q(t)$ и проинтегрируем по интервалу наблюдения входной смеси T_z .

Из (34) и (35) получаем

$$S_{c1} = \int_{T_z} s_{c1}(t) q_1(t) \rho_q(t) dt = \frac{c_{21}}{2} (I \cos \omega_0 T_{31} - Q \sin \omega_0 T_{31}) \int_{T_z} g(t - T_{31}) q_1(t) \rho_q(t) dt,$$

$$S_{s1} = \int_{T_z} s_{s1}(t) q_1(t) \rho_q(t) dt = \frac{c_{21}}{2} (I \sin \omega_0 T_{31} + Q \cos \omega_0 T_{31}) \int_{T_z} g(t - T_{31}) q_1(t) \rho_q(t) dt.$$

Обозначим

$$F_n(T_{31}) = \int_{T_z} g(t - T_{31}) q_n(t) \rho_q(t) dt,$$

и запишем

$$S_{c1} = \frac{c_{21}}{2} (I \cos \omega_0 T_{31} - Q \sin \omega_0 T_{31}) F_1(T_{31}). \quad (36)$$

$$S_{s1} = \frac{c_{21}}{2} (I \sin \omega_0 T_{31} + Q \cos \omega_0 T_{31}) F_1(T_{31}). \quad (37)$$

Поскольку информационные параметры I и Q можно переписать в виде

$$I = r \cos \vartheta, \quad Q = r \sin \vartheta,$$

где

$$\vartheta = \arctg \frac{Q}{I}, \quad r = \sqrt{Q^2 + I^2},$$

то

$$S_{c1} = \frac{c_{21}}{2} r \cos(\omega_0 T_{31} + \vartheta) F_1(T_{31}),$$

$$S_{s1} = \frac{c_{21}}{2} r \sin(\omega_0 T_{31} + \vartheta) F_1(T_{31}).$$

Отношение полученных величин дает

$$\frac{S_{s1}}{S_{c1}} = \operatorname{tg}(\omega T_{31} + \vartheta).$$

Полученное отношение может быть использовано для фазовой автоподстройки частоты приемника. Кроме того, из (34) и (35) аналогично можно получить

$$\begin{aligned} S_{c2} &= \int_{T_z} s_{c1}(t) q_2(t) \rho_q(t) dt = \frac{c_{21}}{2} (I \cos \omega_0 T_{31} - Q \sin \omega_0 T_{31}) \int_{T_z} g(t - T_{31}) q_2(t) \rho_q(t) dt = \\ &= \frac{c_{21}}{2} (I \cos \omega_0 T_{31} - Q \sin \omega_0 T_{31}) F_2(T_{31}). \end{aligned} \quad (38)$$

$$S_{s2} = \int_{T_z} s_{s1}(t) q_2(t) \rho_q(t) dt = \frac{c_{21}}{2} (I \sin \omega_0 T_{31} + Q \cos \omega_0 T_{31}) F_2(T_{31}). \quad (39)$$

Найдем отношения (36) к (38) и (37) к (39) и получим величины

$$\frac{S_{c1}}{S_{c2}} = \frac{F_1(T_{31})}{F_2(T_{31})} \quad \text{и} \quad \frac{S_{s1}}{S_{s2}} = \frac{F_1(T_{31})}{F_2(T_{31})}, \quad (40)$$

которые при отсутствии аддитивной помехи должны быть равны. Эти величины являются известными функциями времени T_{31} . Далее, определив из уравнений (40) T_{31} , можно определить вес $\rho_\varphi(t)$, минимизирующий дисперсию помехи.

5. Заключение

Разработанный метод позволяет добиться одновременного снижения уровней нелинейных искажений сигнала и межсимвольной интерференции и не требует сведений об амплитудной характеристике канала связи. Предлагается описывать работу приемника с помощью интегрального преобразования с воспроизводящим ядром. Критерием оптимальности приемника является критерий минимума среднего квадратического отклонения помехи на выходе приемника при заданном отсчетном значении выходного сигнала приемника.

Задача оптимизации сводится к определению ядра интегрального преобразования, математическое ожидание результата которого равно сигналу, а дисперсия результата принимает минимальное значение.

Для решения сформулированной задачи предлагается раскладывать сигнал в ряд В. А. Котельникова.

Определено ядро интегрального преобразования для случая отсутствия межсимвольной интерференции, обеспечивающее нулевую дисперсию помехи, вызванной нелинейными искажениями на выходе приемника.

Фактически в приемнике осуществляется ортогонализация принимаемого сигнала с помехой, вызванной нелинейными искажениями.

При приеме сигнала в условиях нелинейных искажений и межсимвольной интерференции для определения ядра интегрального преобразования необходимо знать время прихода интерферирующего сигнала. Проведены расчеты, иллюстрирующие алгоритм определения времени прихода одного интерферирующего сигнала.

Список литературы

1. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. М. : Издательский дом «Вильямс», 2003. 1104 с.
2. Маригодов В. К., Матвеев Ю. В., Дегтярев А. Н. Методы повышения помехоустойчивости обработки сигналов в системах передачи информации. Севастополь: Изд-во СевНТУ, 2008. 243 с.
3. Бибарсов М. Р., Мишин Д. Ю. Основные направления развития пространственно-временной обработки сигналов в телекоммуникационных системах. В сб. : XI Санкт-Петербургская междунар. конф. «Региональная информатика». Санкт-Петербург. 2008, С. 67.
4. Метелев С. А. Адаптивная пространственно-временная компенсация помех в каналах радиосвязи: автореф. дис. ... д-ра физ.-мат. наук : 01.04.03: защищена 16.11.2004. Нижний Новгород, НИРФИ. 2004. 28 с.
5. Соловьева Е. Б. Итерационный метод компенсации нелинейных искажений в каналах связи // Цифровая обработка сигналов. 2005. № 1. С. 2—8.
6. Соловьева Е. Б. Укороченный итерационный метод нелинейной компенсации // Электронное моделирование. 2005. Т. 27, № 4. С. 75—85.
7. Соловьева Е. Б., Дегтярев С. А. Подавление нелинейных искажений сигналов в спутниковом канале связи на основе итерационно-операторного метода // Известия вузов России. Радиоэлектроника. 2009. Вып. 4. С. 32—42.
8. Лавлинский С. С. Компенсация нелинейно-инерционных искажений сигнала в передающем СВЧ радиотракте : автореф. дис. ... канд. физ.-мат. наук : 01.04.03 : защищена 28.01.2021. Воронеж, ВГУ. 2021. 16 с.
9. Назаров Л. Е. Компенсация искажений сигналов при распространении по трансионосферным радиопередающим линиям с использованием глобальной модели земной ионосферы // Журнал радиоэлектроники. 2022. № 10. [Электронный журнал]. URL: <http://jre.cplire.ru/jre/oct22/2/text.pdf>.
10. Батанов В. В., Назаров Л. Е. Алгоритмы компенсации искажений сигналов при распространении по спутниковым ионосферным радиопередающим линиям. Журнал радиоэлектроники. 2021. № 6. [Электронный журнал]. URL: <http://jre.cplire.ru/jre/jun21/1/text.pdf>.
11. Hormati A., Roy O., Lu Y., Vetterli M. M. Distributed sampling of correlated signals linked by sparse filtering: Theory and applications // IEEE Transactions on Signal Processing. 2010. No. 58(3). P. 1095–1109.

Информация об авторах

Дегтярев Андрей Николаевич, кандидат технических наук, доцент кафедры «Радиоэлектроника и телекоммуникации» Института радиоэлектроники и интеллектуальных технических систем Севастопольского государственного университета, г. Севастополь, Российская Федерация.

Афонин Игорь Леонидович, доктор технических наук, заведующий кафедрой «Радиоэлектроника и телекоммуникации» Института радиоэлектроники и интеллектуальных технических систем Севастопольского государственного университета, г. Севастополь, Российская Федерация.

Поляков Александр Леонидович, кандидат технических наук, доцент кафедры «Радиоэлектроника и телекоммуникации» Института радиоэлектроники и интеллектуальных технических систем Севастопольского государственного университета, г. Севастополь, Российская Федерация.

The Method for Reducing the Effect of Nonlinear Distortions on the Reliability of Message Reception

A. N. Degtyaryov, I. L. Afonin, and A. L. Polyakov

Sevastopol State University
33, Universitetskaya st., Sebastopol, 299053, Russian Federation
andegtyarev@mail.sevsu.ru

Received: May 20, 2025

Peer-reviewed: June 20, 2025

Accepted: June 20, 2025

Abstract: The developed method makes it possible to achieve a simultaneous reduction in the levels of nonlinear signal distortion and intersymbol interference and does not require information about the amplitude characteristic of the communication channel. It is proposed to describe the operation of the receiver using an integral transformation with a reproducing core. The criterion of receiver optimality is the criterion of the minimum mean square deviation of interference at the receiver output at a given reference value of the receiver output signal. The optimization task boils down to determining the core of an integral transformation, the mathematical expectation of the result of which is equal to the signal, and the variance of the result takes on a minimum value. To solve the formulated problem, it is proposed to arrange the signal in a Kotelnikov series. The core of the integral transformation is determined for the case of the absence of intersymbol interference, which provides zero dispersion of interference caused by nonlinear distortions at the receiver output. In fact, the receiver orthogonalizes the received signal with interference caused by nonlinear distortions. When receiving a signal under conditions of nonlinear distortion and intersymbol interference, to determine the core of the integral transformation, it is necessary to know the arrival time of the interfering signal. Calculations illustrating the algorithm for determining the arrival time of one interfering signal have been performed.

Keywords: nonlinear distortion, intersymbol interference, orthogonality of signals, criterion of minimum mean square deviation of interference at a given reference value of the receiver output signal, linear integral transformation.

For citation (IEEE): A. N. Degtyaryov, I. L. Afonin, and A. L. Polyakov. “The Method for Reducing the Effect of Nonlinear Distortions on the Reliability of Message Reception”, *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 8, no. 6, pp. 1023–1039, 2025, doi: 10.21227/4kdy-2g38. (In Russ.).

References

- [1] B. Sklyar, *Digital communications. Theoretical foundations and practical application*. Moscow: Williams Publishing House, 2003. (In Russ.).
- [2] V. K. Marigodov, Yu. V. Matveev, and A. N. Degtyaryov, *Methods for increasing the noise immunity of signal processing in information transmission systems*. Sevastopol: SevNTU, 2008. (In Russ.).

- [3] M. R. Bibarsov and D. Yu. Mishin, "Main directions of development of spatio-temporal signal processing in telecommunication systems," in *XI St. Petersburg International Conf. "Regional Informatics*, St. Petersburg, 2008, p. 67. (In Russ.).
- [4] S. A. Metelev, "Adaptive spatio-temporal interference compensation in radio communication channels," diss., Nizhny Novgorod, NIRFI, 2004. (In Russ.).
- [5] Ye. B. Solovieva, "Iterative method for compensating nonlinear distortions in communication channels," *Digital signal processing*, no. 1. pp. 2–8, 2005. (In Russ.).
- [6] Ye. B. Solovieva, "Shortened iterative method of nonlinear compensation," *Electronic modeling*, vol. 27, no. 4, pp. 75–85, 2005. (In Russ.).
- [7] Ye. B. Solovieva and S. A. Degtyaryov, "Suppression of nonlinear distortions of signals in a satellite communication channel based on the iterative operator method," *Journal of the Russian Universities. Radioelectronics*, iss. 4, pp. 32–42, 2009. (In Russ.).
- [8] S. S. Lavlinsky, "Compensation of nonlinear-inertial signal distortions in the transmitting microwave radio path," diss., Voronezh, VSU, 2021. (In Russ.).
- [9] L. E. Nazarov, "Compensation of signal distortions during propagation along transionospheric radio lines using a global model of the earth's ionosphere," *Journal of Radio Electronics*, no. 10, 2022. [Online], URL: <http://jre.cplire.ru/jre/oct22/2/text.pdf>. (In Russ.).
- [10] V. V. Batanov and L. E. Nazarov, "Algorithms for compensation of signal distortions during propagation via satellite ionospheric radio links," *Journal of Radio Electronics*, no. 6, 2021. [Online], URL: <http://jre.cplire.ru/jre/jun21/1/text.pdf>. (In Russ.).
- [11] A. Hormati, O. Roy, Y. Lu, and M. M. Vetterli, "Distributed sampling of correlated signals linked by sparse filtering: Theory and applications," *IEEE Transactions on Signal Processing*, no. 58(3), pp. 1095–1109, 2010.

Information about the authors

Andrey N. Degtyaryov, Candidate of Technical Sciences, Associate Professor of the Department of Radio Electronics and Telecommunications of the Institute of Radio Electronics and Smart Technical Systems of Sebastopol State University, Sebastopol, Russian Federation.

Igor L. Afonin, Doctor of Technical Sciences, Head of the Department of Radio Electronics and Telecommunications of the Institute of Radio Electronics and Smart Technical Systems of Sebastopol State University, Sebastopol, Russian Federation.

Aleksandr L. Polyakov, Candidate of Technical Sciences, Associate Professor of the Department of Radio Electronics and Telecommunications of the Institute of Radio Electronics and Smart Technical Systems of Sebastopol State University, Sebastopol, Russian Federation.

УДК 621.37(09)

А. Л. Минц — лауреат Золотой медали имени А. С. Попова (к 130-летию со дня рождения)

Золотинкина Л. И., Красникова Е. В.

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет

«ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина)

ул. Профессора Попова, 5, 197022, Российская Федерация

radioemc@yandex.ru

Получено: 20 мая 2025 г.

Отрецензировано: 20 июня 2025 г.

Принято к публикации: 20 июня 2025 г.

Аннотация: *Творческий путь академика АН СССР Александра Львовича Минца охватывает различные направления развития радиотехники: проектирование и строительство мощных радиостанций, работавших в различных диапазонах частот, разработка электронных ламп для передатчиков коротких и средних волн, работы в области радиотелефонии и телевидения, создании ускорителей элементарных частиц и радиолокационных комплексов. В 1950 г. АН СССР присудила члену-корреспонденту АН СССР Золотую медаль имени А. С. Попова «за совокупность выдающихся работ в области мощного радиостроения и других областях радиотехники». В 1958 году А. Л. Минц был избран действительным членом АН СССР.*

Ключевые слова: *А. Л. Минц, А. С. Попов, М. В. Шулейкин, И. Г. Фрейман, радиотехника, радиовещание, радиотелефония, электроника, строительство мощных радиостанций, радиолюбительство, Золотая медаль АН СССР имени А. С. Попова.*

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Золотинкина Л. И., Красникова Е. В.

А. Л. Минц — лауреат Золотой медали имени А. С. Попова (к 130-летию со дня рождения) // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2025. Т. 8, № 6. С. 1040—1050.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Золотинкина, Л. И. Минц — лауреат Золотой медали имени А. С. Попова (к 130-летию со дня рождения) / Л. И. Золотинкина, Е. В. Красникова // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. — 2025. — Т. 8, № 6. — С. 1040—1050.

1. Введение

8 января 1895 года в семье ростовского купца и учительницы родился будущий академик АН СССР Александр Львович Минц (1895—1974).

Это был год рождения радио. Идеи применения беспроводного телеграфирования в начале XX века будоражили воображение молодежи. В 1901 году именно в Ростове-на-Дону под руководством А. С. Попова была построена первая в России коммерческая радиолиния. Не удивительно, что окончив в 1913 году 2-ю гимназию Н. П. Степанова в Ростове-на-Дону, Александр в 1915 году поступил на физико-математический факультет Донского университета, а на следующий год — сразу на второй курс Московского университета. В 1918 году им был получен диплом Донского университета, а в 1922 — Московского. Его чрезвычайно захватывали описания открытий, история физики, очень увлекали работы А. С. Попова и П. Н. Лебедева, немецкого физика Генриха Герца. Любовь к науке, любовь к физике, к радиотехнике осталась у Минца на всю жизнь. Своим первым учителем он считал П. П. Лазарева — академика РАН (1917), создателя отечественной школы биологической физики, который заложил у него основы научного исследователя. Еще в студенческие годы (в 1916 году), Минц создал свое первое изобретение — «Система парализования работы неприятельской радиостанции» [1]. Таким образом, его можно считать одним из первых радиолюбителей в России. И в своей последующей деятельности он активно поддерживал радиолюбительство — руководил радиокружками, давал консультации, под псевдонимом «А. Модулятор» писал статьи для научно-популярных журналов.

2. От командира радиодивизиона до начальника НИИ связи РККА

Увлечение радио спасло сыну купца Александру Минцу жизнь. 1920 год. Идет Гражданская война, в город вошли отряды Первой Конной Армии Буденного. Минц был арестован, ему грозил расстрел. Его предложение использовать в ходе боевых действий радиотелеграф нашло поддержку. Минц вступает в ряды Красной Армии. Сначала он был преподавателем в школе связи Первой Конной армии, вскоре его назначили инспектором радиотелеграфа армии, а затем — командиром радиодивизиона.

«В моем подчинении было 13 радиостанций, 125 человек и 220 лошадей. Так, неожиданно для себя, я стал кавалеристом, — писал Александр Львович в своих воспоминаниях, — радиодивизион под моим командованием принимал участие в рейдах и боях, которые Первая Конная вела на Кавказском, Польском и Крымском фронтах» [1].

С 1921 года А. Л. Минц заведовал лабораторией Высшей военной школы связи РККА в Москве. Своим учителем на этом этапе жизни, он счи-

тал профессора Московского высшего технического училища Михаила Васильевича Шулейкина (1884—1939, академик АН СССР с 1939). В 1922 году Минц создал первую в стране армейскую ламповую радиотелеграфную станцию, которую в 1923 году под индексом «АЛМ» (Александр Львович Минц) приняли на вооружение. Она была изготовлена в количестве 220 комплектов и использовалась до начала Великой Отечественной войны. В 1923 году Александр Львович становится начальником НИИ связи РККА.

3. Строитель мощных радиовещательных станций

21 июля 1918 года В. И. Лениным был подписан декрет Совета Народных Комиссаров (о централизации радиотехнического дела в стране). В октябре 1921 года с трибуны VIII Электротехнического съезда, на котором был принят Государственный план электрификации ГОЭЛРО, в докладе профессора Электротехнического института им. В. И. Ульянова (Ленина) Иманта Георгиевича Фреймана (1890—1929) прозвучал призыв «Нам необходимо создать радиомассы». Съезд поддержал это предложение и постановил: «Признать желательным допустить устройство приемных радиостанций». 4 июля 1923 года Совет народных комиссаров (СНК) СССР принял декрет «О свободе эфира с некоторыми ограничениями». Этим постановлением было предоставлено право всем государственным, профессиональным, партийным и общественным организациям сооружать и эксплуатировать приемные радиостанции». 28 июня 1924 г. СНК СССР принял постановление «О частных приемных радиостанциях» без ограничения длин волн, которое предоставляло право отдельным гражданам самостоятельно создавать или покупать радиоприемники и пользоваться ими для слушания ширококвещательных радиопередач. Это постановление, положившее начало созданию широкой радиослушательской аудитории, развитию радиовещания и массового радиолюбительского движения, получило название «Закон о свободе эфира» [2].

Решения Съезда и Постановлений СНК СССР стимулировало развитие трех направлений в развитии радиотехники: проектирование и строительство мощных радиостанций; разработку и массовое производство радиоаппаратуры; создание аппаратуры радиолюбителями. Для реализации всех этих задач необходимо было создавать отечественную радиопромышленность, а создание «радиомасс» обеспечивало третью группу покупателей радиодеталей, кроме Армии и Флота. Радиотехника активно переходит от искрового, дугового и электромашинного способов генерирования радиоволн к использованию электронных ламп. Первейшая задача — наладить массовое производство электронных ламп различных типов и назначений. Эти вопросы был призван решать созданный в 1922 году Электротехнический треста заводов слабого тока (ЭТЗСТ).

Александр Львович Минц приступает к проектированию Сокольнической радиотелефонной станции (позже она получила имя А. С. Попова). Ее строительство продолжалось в течение двух лет, и было закончено в 1926 году. С этого момента он активно, почти 20 лет, занимался разработкой и строительством отечественных мощных радиостанций.

В 1925 году Александр Львович обосновал возможность применения коротких волн для дальней связи. В 1927 году им было создано устройство для частотной модуляции передатчиков. Первоначальная мощность прибора составила 10 кВт. Впоследствии мощность возросла до 20 кВт. В то время это был наиболее мощный передатчик в Европе. Его установили на радиовещательной станции имени А. С. Попова в Москве.

В 1928 году было принято решение о строительстве радиовещательной станции ВЦСПС мощностью 75—100 кВт. И группа инженеров станции имени А. С. Попова, работавшая под руководством Минца, переезжает в Ленинград.

В условиях реорганизация ЭТЗСТ, нацеленной на концентрацию усилий по созданию отечественной радиопромышленности, Александр Львович Минц организывает Бюро мощного радиостроения, в 1928 году в состав ЭТЗСТ включается также Нижегородская радиолaborатория им. В. И. Ленина во главе с М. А. Бонч-Бруевичем.

В 1936 году Бюро мощного радиостроения было переименовано в Комбинат мощного радиостроения. Александр Львович продолжил строительство мощных радиостанций.

В последующие годы им были построены следующие мощные радиостанции:

- 1) имени Коминтерна — 500 кВт (город Электросталь, Московская область — 1929 г.);
- 2) имени С. Косиора на 150 кВт (1937 г.) — г. Бровары под Киевом;
- 3) коротковолновая РВ-96 — на 120 кВт (1938 г.) — (Подмосковье);
- 4) Куйбышевская радиостанция на 1200 кВт. Ее строительство продолжалось два года. Начали строить радиостанцию осенью 1941 года, а закончили 10 августа 1943 года. История строительства этой радиостанции особенная.

Шел 1938 год. А. Л. Минц очень занят множеством проблем научно-го, производственного, административного характера. И вдруг — опять неожиданный арест. И надуманное обвинение в подрыве боеспособности Красной Армии. Только 10 июля 1941 года, когда началась Великая Отечественная война, Александр Львович был освобожден по личному распоряжению И. В. Сталина. Дело объяснялось тем, что правительство приня-

ло решение о сооружении радиовещательной станции, работающей на средних волнах, мощностью 1200 кВт, и Минц вновь оказался незаменим. Именно ему вместе с группой крупных специалистов было поручено возглавить строительство. Это было последнее сооружение Минца, относящимся к радиовещанию.

За эти разработки и строительство мощных радиовещательных станций в 1946 году он был удостоен Сталинской премии.

В 1930 году А. Л. Минц заинтересовался новым направлением радиотехники: развитием телевидения. В тот же год он получил патент на создание нового телевизора. Новый телевизор под его руководством создавал А. Я. Брейбарт. Спустя несколько лет телевизионное оборудование передали на Ленинградскую студию телевидения. В эти же годы А. Л. Минц заинтересовался и акустическими возможностями радиостудий и помещений театров и концертных залов. Благодаря его усилиям из Большого театра Союза ССР стали передавать по радио концерты, оперные спектакли и симфоническую музыку. 4 ноября 1925 года состоялась первая передача с Красной площади (трансляция похорон М. В. Фрунзе). В 1950 году за совокупность выдающихся работ в области мощного радиостроения и других областях радиотехники Президиум АН СССР наградил А. Л. Минца Золотой медалью имени А. С. Попова.

В 1960-е гг. академик Минц был привлечен к разработке систем противовоздушной обороны (ПВО), противоракетной обороны (ПРО) и противоракетного наблюдения (ПРН) [5].

4. Педагогическая деятельность

Развивающаяся радиотехническая промышленность остро нуждалась в квалифицированных кадрах. Подготовка радиоинженеров началась на первой в России кафедре радиотехники в ЛЭТИ, заведующим которой с 1917 по 1929 годы был профессор И. Г. Фрейман. 10 тем из 30 дипломных проектов, заданных профессором, были посвящены разработкам радиовещательных станций, и не исключено, что конкретные задания по некоторым из них могли быть согласованы с А. Л. Минцем [3]. Закончив экстерном в 1932 году Московский институт инженеров связи, Минц получил диплом радиоинженера.

В конце 1920-х годов Минц теоретически обобщил свой практический опыт. В соавторстве с И. Г. Клячкиным им были написаны две книги: «Основания для расчета модуляции на аноде». (М., 1926) и «Основания для расчета модуляции на сетке» (М., 1928).

Александр Львович преподавал в Ленинградском политехническом институте имени М. И. Калинина (1928—1929); в Ленинградском электротехническом институте связи с (1930—1932), руководил дипломным проектированием студентов и занимался с аспирантами, а с 1932 по 1938 гг. был заведующим кафедрой радиопередающих устройств ЛЭИС.

Выпускники вузов под руководством А. Л. Минца проходили основательную практическую школу радиоинженеров. Среди своих учеников, принимавших активное участие в проектировании и строительстве радиовещательных станций, А. Л. Минц отмечал: П. П. Иванова (его заместителя при проектировании радиовещательных станций), Н. И. Оганова, М. И. Басалаева, профессоров И. Г. Кляцкина, И. Х. Невяжского, З. И. Моделя и Г. А. Зейтленка, а также д. т. н. М. М. Вейсбена, Э. М. Рубчинского. К этой же плеяде своих учеников он относил и многих других [1].

5. К познанию микромира

После войны актуальным стало развитие ядерной физики. Требовалось создать самый крупный и одновременно тонкий инструмент познания микромира. Возглавить сооружение первого в стране мощного ускорителя заряженных частиц поручили Минцу. (В 2025 году «Росатом» отмечает свой юбилей — 80-летие со дня основания).

И затем почти 30 лет жизни было отдано ученым строительству крупных ускорителей протонов и радиоэлектронных систем для них.

В том же 1945 году Минцем была организована радиотехническая лаборатория (позже преобразованная в Радиотехнический институт АН СССР). В конце 1946 года началось сооружение синхроциклотрона. Его возводили силами сотрудников Объединенного института ядерных исследований в Дубне. Член-корреспондент АН СССР Минц принимал самое непосредственное участие в его сооружении.

В 1951 году ученый получил Сталинскую премию за создание синхроциклотрона. В 1956 году за разработку радиоэлектронных систем для синхрофазотрона 10 ГэВ в Дубне ему была вручена Ленинская премия.

С тех пор Александр Львович начал разрабатывать линейные ускорители электронов для Объединенного института ядерных исследований в Дубне и института атомной энергии имени И. В. Курчатова в Москве. Академик Минц предлагал оригинальные инженерные решения для строительства экспериментальных установок. Результаты этих решений находили свое признание в авторских свидетельствах и патентах. О своих работах Александр Львович делал доклады на конференциях и публиковал статьи в журналах по радиотехнике [3, 5].

6. Общественная деятельность

Академик Минц в центральных и местных органах печати писал статьи по вопросам высшего образования. В своих статьях он уделял внимание вопросам организации науки, внедрению результатов научных работ в промышленность, истории развития радиотехники. В статьях и лекциях на исторические темы он всегда подчеркивал приоритет А. С. Попова в изобретении радио (беспроволочного телеграфирования).

А. Л. Минц был одним из основателей Всесоюзного научно-технического общества радиотехники, электроники и связи имени А. С. Попова (ВНТОРЭС им. А.С. Попова). Он регулярно делал доклады по истории радиотехники и ее достижениях на конференциях и съездах общества и в Доме ученых в Москве, в других городах. В 1948 году член-корреспондент АН СССР А. Л. Минц прочел лекцию в Центральном лектории общества «Знание» в Москве. В этой лекции говорилось о достижениях советской радиотехники за 30 лет. В начале выступления, Александр Львович обратил внимание на развитие радио с 1895 по 1917 год [4].

Активное участие он принимал и в организации радиолюбительского дела в СССР. Его популяризации среди населения способствовали публикации о создании собственной радиоаппаратуры в журнале «Радиолюбитель», который позже стал называться «Радиофронт», а с 1945 года журнал получил название «Радио». Также статьи печатались в журналах «Говорит СССР» и «Новости радио». В 1955 году его избрали почетным членом ВНТОРЭС имени А. С. Попова. В 1958 году был избран действительным членом АН СССР.

С 1967 года он являлся председателем Научного совета по проблемам ускорения заряженных частиц Отделения ядерной физики АН СССР.

7. Заключение

А. Л. Минц состоял членом нескольких государственных комитетов при Правительстве СССР: Государственного комитета по науке и технике, Государственного комитета по Ленинским и Государственным премиям в области науки и техники. В АН СССР он входил в состав Бюро Отделения общей физики и астрономии. Александр Львович также был членом Центрального Правления ВНТОРЭС имени А. С. Попова и членом редколлегий журналов: «Доклады АН СССР» и «Радио». Академик Минц присутствовал на заседаниях Совета Московского Дома ученых — как его почетный член.

Как член редколлегии журнала «Радио» ученый постоянно публиковал на страницах журнала свои статьи по актуальным вопросам современной радиотехники. В 1974 году в нескольких номерах журнала были опубли-

ликованы воспоминания академика Минца о его работе по строительству мощных радиостанций (№№ 7, 8, 9 и 10). Вспоминая о том времени, он отмечал слаженную работу коллектива и хороший микроклимат. Его мемуары были напечатаны в юбилейный для журнала год. Журнал вышел из печати весной 1924 года. Юбилейные торжества по случаю 50-летия журнала проходили летом, а 29 декабря 1974 года академик Минц скончался. Он был похоронен на Новодевичьем кладбище в Москве.



Рис. 1. Александр Львович Минц.
Фотография с дарственной надписью
Мемориальному музею А. С. Попова.

Fig. 1. Alexander Lvovich Mints.
Photograph with a dedication
to the A. S. Popov Memorial Museum



Рис. 2. Памятная доска в Ростове-на-Дону.

Fig. 2. Memorial plaque in Rostov-on-Don

8. Награды А. Л. Минца

- Герой Социалистического Труда (1956);
- четыре ордена Ленина (1951, 1953, 1956, 1964);
- два ордена Трудового Красного Знамени (1934, 1943);
- два ордена Красной Звезды (1945, 1967);
- Сталинская премия первой степени (1946) — за разработку систем мощных радиовещательных станций;
- Сталинская премия (1951) — за создание синхроциклотрона;

- Ленинская премия (1959)— за создание синхрофазотрона на 10 ГэВ;
- медали, в том числе Золотая медаль имени А. С. Попова (1950).

9. Основные труды А. Л. Минца

1. Катодные лампы и их применение в радиотехнике (1925);
2. Основания для расчета модуляции на аноде (1927);
3. Основания для расчета модуляции на сетке (1929);
4. Мощные радиовещательные станции западной Европы (1936);
5. Избранные труды. Радиотехника и мощное радиостроительство.

Сост. Н. А. Григорьева — М.: Наука, 1976. В двух тт.

Список литературы

1. https://ru.ruwiki.ru/wiki/Минц_Александр_Львович.
2. Лонгинов А. С., Стариков В. И. Золотая медаль имени А. С. Попова (очерки об ученых). М. : 1980. С.34—45.
3. Имант Георгиевич Фрейман. Избранные труды / сост., авт. вступ. статьи Л. И. Золотинкина ; подред. В. Н. Ушакова. СПб : Изд-во «Пропаганда», 2015. С. 59, 276—326.
4. Минц А. Л. Достижения советской радиотехники за 30 лет : стенограмма публичной лекции, прочитанной в Центральной лектории общества «Знание» в Москве. М. : Изд-во «Правда», 1948. 32 с.
5. Быховский М. А. Академик А. Л. Минц и развитие в СССР радиовещания, ускорительной техники и систем ракетно-космической обороны // Электросвязь. История и современность. 2005. № 1. С. 2—12.
6. Лауреат Золотой медали имени А. С. Попова // Радио. 1950. № 6. С. 6.
7. Лауреат Золотой медали имени А. С. Попова // Радиотехника. 1950. № 4. С. 55—58.
8. Лауреаты Золотой медали имени А. С. Попова (Вологдин В. П., Введенский Б. А., Минц А. Л., Берг А. И.) // Радиотехника. 1952. № 3. С. 6—9.
9. Минц А. Л. В глубины атома, в просторы космоса // Радио. 1959. № 3. С. 11—12.
10. Минц А. Л. Начало пути : воспоминания // Радио. 1974. №№ 7, 8, 9, 10.
11. Минц А. Л. 1200-киловаттная радиовещательная станция (факсимильная статья). 1974 // Радиотехника. 1995. № 4-5. С. 108—114.

Информация об авторах

Золотинкина Лариса Игоревна, кандидат технических наук, старший научный сотрудник, заслуженный работник культуры РФ, директор Мемориального музея А. С. Попова Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина), г. Санкт-Петербург, Российская Федерация.

Красникова Елена Викторовна, специалист по экспозиционно-выставочной работе Мемориального музея А. С. Попова Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета «ЛЭТИ», им. В. И. Ульянова (Ленина), г. Санкт-Петербург, Российская Федерация.

A. L. Mints – Winner of the A. S. Popov Gold Medal (on the 130th Anniversary of Birth)

L. I. Zolotinkina and E. V. Krasnikova

St. Petersburg State Electrotechnical University “LETI”
n. a. V. I. Ulyanov (Lenin)
5, Professora Popova str., 197022, Russian Federation
radioemc@yandex.ru

Received: May 20, 2025

Peer-reviewed: June 20, 2025

Accepted: June 20, 2025

Abstract: *Alexander Lvovich Mints, Academician of the USSR Academy of Sciences, covers various areas of radio engineering development: design and construction of powerful radio stations operating in various frequency ranges, development of electronic lamps for short and medium wave transmitters, work in the field of radiotelephony and television, creation of particle accelerators and radar systems. In 1950 the USSR Academy of Sciences awarded the Corresponding Member of the USSR Academy of Sciences the A. S. Popov Gold Medal” for his outstanding work in the field of high-power radio engineering and other areas of radio engineering.” In 1958 A. L. Mints was elected a full member of the USSR Academy of Sciences.*

Keywords: *A. L. Mintz, A. S. Popov, M. V. Shuleikin, I. G. Freiman, radio engineering, radio broadcasting, radiotelephony, electronics, construction of powerful radio stations, amateur radio, Gold Medal of the USSR Academy of Sciences n. a. A. S. Popov.*

For citation (IEEE): L. I. Zolotinkina and E. V. Krasnikova, “A. L. Mints – Winner of the A. S. Popov Gold Medal (on the 130th Anniversary of Birth),” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 8, no. 6, pp. 1040–1050, 2025, doi: 10.21227/f05z-dk48. (In Russ.).

References

- [1] https://ru.ruwiki.ru/wiki/Mints_Alexander_Lvovich. (In Russ.).
- [2] A. S. Longinov and V. I. Starikov, *Gold medal named after A. S. Popov (essays on scientists)*, pp. 34–45, Moscow, 1980. (In Russ.).
- [3] *Imant Georgievich Freiman. Selected works / by L. I. Zolotinkina*; ed. by V. N. Ushakov, St. Petersburg: Propaganda, pp. 59, 276–326, 2015. (In Russ.).
- [4] A. L. Mints, *Achievements of Soviet radio technology over 30 years*: transcript of a public lecture given at the Central Lecture Hall of the Knowledge Society in Moscow. Moscow: Pravda Publishing House, 1948. (In Russ.).
- [5] M. A. Bykhovskiy, “Academician A. L. Mintz and the Development of Radio Broadcasting, Accelerator Technology, and Rocket and Space Defense Systems in the USSR,” *Eletrosvyaz. Istoriya i sovremennost’*, no. 1, pp. 2–12, 2005. (In Russ.).

- [6] “Laureate of the A. S. Popov Gold Medal,” *Radio*, no. 6, p. 6, 1950. (In Russ.).
- [7] “Laureate of the A. S. Popov Gold Medal,” *Radiotekhnika*, no. 4, pp. 55–58, 1950. (In Russ.).
- [8] “Laureates of the A. S. Popov Gold Medal (Vologdin V. P., Vvedensky B. A., Mintz A. L., Berg A. I.),” *Radiotekhnika*, no. 3, pp. 6–9, 1952. (In Russ.).
- [9] A. L. Mintz, “Into the Depths of the Atom, into the Expanses of Space,” *Radio*, no. 3, pp. 11–12, 1959. (In Russ.).
- [10] A. L. Mintz, “The Beginning of the Journey: Memories,” *Radio*, nos. 7, 8, 9, 10, 1974. (In Russ.).
- [11] A. L. Mintz, “1200-Kilowatt Radio Broadcasting Station (facsimile article),” 1974,” *Radiotekhnika*, no. 4-5, pp. 108–114, 1995. (In Russ.).

Information about the authors

Larisa I. Zolotinkina, Candidate of Technical Sciences, Senior Researcher, Honored Worker of Culture of the Russian Federation, Director of the A. S. Popov Memorial Museum of St. Petersburg State Electrotechnical University “LETI”, St. Petersburg, Russian Federation.

Elena V. Krasnikova, specialist in the exposition and exhibition work of the A. S. Popov Memorial Museum of St. Petersburg Electrotechnical University “LETI”.

О свойствах статистики измерений геомагнитного поля в последние сутки перед землетрясением 14 ноября 2021 года на юге Ирана

^{1,2} Коган Л. П., ² Вольвач А. Е., ² Вольвач Л. Н.,

¹ Штенберг В. Б., ¹ Ревунова Е. А., ¹ Демидова Н. Е.

¹ Нижегородский государственный архитектурно-строительный университет
Ильинская ул., д. 65, г. Нижний Новгород, 603000, Российская Федерация

² Крымская астрофизическая обсерватория РАН,
Отдел радиоастрономии и геодинамики,
г. Ялта, 298688, Российская Федерация
volvach@bk.ru

Получено: 16 июля 2025 г.

Отрецензировано: 18 июля 2025 г.

Принято к публикации: 18 июля 2025 г.

Аннотация: В статье исследованы свойства мелкомасштабных флуктуаций плотности вероятности для измерений Z-составляющей магнитного поля Земли на 24-часовом интервале времени перед сильным землетрясением, которое имело место 14 ноября 2021 года в южной части Ирана. Доказано возникновение устойчивого максимума энтропии измеряемого поля за несколько часов перед рассматриваемым событием. Оценены временные масштабы и изменения относительной величины сейсмического сжатия литосферных плит в области гипоцентра предстоящего землетрясения в течение рассматриваемого промежутка времени.

Ключевые слова: Земля, магнитное поле, землетрясение, точка эпицентра, Иран.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): О свойствах статистики измерений геомагнитного поля в последние сутки перед землетрясением 14 ноября 2021 года на юге Ирана / Л. П. Коган, А. Е. Вольвач, Л. Н. Вольвач [и др.] // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2025. Т. 8, № 6. С. 1051—1065.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): О свойствах статистики измерений геомагнитного поля в последние сутки перед землетрясением 14 ноября 2021 года на юге Ирана / Л. П. Коган, А. Е. Вольвач, Л. Н. Вольвач [и др.] // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2025. — Т. 8, № 6. — С. 1051—1065.

1. Введение

Одной из ключевых задач современной науки является разработка надежных методов прогнозирования природных и индуцированных катастрофических событий геофизической природы. Повышенное внимание к данной проблеме обусловлено как нарастающей частотой экстремальных явлений, так и высоким риском, который они несут для населения и критически важной инфраструктуры. Особенно актуальна эта тема для сейсмоактивных регионов Российской Федерации, где проживает значительная часть населения и размещены объекты повышенной опасности — такие как атомные электростанции и крупные промышленные комплексы [1].

Сильные землетрясения формируются в результате масштабных деформационных процессов в литосфере. Зона подготовки подобных событий может охватывать территории с характерным размером в сотни и даже тысячи километров. Широкомасштабные аномалии в природных полях Земли, возникающие на стадии подготовки землетрясений, потенциально позволяют обнаружить активные зоны через комплексные лабораторные и дистанционные наблюдения. Радиус влияния таких деформационных процессов описывается эмпирическим соотношением вида $R \sim \exp(M)$, где M — магниту́да события [2]. Например, для землетрясений с $M \approx 5$ радиус действия может достигать 500 км — значительно превышая размеры фокальной области. Однако аномальные проявления фиксируются не повсеместно, а преимущественно в так называемых «чувствительных зонах» земной коры.

Одной из гипотез, объясняющих возникновение предвестников землетрясений, является формирование микротрещин с положительным зарядом, которые могут передавать электрический потенциал от фокальной зоны к поверхности. Проведенные лабораторные исследования подтверждают реалистичность такого механизма [3]. В ряде случаев перед разрушительными землетрясениями наблюдались электромагнитные и атмосферные аномалии, включая свечение в атмосфере в районе будущего эпицентра.

Факт обнаружения электромагнитных и сейсмических аномалий зависит от множества факторов: от фоновых условий и геофизических характеристик региона до структуры и глубины очага события. В связи с этим, несмотря на накопленные свидетельства, традиционные статистические методы пока не обеспечивают высокой надежности при интерпретации подобных явлений как предвестников.

Современная наука делает акцент на разработке и применении математических методов для анализа волновых процессов, отражающих внутреннюю структуру и динамику геосред. Ключевым преимуществом этого подхода является возможность дифференцированного анализа пове-

дения геофизической среды в предсейсмический период. Особенно важно, что математическое моделирование открывает новые перспективы в интерпретации результатов наблюдений.

Разнообразие существующих моделей позволяет выбирать наиболее подходящие инструменты в зависимости от решаемых задач. Особое внимание уделяется механико-математическим моделям различной степени сложности [1]. Среди них можно выделить класс простейших моделей, таких, как модель однородного полупространства, применимая для анализа взаимодействия поверхностных источников сейсмических колебаний с грунтом [4, 5].

Электромагнитные эффекты, сопровождающие процессы подготовки землетрясений, являются высокочувствительными индикаторами, поскольку они распространяются на значительные расстояния и хорошо регистрируются. Это делает их перспективным инструментом для разработки методов краткосрочного прогноза. Их изучение требует сочетания полевых наблюдений, лабораторного моделирования и математического анализа, что позволяет глубже понять процессы, происходящие в недрах Земли в преддверии катастрофических событий. В данной статье на основании подхода [6—13] исследуются свойства статистического функционала от измерений Z -компоненты геомагнитного поля, проведенных 13 и 14 ноября 2021 года на магнитовариационной станции *SIM* (Симеиз, Крым). Этот период включал момент начала землетрясения магнитудой 6,4, которое произошло 14 ноября 2021 в 12:08:38 UTC в Южном Иране в 63 км к северу от г. Бандар-Аббас. На рис. 1 изображен эпицентр данного события, находящийся вблизи линии разлома Загрос, а также точка расположения магнитометра *SIM*.



Рис. 1. Координаты эпицентра землетрясения магнитудой 6,3 и расположение линий региональных сейсмических разломов. Синей стрелкой отмечено положение магнитометра *SIM*.

Fig. 1. Coordinates of the epicenter of the magnitude 6.3 earthquake and the location of regional seismic fault lines. The blue arrow marks the position of the *SIM* magnetometer

В результате проведенных расчетов применительно к рассматриваемому землетрясению удалось выявить ряд закономерностей, позволяющих описывать временные масштабы и уровень сжатия литосферных плит в области будущего гипоцентра в режиме, близком к текущему времени. Как это будет обосновано ниже, предлагаемый подход может быть назван методикой спектрально-вероятностного анализа.

2. Наблюдения и обработка

При дальнейших расчетах будем полагать, что любое физическое (а также биофизическое [7]) поле $x(t)$, которое может быть измерено в сейсмоактивных регионах, может быть представлено в виде суммы:

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

В (1) случайная величина (СВ) $x_1(t)$ — фоновый шум, под которым понимается ансамбль обычно регистрируемых случайных сигналов, не связанных с подготовкой предстоящего сильного землетрясения (сюда же могут быть включены инструментальные помехи, связанные с работой измерительной аппаратуры). В то же время случайный процесс $x_2(t)$ полагаем вызванным влиянием процессов разлома литосферных плит на ослабленных участках земной коры в области будущего гипоцентра. Интенсивность этих процессов возрастает в период последних нескольких суток перед приближающимся землетрясением. По аналогии с [6—13] в роли главной гипотезы в этой статье принимается предположение о статистической независимости (или слабой зависимости) двух этих случайных слагаемых.

На рис. 2 приведены схематически изображенные плотности вероятности $\rho_1(w)$ для фонового шума $x_1(t)$ и $\rho_2(w)$ — для случайного процесса $x_2(t)$. Отметим, что с учетом конечного числа измерений обе эти зависимости будут случайными функциями. При этом эффективную ширину распределения $\rho_1(w)$ полагаем много большей по сравнению с функцией $\rho_2(w)$. Это связано с тем, что сигнал $x_2(t)$ почти всегда является много меньшим по модулю, чем $x_1(t)$.

Важно отметить, что, как показано на рис. 2, распределение $\rho_1(w)$ с высокой вероятностью является «шероховатым», то есть включающем малые мелкомасштабные флуктуации. Их эффективный период можем считать равным значению ширины h единичного интервала дискретизации. Он используется при разделении области значений исследуемой случайной величины на отдельные интервалы шириной h с целью составления статистики, на основании которой строится зависимость $\rho_1(w)$. Значение h при необходимости может быть выбрано произвольно малым. (Анало-

гичные флуктуации для плотности вероятности $\rho_2(w)$ не играют принципиальной роли в силу ее узости по сравнению с $\rho_1(w)$.

При этом плотность вероятности $\rho_x(w)$, отвечающая сумме (1) двух независимых случайных величин x_1 и x_2 , может быть записана в форме свертки вида:

$$\rho_x(w) = \int_{-\infty}^{\infty} \rho_{x_1}(w') \rho_{x_2}(w - w') dw'. \quad (2)$$

Несложно понять (см. [6—13]), что если при выполнении для эффективной ширины S плотности вероятности $\rho_{x_2}(w)$ выполняется условие

$$S \geq (2 \div 3)h, \quad (3)$$

(при котором S превосходит хотя бы в несколько раз значение h ширины указанного выше интервала дискретизации), то имеет место усреднение и значительное уменьшение мелкомасштабных флуктуаций эмпирической зависимости $\rho(w)$ по сравнению с $\rho_1(w)$. С учетом этого феномена на рис. 2 также приведена в виде «гладкой» кривой схематическая плотность вероятности $\rho(w)$ «суммарного» случайного процесса $x(t) = x_1(t) + x_2(t)$. Отметим, что в (3) можем полагать значение $S \sim 2\sigma_2$, где σ_2 есть стандарт флуктуаций СВ x_2 .

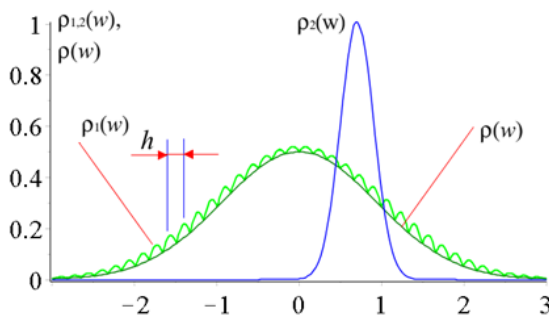


Рис. 2. Схематические вероятностные распределения плотностей вероятности $\rho_1(w)$, $\rho_2(w)$ и $\rho(w)$.

Fig. 2. Schematic probability distributions of the probability densities $\rho_1(w)$, $\rho_2(w)$ and $\rho(w)$

Укажем, что рассматриваемое изменение амплитуды малых флуктуаций экспериментальной плотности вероятности, которое с большой вероятностью будет иметь место при появлении в системе «дополнительного» независимого случайного слагаемого $x_2(t)$, вполне может быть зарегистрировано с помощью применения известных математических подходов. К числу которых, в числе прочего, относятся различные виды преобразования Фурье.

С целью формулирования соответствующего математического аппарата проведем разделение временного промежутка наблюдений на отдельные отрезки реализации с равной продолжительностью и одинаковым числом измерений. Как и в [6—13], приходим к выводу, что для любого отрезка реализации появление в (1) слагаемого $x_2(t)$, связанного с влиянием процесса подготовки приближающегося землетрясения и удовлетворяющего (3), со статистически значимой вероятностью способно привести к существенному изменению величины и в целом свойств функционала вида

$$L_0(\mu) = \frac{A}{M} \sum_{l=\mu-M+1}^{\mu} |\mathcal{L}_l|, \quad \mathcal{L}_l = \sum_{m=0}^{N-1} (-1)^m P_{m,l}. \quad (4)$$

Здесь натуральный аргумент μ отвечает моменту времени завершения отрезка реализации с этим номером, множитель $A = 1000$ введен с целью перехода к удобной для анализа области значений функционала $L_0(\mu)$, а $M = 100$ — ширина интервала усреднения по последовательным отрезкам реализации. Коэффициент $P_{m,l}$ во второй сумме в (4) обозначает отвечающую отрезку реализации номер l вероятность попадания значений функции $\sin[x(t)]$ в интервал номер m области значений вида

$$\sin[x(t)]_{\min} + mh \leq \sin[x(t)] < \sin[x(t)]_{\min} + (m+1)h, \quad 0 \leq m \leq N-1. \quad (5)$$

В (5) множитель $h = 0,1$ — ширина интервала дискретизации, определяющая их общее число $N = 2/h = 20$. Статистика (5) для каждого отрезка реализации (все они обладают одной и той же продолжительностью Δt и им отвечает одинаковое число измерений) соответствует измерениям Z -компоненты измеряемого геомагнитного поля. Основным вероятностным эффектом, на котором основано действие указанного функционала, является уменьшение модуля разностей вида $P_{m+1,l} - P_{m,l}$ (см. вторую сумму в (4)) вследствие эффекта указанного усреднения мелкомасштабных возмущений плотности вероятности фонового шума $x_1(t)$ при появлении в составе измеряемого сигнала $x(t)$ независимого слагаемого $x_2(t)$, удовлетворяющего условию (3).

Переход в (5) к рассмотрению случайной величины $\sin[x(t)]$ вместо непосредственно измеряемого поля $x(t)$ связан с существованием интегрируемых особенностей соответствующей плотности вероятности $\rho_{\sin[x]}(w) \sim (1 - w^2)^{-0.5}$ при $|w| \rightarrow 1$. Из проведенных вычислений следует, что их влияние приведет к усилению различия (вблизи точек указанных особенностей) величины эффективной амплитуды рассматриваемых мелкомасштабных флуктуаций для тех отрезков реализации, для которых существует независимое слагаемое $x_2(t)$, по сравнению с отрезками, для

которых оно тождественно отсутствует. Т. е. применительно к указанным флуктуациям с высокой вероятностью переход к исследованию свойств статистики $\sin[x(t)]$ вместо $x(t)$ приводит к своего рода эффекту «увеличивающего стекла».

Важно подчеркнуть, что с математической точки зрения принцип действия предлагаемой методики состоит в оценке степени равномерности вероятностного распределения на малых интервалах области значений измеряемого сигнала. Уменьшение амплитуды мелкомасштабных возмущений плотности вероятности $\rho_x(w)$ равносильно его приближению к некоторому «идеальному» распределению. Оно соответствовало бы неограниченно большому числу взаимно независимых отсчетов, проводимых за произвольно длительное время. Такое распределение означает стремление к ситуации абсолютного хаоса с неограниченным ростом энтропии. Это означает, что статистический функционал (4) характеризует степень хаотизации и роста энтропии для измеряемого физического поля. Как несложно понять, увеличение и, наоборот, уменьшение эффективной области значений случайного процесса $x_2(t)$ с высокой вероятностью приводит к уменьшению и, соответственно, увеличению значений функционала (4). Другими словами, при увеличении сдвигивания литосферных плит на этапе «итоговой подготовки» приближающегося землетрясения будет иметь место уменьшение, а при локальном ослаблении таких процессов — увеличение значений функционала $L_0(\mu)$. Далее с целью большего удобства при записи времени вместо функционала $L_0(\mu)$ будем использовать зависимость

$$L(n) = L_0\left(\frac{3600\mu}{\Delta t}\right), \quad (6)$$

где Δt — длительность одного отрезка реализации (одна и та же для всех таких отрезков) в секундах, а n — время в часах.

Отметим также, что вторую сумму в (4) можем рассматривать как характеристическую функцию, т. е. дискретное преобразование Фурье $\sim \sum_{m=0}^{N-1} \exp(ipm) P_{m,l}$ от экспериментальной дискретной плотности вероятности при значении фурье-переменной $p = \pi$. Поэтому, как было указано выше, предлагаемый способ анализа флуктуаций измеряемого физического поля может быть назван методом спектрально-вероятностного анализа.

Далее при расчетах в роли случайного процесса $x(t)$ рассматриваются (в единицах нанотесл) значения $-$ компоненты геомагнитного поля. Измерения проводились на магнитометре SIM (Симеиз, южный берег Крыма) в период с 12:00:00 13.11.2021 по 15:00:00 14.11.2021. Это интервал включает в себя момент 12:08:38 14 ноября 2021 года, когда имело место начало изучаемого землетрясения.

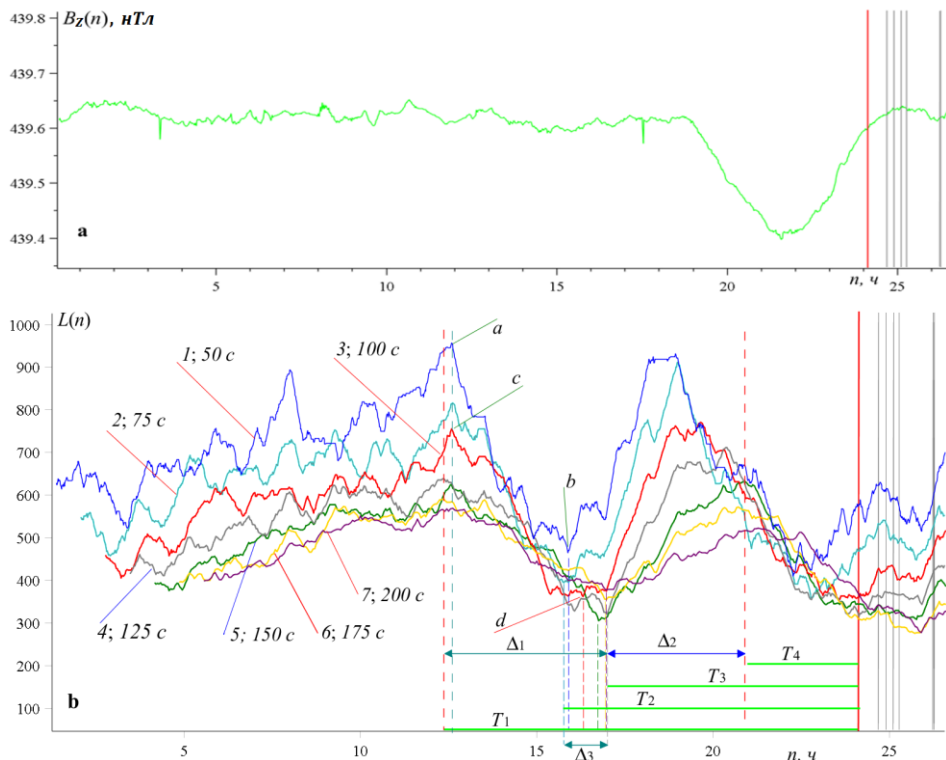


Рис. 3. Непосредственно измеряемые значения $B_Z(n)$ для -компоненты геомагнитного поля (а) и зависимости $L(n)$ при различных длительностях Δt отрезков реализации (б).

Fig. 3. Directly measured values of $B_Z(n)$ for the Z component of the geomagnetic field (a) and the $L(n)$ dependences for different durations Δt of the implementation segments (b)

На рис. 3 приведена зависимость $B_Z(n)$ для значений -компоненты геомагнитного поля (а), а также отвечающие им зависимости функционала $L(n)$ (б). Фактически имеют место два события с магнитудами 6,0 и 6,3. Но поскольку они происходят с интервалом в полторы минуты (в 12:07:03 и в 12:08:38 UTC), то на рис. 3б время их начала отмечено одной сплошной красной вертикальной прямой. Серые вертикальные прямые, расположенные справа от указанных красных прямых, отвечают серии наиболее существенных афтершоков с магнитудами не более 5.

При выполнении расчетов в (5) интервал дискретизации был принят равным $h = 0,1$; в данном случае общее число таких интервалов применительно к статистике (5) составляет $N = \frac{2}{h} = 20$. При этом кривые 1–7 на рис. 3б отвечают длительностям Δt отрезков реализации в 50 секунд (кри-

вая 1), в 75 секунд (кривая 2), в 100 секунд (кривая 3), в 125 секунд (кривая 4), в 150 секунд (кривая 5), в 175 секунд (кривая 6) и в 200 секунд (кривая 7). Соответствующие подписи приведены на рис. 3b рядом с номерами указанных кривых $L(n)$. Здесь и далее аргумент зависимости $B_Z(n)$, а также функционала $L(n)$ означает время в часах, которое отсчитывается на горизонтальной оси от момента 12:00:00 13.11.2021 UTC.

3. Обсуждение полученных результатов

Как следует из рис. 3, зависимость $B_Z(n)$ (рис. 3a), которая соответствует непосредственно измеряемым значениям Z -компоненты геомагнитного поля, является намного менее удобной для исследования проходящих процессов и поиска предвестников приближающегося события, чем «энтропийный» статистический функционал $L(n)$ (рис. 3b). В первую очередь это обусловлено тем, что, как следует из рис. 3a, максимальная вариация непосредственно измеряемых значений $B_Z(n)$ не превосходит 0,7 % от максимума зависимости $B_Z(n)$. Тогда как для зависимости $L(n)$ аналогичная вариация (например, соотношение значений функционала $L(n)$ в точках a и b для синей кривой 1 или в точках c и d для красной кривой 3 на рис. 3b) составляет величину в пределах $(20 \div 50)\%$. Таким образом, информативность и чувствительность предлагаемой методики спектрально-вероятностного анализа, основанного на исследовании временной зависимости уровня хаоса в рассматриваемом случайном сигнале, оказывается радикально (то есть на полтора-два порядка) большей, чем при аналогичном изучении свойств самих измерений Z -компоненты магнитного поля.

При анализе функционала $L(n)$ на рис. 3b приходим к следующим выводам.

1. Несмотря на существенное, в четыре раза, изменение длительности Δt отрезков реализации, на рис. 3b имеет место эффект топологического подобия соответствующих зависимостей $L(n)$. Этот факт означает устойчивость результатов, полученных с помощью применяемого подхода.

2. Как следует из рис. 3b, за промежуток $T_1 \approx 12$ часов перед началом землетрясения начинается масштабное уменьшение значений функционала $L(n)$, которое длится на протяжении временного интервала $\Delta_1 \approx 4,5$ часа. Он отсчитывается от момента практически синхронного достижения точек максимумов (для кривых 4 и 6), которые предшествуют области «провала» в течение совокупности интервалов времени Δ_1 и Δ_2 (где $\Delta_2 \approx 4$ часа). Границы данного «провала» отмечены вертикальными красными разреженными пунктирами.

3. Далее спустя менее половины часа аналогичные максимумы также взаимно синхронно достигаются и остальными кривыми 1—3, 5 и 7 (через данные экстремумы проведен зеленый вертикальный разреженный пунктир). Момент завершения интервала Δ_1 соответствует времени достижения (кривой 4) последнего из 7 минимумов для рассматриваемых 7 кривых. Эти минимумы (моменты их достижения отмечены вертикальными штриховыми линиями) имеют место на промежутке Δ_3 . Он начинается за время $T_2 \approx 8,5$ часов до события, длится порядка одного часа (более точно, 1 ч 15 минут) и завершается за $T_3 \approx 7$ часов перед началом землетрясения. Таким образом, указанные минимумы для всех 7 рассматриваемых кривых $L(n)$, отвечающих существенно разным значениям параметров данного функционала, достигаются на весьма сжатом интервале времени порядка одного часа. Этот факт также можем рассматривать как доказательство устойчивости применяемого подхода.

4. Из статистического и физического смыслов зависимости $L(n)$ (см. также [7, 9]) следует, что значения данного статистического функционала являются обратно пропорциональными эффективной ширине распределения $\rho_{x_2}(w)$. Это связано с тем, что чем сильнее эффективный размах случайного процесса $x_2(t)$, связанного с влиянием подготовки землетрясения, тем большей будет степень усреднения случайных вариаций экспериментальной плотности вероятности $\rho_{x_1}(w)$ при выполнении свертки (2). И, следовательно, тем меньшими становятся значения функционала $L(n)$, которые прямо пропорциональны эффективной амплитуде указанных случайных флуктуаций (см. вторую сумму в (4)). Отсюда можем сделать вывод, что на протяжении временного интервала Δ_1 происходило сжатие литосферных плит, максимум которого был достигнут в пределах промежутка времени Δ_3 .

5. Соотношение значений $L(n)$ в точках максимума и минимума в области рассматриваемого «провала» (например, точки a и b для кривой 1 или точки c и d для кривой 3) составляет величину порядка $1.5 \div 2$. Это означает, что на указанном промежутке времени Δ_3 , то есть за 7—8 часов перед событием, имело место достижение увеличения уровня сейсмического сдавливания блоков литосферных плит в области готовящегося гипоцентра в полтора-два раза по сравнению с «обычными» значениями.

6. В рамках логики используемого подхода можем утверждать, что на четырехчасовом интервале Δ_2 , который занимает время от начала и до завершения этапа возрастания для всех 7 рассматриваемых зависимостей $L(n)$ (соответственно за время от $T_3 \approx 7$ часов и до $T_4 \approx 3$ часа перед началом землетрясения) имел место локальный спад сейсмического давления в области гипоцентра. Он может объясняться, в частности, возник-

новением новых сетей трещин в ослабленных блоках земной коры в зоне подготовки землетрясения, на создание которых ушла часть энергии сейсмического сдвигания.

7. Далее, через время $T_4 \approx 3$ часа после завершения интервала Δ_2 , происходит рассматриваемое землетрясение. При этом к моменту его начала значения $L(n)$ во всех случаях снова возвращаются к уровням, близким к минимумам внутри рассмотренной выше области «провала». Этот факт означает переход к новому периоду сейсмического сдвигания в области гипоцентра и вполне согласуется с логикой предлагаемой теории.

8. Отметим, что одним из наиболее важных результатов данной статьи является вывод о том, что на языке применяемого подхода становятся «читаемыми» процессы, связанные с подготовкой приближающегося землетрясения.

9. Укажем также, что линия сейсмического разлома, находящегося вблизи эпицентра события, почти точно направлена на магнитовариационную станцию *SIM*. Это свидетельствует о наличии оптимальных условий для измерений *Z*-компоненты магнитного поля, создаваемого токами, протекающие между краями вновь образующихся сетей трещин. Которые с большой вероятностью должны быть «в среднем» параллельны направлению этого разлома. Это означает перпендикулярность соответствующих линий перелома электрических зарядов к направлению на используемый магнитометр.

4. Выводы

В данной статье были исследованы изменения статистики измерений *Z*-составляющей геомагнитного поля, осуществленных на магнитовариационной станции *SIM* (Крым) на протяжении последних суток перед землетрясением магнитудой 6,3, которое произошло 14 ноября 2021 года на юге Ирана. В результате проведенных расчетов удалось оценить длительность интервалов усиления и ослабления уровня сжатия литосферных плит в области будущего гипоцентра, а также степень усиления их сейсмического сдвигания. Полученные результаты могут рассматриваться как подтверждение эффективности предлагаемой методики спектрально-вероятностного анализа.

Благодарности

Публикация выполнена в рамках конкурса грантов «Фундамент будущего», который проводится в целях реализации программы развития ННГАСУ согласно программе академического лидерства «Приоритет 2030» в аспекте развития научно-исследовательской политики университета.

Список литературы

1. Собисевич А. Л. Избранные задачи математической геофизики, вулканологии и геоэкологии. М. : ФГБУН ИФЗ РАН, 2012. 512 с.
2. Добровольский И. П. Математическая теория подготовки и прогноза тектонического землетрясения. М. : Физматлит, 2009. 240 с.
3. Freund F. Earthquake Forewarning – A Multidisciplinary Challenge from the Ground up to Space // *Acta Geophysica*. 2013. Vol. 61, no. 4. P. 775–807.
4. Бабешко В. А., Селезнев М. Г. [и др.]. Об одном методе исследования установившихся колебаний упругого полупространства, содержащего сферическую или горизонтальную цилиндрическую полость // *Прикладная математика и механика*. 1983. Т. 47, вып. 1. С. 115–121.
5. Чичинин И. С. Вибрационное излучение сейсмических волн. М. : Недра. 1984. 220 с.
6. Вольвач А. Е., Коган Л. П., Канониди К. Х. Способ определения вероятности возникновения землетрясений на основе выявления феноменов с высоким уровнем детерминированности. Пат. 2778972 РФ, СПК G01V 1/008 (2022.08); G01V 3/38 (2022.08). № 2021122118: заявл. 26.07.2021, опубл. 29.08.2022. 2022. Бюл. № 25. 7 с.
7. Volvach A. E., Kogan L. P., Kanonidi K. H. [et al.]. Changes in the properties of the statistics of physical and biophysical fields as earthquake precursor // *Communications in Non-linear Science and Numerical Simulation*. 2022. Vol. 108. Art. 106200.
8. Kogan L. P., Bubukin I. T., Shtenberg V. B. To the question of calculating the probability of strong earthquakes in real time // *Chaos, Solitons and Fractals*. 2021. Vol. 145. Art. 110807.
9. Volvach A. E., Kogan L. P., Kanonidi K. H. [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.
10. Volvach A. E., Kogan L. P., Kanonidi K. H. [et al.]. Statistical precursors of a strong earthquake on April 6, 2009 on the Apennine Peninsula // *Heliyon*. 2022. Vol. 8, no 8. Art., e10200.
11. Volvach A., Kogan L., Kanonidi K. [et al.]. About Statistical Precursor Earthquakes on October 12, 2021 with a Magnitude of 6.4 on the Island of Crete // *Romanian Journal of Physics*. 2023. Vol. 68. P. 801.
12. Volvach A. E., Kogan L. P., Kanonidi K. H. [et al.]. On a comparison of the properties of a statistical functional from measurements of the magnetic field in the mid of the Russian continental platform and in a seismically active region // *Geomagnetism and Aeronomy*. 2023. Vol. 63, no. 2. P. 224–238.
13. Volvach A. E., Kogan L. P., Volvach L. N. [et al.]. The group of statistical precursors of 7.3 and 6.6 magnitude earthquakes in the region of Indonesia // *Natural Hazards*. 2024. Vol. 120, no. 6. P. 5601–5616.

Информация об авторах

Коган Лев Петрович, кандидат физико-математических наук, доцент, Нижегородский государственный архитектурно-строительный университет, г. Нижний Новгород, Россия.

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

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

Штенберг Валерия Борисовна, кандидат физико-математических наук, доцент, Нижегородский государственный архитектурно-строительный университет, Нижний Новгород, Россия.

Ревунова Елена Алексеевна, кандидат физико-математических наук, доцент, Нижегородский государственный архитектурно-строительный университет, Нижний Новгород, Россия.

Демидова Наталья Евгеньевна, кандидат физико-математических наук, доцент, Нижегородский государственный архитектурно-строительный университет, Нижний Новгород, Россия.

On the Properties of the Statistics of Geomagnetic Field Measurements in the Last 24 Hours Before the November 14, 2021 Earthquake in Southern Iran

L. P. Kogan^{1,2}, A. E. Volvach², L. N. Volvach², V. B. Stenberg¹,
E. A. Revunova¹, and N. E. Demidova¹

¹ Nizhny Novgorod State University of Architecture and Civil Engineering,
Nizhny Novgorod, 603000, Russian Federation

² Crimean Astrophysical Observatory, Radio Astronomy and Geodynamics Department
Yalta, 298688, Russian Federation
volvach@bk.ru

Received: July 16, 2025

Peer-reviewed: July 18, 2025

Accepted: July 18, 2025

Abstract: The article studies the properties of small-scale fluctuations in the probability density for measurements of the Z-component of the Earth's magnetic field over a 24-hour period before a strong earthquake that occurred on November 14, 2021, in southern Iran. It demonstrates the occurrence of a persistent maximum in the entropy of the measured field several hours before the event. The article also assesses the duration of the time intervals during which the compression of the lithospheric plates in the area of the hypocentre of the upcoming earthquake intensified and weakened.

Keywords: Earth, magnetic field, earthquake, precursors, Iran.

For citation (IEEE): L. P. Kogan, A. E. Volvach, L. N. Volvach, [et al.], “On the Properties of the Statistics of Geomagnetic Field Measurements in the Last 24 Hours Before the November 14, 2021 Earthquake in Southern Iran,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 8, no. 6, pp. 1051–1065, 2025, doi: 10.21227/jfx3-vz77. (In Russ.).

References

- [1] A. L. Sobisevich, *Selected problems of mathematical geophysics, volcanology and geoecology*, Moscow: IFZ RAS, 2012. (In Russ.).
- [2] I. P. Dobrovolsky, *Mathematical theory of preparation and forecast of a tectonic earthquake*. Moscow: Fizmatlit, 2009. (In Russ.).
- [3] F. Freund, “Earthquake Forewarning – A Multidisciplinary Challenge from the Ground up to Space,” *Acta Geophysica*, vol. 61, no. 4, pp. 775–807, 2013.
- [4] V. A. Babeshko, M. G. Seleznev, [et al.], “On a method of studying steady-state oscillations of an elastic half-space containing a cavity,” *Journal of Applied Mathematics and Mechanics*, vol. 47, iss. 1, pp. 88–93. 1983.
- [5] I. S. Chichinin, *Vibrational radiation of seismic waves*, Moscow: Nedra. 1984. (In Russ.).

- [6] A. E. Volvach, L. P. Kogan, and K. Kh. Kanonidi, "Method for determining the probability of earthquakes based on the identification of phenomena with a high level of determinancy," Pat. 2778972 RF, Aug. 2022. (In Russ.).
- [7] A. E. Volvach, L. P. Kogan, K. H. Kanonidi, [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.
- [8] L. P. Kogan, I. T. Bubukin, and V. B. Shtenberg, "To the question of calculating the probability of strong earthquakes in real time," *Chaos, Solitons and Fractals*, vol. 145. Art. 110807, 2021.
- [9] A. E. Volvach, L. P. Kogan, K. H. Kanonidi, [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.
- [10] A. E. Volvach, L. P. Kogan, K. H. Kanonidi, [et al.], Statistical precursors of a strong earthquake on April 6, 2009 on the Apennine Peninsula," *Heliyon*, vol. 8, no 8. Art. e10200. 2022.
- [11] A. Volvach, L. Kogan, K. Kanonidi, [et al.], "About Statistical Precursor Earthquakes on October 12, 2021 with a Magnitude of 6.4 on the Island of Crete," *Romanian Journal of Physics*, vol. 68, p. 801. 2023.
- [12] A. E. Volvach, L. P. Kogan, K. H. Kanonidi, [et al.], "On a comparison of the properties of a statistical functional from measurements of the magnetic field in the mid of the Russian continental platform and in a seismically active region," *Geomagnetism and Aeronomy*, vol. 63, no. 2, pp. 224–238, 2023.
- [13] A. E. Volvach, L. P. Kogan, L. N. Volvach, [et al.], "The group of statistical precursors of 7.3 and 6.6 magnitude earthquakes in the region of Indonesia," *Natural Hazards*, vol. 120, no. 6, pp. 5601–5616, 2024.

Information about the authors

Lev P. Kogan, Candidate of Physical and Mathematical Sciences, Associate Professor, Nizhny Novgorod State University of Architecture and Civil Engineering, Nizhny Novgorod, Russia.

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

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

Valeria B. Shtenberg, Candidate of Physical and Mathematical Sciences, Associate Professor, Nizhny Novgorod State University of Architecture and Civil Engineering, Nizhny Novgorod, Russia.

Elena A. Revunova, Candidate of Physical and Mathematical Sciences, Associate Professor, Nizhny Novgorod State University of Architecture and Civil Engineering, Nizhny Novgorod, Russia.

Natalia E. Demidova, Candidate of Physical and Mathematical Sciences, Associate Professor, Nizhny Novgorod State University of Architecture and Civil Engineering, Nizhny Novgorod, Russia.